



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Sciences en Génie Electrique

Option : Automatique

Présenté par :
BENAHDOUGA Seddik
Magister en Automatique de l'ENP

Intitulé

Commande à structure variable des Systèmes Complexes Non Linéaires Interconnectés: Application aux Réseaux Electriques Multi-machines

Soutenu publiquement le **24/06/2014** devant le jury composé de :

Président :	NEZLI Lazhari	Professeur à l'ENP
Rapporteur :	BOUKHETALA Djamel BOUDJEMA Farès	Professeur à l'ENP Professeur à l'ENP
Examineurs :	DARCHERIF Abdelmoumen BALI Nouredine GROUNI Said	MC-A EPMI Cergy Pontoise, Paris MC-A USTHB MC-A UMBBoumerdes

ENP 2014

ملخص :

الهدف من هذه الأطروحة هو معالجة إشكالية الاستقرار العابر في أنظمة الطاقة المركبة و المترابطة ذوات النماذج اللاخطية. تم اقتراح عدة تقنيات حديثة في مجال التحكم اللاخطي، حيث أن نتائج البحوث المتوفرة لحد الآن أقرت محدودية التحكم الكلاسيكي من نوع *PSS* و *AVR* في ضمان الاستقرار العابر. من المعروف أن تركيب قوانين التحكم في الشبكات الكهربائية يهدف إلى الحفاظ على استقرارها عند تعرضها للاضطرابات الشديدة من ناحية و تحسين أدائها وفق المتطلبات التكنولوجية من ناحية أخرى. في هذا الصدد قمنا بتخليق نظم تحكم لامركزية مبنية على النمط الانزلاقي من الدرجة الأولى والعليا وتهجينها مع طرق أخرى كالمنطق الضبابي و التحكم التلاومي. النتائج المحصل عليها أثبتت نجاعتها في ضمان الاستقرار و تحسين أداء الشبكة الكهربائية.

كلمات مفاتيح: تحكم انزلاقي، المنطق الضبابي، تحكم لامركزي، الاستقرار العابر، نظام لاخطي، شبكات كهربائية.

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse traite la problématique de la stabilité transitoire dans les systèmes d'énergie électrique complexes interconnectés à modèles non linéaires. A travers les résultats disponibles, il a été montré que les commandes classiques de type Automatic Voltage Regulator (AVR) et de type Power System Stabilizers (PSSs) sont limitées en terme de stabilité transitoire. Il est évident que l'objectif de la commande dans les réseaux électriques interconnecté est de garantir la stabilité du système vis-à-vis des perturbations sévères d'une part et d'améliorer les performances globales du système selon les spécifications technologiques exigées d'autre part. Dans ce cadre, nous proposons des lois de commandes décentralisées basées sur la technique des modes glissants standards et d'ordre supérieur. Des commandes hybrides mode glissant-logique floue et Mode glissant-adaptatif sont également synthétisées et appliquées.

Les résultats obtenus ont montré l'efficacité des commandes proposées en terme de stabilité et de performances.

Mots clés : Commande par mode de glissement, logique floue, commande décentralisées, stabilité transitoire, système non linéaire, réseaux électriques.

Abstract:

This work concerns the transient stability problem in the nonlinear interconnected power systems. Through the well known results, it was shown that the conventional stabilizers (AVR and PSSs) are limited in term of stability and performances. It is also known that the main objective of the control in interconnected power systems is to ensure the transient stability in presence of hard external disturbances and to improve the global performances of the system. For this purpose, several decentralized control laws based on first order and high order sliding mode approaches are proposed. In addition, hybrid controls (Sliding mode –Fuzzy logic, Sliding mode – Adaptive control) are synthesized and applied to the interconnected multi-machine power system.

The obtained results show the efficiency in term of stability as well as the high performances of the proposed control approaches.

Keywords: Sliding mode control, Fuzzy logic, Decentralized control, Transient stability, Nonlinear control, Power system.

NOTATIONS

AVR : Régulateur de tension (Automatic Voltage Regulator)

PSS : Stabilisateur de puissance (Power System Stabilizers)

SMIB : Réseau mono machine connectée à un nœud infini (Single Machin Infinite Bus)

SMC : Commande par mode glissant (Sliding Mode Control)

HOSM : Commande par mode de glissement d'ordre supérieur (High Order Sliding Mode Control)

Sign : la fonction signe

FLC : Commande par logique floue (Fuzzy Logic Control)

F-MG : Flou-Modes Glissants

MRAC : Commande adaptative à modèle de référence (Model Reference Adaptive Control).

STC : Commande auto-ajustable (Self Tunning Control)

MIT : La règle de MIT (Massachusetts Institute of Technology)

Liste des Figures

Figure 1.1 :	Régulation de tension, gain simple	07
Figure 1.2 :	<i>PSS</i> classique	08
Figure 1.3 :	Diagramme de correcteur <i>PSS</i> avec <i>AVR</i>	08
Figure 1.4 :	Régulation de puissance, type <i>IEEE-ST1</i>	09
Figure 1.5 :	Représentation de la machine synchrone avec la transformation de Park	11
Figure 1.6 :	Diagramme des phases de la machine synchrone	15
Figure 1.7 :	Représentation d'une machine et de ses réglages	16
Figure 1.8 :	Réseau mono-machine connecté à un nœud infini	17
Figure 1.9 :	Représentation de Fresnel du réseau mono-machine relié à un bus infini	17
Figure 1.10 :	Dynamiques du SMIB par un Régulateur AVR avec un court circuit à $t=0.1(s)$	19
Figure 1.11 :	Dynamique du SMIB par un Régulateur AVR avec un changement de 5% de la puissance mécanique à $t=10(s)$	19
Figure 1.12 :	Dynamique du SMIB par un Régulateur AVR avec un changement de 20% de la puissance mécanique à $t=10(s)$	20
Figure 1.13 :	Schéma représentatif d'un réseau électrique multi-machine	21
Figure 1.14 :	Repères (d_q) et (D_Q) de la machine synchrone	22
Figure 1.15 :	Réponses du réseau multi-machines en boucle ouverte	27
Figure 1.16 :	Réponses du réseau multi-machines en boucle ouverte avec augmentation de la puissance mécanique de 20%	28
Figure 2.1 :	Plan de phase	33
Figure 2.2 :	(a),(b) et (c) représentent respectivement les trajectoires x_1 , x_2 et la surface S. d) est le signal de commande u et (e) représente le plan de phase	37
Figure 2.3 :	Phénomène de <i>Chattering</i>	39
Figure 2.4 :	(a),(b) et (c) représentent respectivement les trajectoires x_1 , x_2 et la surface S. (d) est le signal de commande u avec la fonction <i>sat</i> et (e) représente le plan de phase	41
Figure 2.5 :	Trajectoire 2- <i>glissant</i>	50
Figure 2.6 :	Convergence en temps fini du l'Algorithme <i>Twisting</i>	53
Figure 2.7 :	Dynamique d'un système par l'Algorithme <i>Twisting</i>	55
Figure 2.8 :	Dynamique du système par l'Algorithme <i>Supper-Twisting</i>	56
Figure 2.9 :	L'idée de la commande <i>r-glissant</i>	59
Figure 3.1 :	Système Floue type-1	65
Figure 3.2 :	Partition floue de l'univers du discours de S	69
Figure 3.3 :	partition floue de l'univers du discours de u_{fuzzy}	69
Figure 3.4 :	Principe des systèmes de commande adaptative	72
Figure 3.5 :	Commande adaptative avec modèle de référence explicite (directe)	73
Figure 3.6 :	Commande adaptative auto-ajustable (indirecte)	74
Figure 3.7 :	Illustration de la méthode de Lyapunov	75

Figure 4.1 :	Réponse dynamiques du SMIB avec $\delta_d=68^0$ et un court-circuit à $t=0.1(s)$	82
Figure 4.2 :	Réponse dynamiques du SMIB avec $\Delta P_m=20\%$ à $t=5(s)$	83
Figure 4.3 :	Réponse dynamiques du SMIB par la commande floue-glissant	84
Figure 4.4 :	Réponse dynamiques du réseau multi-machines par mode-glissant	87
Figure 4.5 :	Réponse dynamiques du réseau multi-machines par mode glissant décentralisé	95
Figure 4.6 :	Partition floue de l'univers du discours de S	97
Figure 4.7 :	Partition floue de l'univers du discours de u_{fuzzy}	97
Figure 4.8 :	Réponse dynamiques du réseau par floue-glissant décentralisé	99
Figure 4.9 :	Réponse dynamiques du réseau par mode glissant centralisée et adaptative glissant décentralisée	103
Figure 4.10:	(e) dynamiques de E_{qi} réels et estimés, (f) les estimés de termes de couplages	103
Figure 4.11:	Réponse dynamiques du réseau avec un test de poursuite par MGOS décentralisé	108
Figure 4.12 :	Réponse dynamiques du réseau par MGOS décentralisée avec les références autours des points de fonctionnements et un court-circuit à $t=0.1(s)$	109
Figure 4.13:	Dynamique du réseau à trois machines commandé par MGOS avec le dérivateur de Levant	111
Figure 4.14:	Estimations des angles internes	112

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

CHAPITRE 1 : MODELISATION DES RESEAUX ELECTRIQUE

1.1 Introduction	4
1.1 Station de génération	5
1.1.1 Ligne de transmission.....	5
1.1.2 Ligne sous-transmission	5
1.3 Station de transformation ou de distribution.....	6
1.4 Consommateurs	6
1.5 Correcteur.....	6
6.1 Les régulateurs de tension (ou <i>AVR</i>).....	6
6.2 Les régulateurs de puissance (ou <i>PSS</i>)	7
1.2 Modélisation de la machine synchrone	9
2.1 Modèle de la partie mécanique	10
2.2 Modèle de la partie électrique	11
2.2.1 Principe de la transformation de Park	11
2.3 Equations électriques de la machine.....	12
1.3 Hypothèses simplificatrices.....	13
1.4 Modèle électrique	13
1.5 Modélisation du réseau mono-machine connecté à un nœud infini	16
1.6 Exemple D'application : Le régulateur conventionnel AVR.....	18
6.1 Résultats de simulation	18
1.7 Réseau électrique multi-machines.....	20
7.1 Présentation générale	20
7.2 Modélisation	20
7.2.1 Le repère D-Q.....	21
7.2.2 Calcul de la matrice d'admittance	22
7.2.3 Calcul de la matrice réduite	22
7.2.4 Calcul des courants	23
7.3. Modélisation dans l'espace d'état	24
7.4 Stabilité des réseaux électriques	25
7.4.1 Stabilité statique, stabilité dynamique.....	25
7.5 Résultats de simulations	26
1.8 Conclusion.....	27

CHAPITRE 2 : COMMANDES PAR MODE GLISSANT d'ORDRE STANDARD et d'ORDRE SUPERIEUR

2.1 Introduction.....	28
2.2 Commande par Modes Glissants d'Ordre un	32
2.1 Généralités.....	32
2.2 Choix de la surface de glissement	33
2.3 Condition de convergence	34
2.4 Le phénomène de <i>Chattering</i>	37
2.5 Remplacement de la fonction sign par une fonction continue.....	38
2.3 Commande par mode glissant d'ordre supérieur	42

2.4	Position du problème	43
2.5	Dérivateur de Levant.....	44
2.6	Ordre de glissement et précision	45
6.1	Ordre de glissement.....	45
6.2	Précision dans les modes glissants réels.....	46
2.7	Modes Glissants d'ordre deux.....	47
7.1	Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante.....	50
7.2	Loi 2-glissante	51
7.3	Algorithme de <i>Twisting</i>	52
7.4	Algorithme du <i>Super Twisting</i>	54
7.5	Suppression de phénomène de ' <i>Chattering</i> '	56
2.8	Commande par mode glissant d'ordre arbitraire	56
8.1	Algorithme de Levant.....	56
8.2	Construction de la commande	56
2.9	Conclusion	58

CHAPITRE 3 : COMMANDES HYBRIDES PAR MODE GLISSANT

3.1	Introduction	60
3.2	Généralités sur la logique floue	61
2.1	Introduction sur la logique floue.....	61
2.2	Historique	62
2.3	Logique floue type-1.....	63
2.4	Les ensembles	64
2.5	Fuzzification	64
2.6	Inférence	65
2.7	Défuzzification	66
3.3	Concept de la commande floue-modes glissants.....	66
3.1	Structure de la commande floue	67
3.4	Généralité sur la commande adaptative	69
4.1	Introduction sur la commande adaptative.....	69
4.2	Concept de la commande adaptative.....	69
4.3	Principe de la commande adaptative	70
4.4	Différentes techniques de commande adaptative.....	70
4.5	Système de commande adaptative	72
4.6	Commande adaptative directe et indirecte	72
4.7	La différence entre MRAC et STC.....	73
4.8	Approche du gradient.....	73
4.9	Stabilité selon Lyapunov.....	74
3.5	Concept de la commande adaptative glissant.....	75
5.1	Position de problème	75
5.2	Commande adaptative indirecte glissant.....	76
3.6	Conclusion	77

CHAPITRE 4 : APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT AUX RESEAUX ELECTRIQUES

4.1 Introduction	78
4.2 Le but de régulation des réseaux électriques.....	79
4.3 Commandes au réseau électrique mono-machine (SMIB).....	79
3.1 Conception de la commande par mode glissant standard.....	79
3.1.1 Calcule de la commande	80
3.1.2 Loi de la commande par mode glissant	80
3.2 Résultats de simulation.....	80
3.3 Commande floue glissant au SMIB.....	83
3.4 Résultats de simulation	83
4.4 Commande par mode glissant centralisée au Réseau Multi-machines.....	84
4.1 Conception de la commande par mode glissant.....	84
4.2 Surface de glissement	84
4.3 Loi de la commande par mode glissant.....	85
4.4 Résultats de simulation.....	85
4.5 Commande par mode glissant décentralisée au réseau électrique Multi-machines.....	87
5.1 Conception de la commande décentralisée.....	87
5.2 Linéarisation par bouclage non linéaire.....	88
5.2.1 Degré relatif	88
5.2.2 Détermination de la forme normale	89
5.2.3 Détermination de la loi de commande découplant et linéarisante.....	90
5.3 Structure de la commande décentralisée.....	91
5.3.1 Conception de la commande	91
5.3.2 Surface de glissement.....	92
5.3.3 Calcule de la commande.....	92
5.4 Résultats de simulation	93
4.6 Commande floue glissant au réseau électrique multi-machines.....	95
6.1 Conception de la commande floue glissant.....	95
6.2 Résultats de simulation.....	97
4.7 Commande décentralisée adaptative glissant.....	98
7.1 Conception de la commande	98
7.2 Commande adaptative indirecte.....	98
7.2.1 Fonction de Lypunov.....	99
7.3 Résultats de simulation.....	100
4.8 Commande par mode glissant d'ordre supérieur décentralisée	102
8.1 Conception de la commande MGOS	102
8.1.1 Décentralisation de la commande	102
8.1.2 Surface de glissement.....	103
a- Algorithme	104
b- Construction de la commande	104
8.1.3 Résultats de simulation	105
8.2 Commande par MGOS avec le dérivateur de Levant décentralisée	107
8.2.1 Calcul de l'observateur.....	108

8.2.2 Résultats de simulation.....	109
4.9 Conclusion.....	111
CONCLUSION GENERALE.....	114
<i>Annexe</i>	117
<i>Bibliographies</i>	

INTRODUCTION GENERALE

A l'heure actuelle, les réseaux d'énergies électriques sont de plus en plus sujets à des problèmes de stabilités en présence de perturbations externes sévères et de diverses natures. Cela est dû à leur caractère non-linéaire complexe, leurs tailles considérables, leur structure interconnecté ainsi que le nombre important de variables intervenants dans leur fonctionnement.

Face à une demande en énergie électrique qui ne cesse d'augmenter, il devient indispensable de trouver de nouvelles techniques de commande afin d'assurer un fonctionnement optimal du réseau électrique global. Ce dernier, est souvent soumis à diverses perturbations ayant un effet néfaste sur sa stabilité. Ces perturbations peuvent être dues aux court-circuits, aux pertes dans les lignes, aux surcharges, etc Selon la nature de la perturbation, on peut distinguer deux types de stabilité dans les réseaux. La stabilité dynamique et la stabilité transitoire.

La stabilité dynamique peut être assurée par les dispositifs conventionnels linéaires tels que les AVR (Automatic Voltage Regulator) et PSSs (Power System Stabilizers) [1-3] à partir du moment où les perturbations agissant sur le système ne risquent pas de l'éloigner de ces limites de linéarité autour du point de fonctionnement. Ces perturbations sont généralement rapides et de faible amplitude.

Dans le cas de l'étude de la stabilité transitoire, le réseau est sujet à de fortes et rapides perturbations allant jusqu'à amener le système au-delà des capacités des dispositifs de commande conventionnels, car celui-ci rentre dans la zone de non-linéarité. Face à cette situation, les chercheurs dans le domaine des réseaux électrique et de l'automatique se sont intéressés au développement de nouvelles structures de commande bien adapté afin d'assurer la stabilité transitoire et d'améliorer les performances des réseaux électriques [1]. Parmi les techniques de commande modernes disponibles, on peut distinguer la commande par logique floue, la commande adaptative, la commande par backstepping, la commande par mode glissant standard et la commande par mode glissant d'ordre supérieur [4-8]. Ces dernières approches sont généralement connues par leur robustesse, pouvant ainsi constituer un outil

très efficace pour la commande de ce type de systèmes non-linéaires complexes et interconnectés.

En général, l'objectif visé par la commande est le maintien du synchronisme du réseau électrique en stabilisant l'angle du rotor de la génératrice synchrone et par conséquent la stabilisation de la tension terminale autour du point de fonctionnement de chaque station du réseau lorsqu'il est soumis à des perturbations de fortes amplitudes, d'une part et d'améliorer les performances du système selon les exigences technologiques d'autre part.

Sachant que le réseau électrique est composé de plusieurs stations de génération pouvant être géographiquement éloignés, l'application de la commande centralisée classique est difficile et parfois même impossible à cause du problème de transfert de l'information (mesures) entre les sous-systèmes et le volume de calcul important au niveau de l'unité de commande centralisée. De plus, la synthèse d'une loi de commande devient une problématique très complexe. En effet, une nouvelle structure de commande, dite décentralisée, peut être utilisée [4-8]. Cette commande consiste à décomposer le système en plusieurs sous-systèmes interconnectés, pour chacun une commande locale peut être synthétisée en tenant compte des interconnexions avec le reste du système. Le travail présenté dans cette thèse rentre dans ce cadre. Ainsi, nous proposons une multitude de schémas de commande décentralisée en utilisant plusieurs approches de l'automatique moderne. Entre autres, les modes glissants classiques et d'ordre supérieur.

Le travail de cette thèse est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons la modélisation du réseau électrique mono-machine et multi-machines en mettant en évidence la complexité et l'aspect non linéaire du modèle. Des simulations, montrant les réponses du système en boucle ouvert et les effets de l'accroissement de la puissance mécanique, sont présentées à la fin de ce chapitre.

Le deuxième chapitre consiste en la présentation de la théorie des modes glissants classique et d'ordre supérieur. En premier lieu, nous donnons quelques définitions de bases de la commande par mode glissant standard, ensuite nous détaillons les algorithmes permettant de générer des modes glissant d'ordre supérieur tels que les modes glissant d'ordre deux (Twisting et Super Twisting), les modes glissants d'ordre arbitraires et les dérivateurs de Levant. En outre, nous introduisons dans cette partie une technique de commande dite n-glissant à temps de convergence fini. Ces techniques ont été développées par Utkin et Levant [6-8].

Le troisième chapitre traite l'hybridation de la commande par mode glissant avec d'autres approches, telles que la logique floue et la commande adaptative. L'objectif visé est de garantir les performances et la robustesse du système et d'éliminer le phénomène de "*Chattering*" causé par la fonction discontinue *signe* dans la loi de commande ainsi que d'estimer les termes d'interconnexion qui sont nécessaires pour permettre la décentralisation de la commande.

Le quatrième et dernier chapitre constitue notre contribution principale. Il est subdivisé en plusieurs parties :

Nous donnons, en premier lieu, quelques outils de bases concernant la théorie de la géométrie différentielle et son application au découplage et à la linéarisation des systèmes non linéaires [9,10]. Ensuite, nous appliquons les commandes par mode glissant standard, mode glissant d'ordre supérieur et la commande hybride floue-glissant centralisées au réseau électrique mono-machine à modèle non linéaire. Des résultats de simulation ainsi qu'une étude comparative sont présentés, afin de valider et tester les performances des commandes proposées.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous synthétisons une loi de linéarisation par bouclage non linéaire du réseau électrique multi-machines non linéaire interconnecté dont l'objectif est de découpler et linéariser le système global. Ensuite, nous appliquons la commande par mode glissant hybride et la commande par mode glissant d'ordre trois décentralisée à un réseau électrique à trois machines où les organes de la commande de chaque sous-système disposent uniquement de la mesure des états et des sorties locales. Les résultats de simulations montrent l'efficacité des techniques proposées.

Notre travail est couronné par une conclusion générale dans laquelle nous mettons en exergue l'apport des techniques proposées.

CHAPITRE 1

MODÉLISATION DES RÉSEAUX ELECTRIQUES

1.1. Introduction

Un système de puissance électrique est un réseau constitué de composants de production (un ou plusieurs générateurs) et de ligne de transport ainsi que les dispositifs de commande. Le rôle principal d'un réseau électrique est de produire une énergie électrique et la transporter vers les consommateurs [1].

Dans ce chapitre, nous développons les bases mathématiques de la modélisation et l'analyse des réseaux électriques mono-machine et multi-machines connectées à un nœud infini. Une description globale de la machine synchrone est donnée dans un premier lieu avec son modèle dynamique de troisième ordre. La transformation de Parck est appliquée aux équations fondamentales de la machine synchrone afin d'obtenir une forme plus simple de ces équations facilement exploitable. Ensuite, nous élaborons un modèle général du réseau mono-machine avec tous les éléments le constituant. En outre, nous évaluons la stabilité dynamique du réseau étudié doté de régulateurs conventionnels.

La deuxième partie est consacrée à la modélisation des réseaux électriques multi-machine à modèle non linéaire.

Un réseau électrique est composé d'un ou plusieurs générateurs, de lignes de transmission de charges de consommateurs et tout l'appareillage lié à son fonctionnement. Les régulateurs de tension et de vitesse sont considérés comme des parties intégrantes du réseau. En effet, le système d'énergie électrique est constitué de [1] :

- Station de génération de la puissance électrique (générateurs).
- Lignes de transmissions.
- Lignes sous-transmissions.
- Stations de transformations ou de distributions de l'énergie électrique.
- Charge de consommateurs utilisant la puissance électrique.

Dans la section suivante nous décrivons les caractéristiques générales de chaque sous-système.

1.1.1. Station de génération

Les générateurs représentent la source de l'énergie électrique. Actuellement, Le terme source est un peu trompeur, parce qu'il implique la création de l'énergie électrique. En effet, les générateurs, sont des machines synchrones utilisées pour la conversion de l'énergie non électrique à une forme électrique à partir de la puissance mécanique fournie par des turbines ou d'autres dispositifs [2].

Les générateurs sont constitués de deux parties, une partie statique dite le stator et l'autre partie tournante dite le rotor. Celles-ci sont équipées de bobines bien placées utilisées pour la génération d'un courant électrique de forte puissance à partir d'un champ magnétique et d'une puissance mécanique fournie.

La majorité des générateurs sont des machines à rotations variables dont la puissance est entre 100 kW et 1300 MW et de 480V à 25 kV. La sortie du générateur est triphasée à courant alternatif.

1.1.2. Ligne de transmission

Le déplacement de l'énergie électrique entre les stations de générations et les stations de consommateurs se fait par les lignes de transmissions, dont les voltages sont entre 115kV et 765kV, et de capacités de 100MVA à 4000MVA.

Il y a deux types de bases : les lignes sous la terre et les lignes au-dessus de la terre, se sont des lignes longues, à des centaines de km [2].

1.1.3. Ligne sous-transmission

Les sous-transmissions sont caractérisées par des petites distances (pas plus d'une dizaine de km) de faibles capacités (moins de 100MVA).

1.1.4. Station de transformation ou de distribution

Les lignes sous-transmissions typiques délivrent une grande puissance pour les locations appelées les sous-stations, où le voltage est transformé vers le bas de 220V à 2.4kV. On peut désigner deux types de distributions :

- distribution *Radial*, dont la puissance à une seule direction.

- distribution bouclée (*loop*).

1.1.5. Consommateurs

Le rôle du système de puissance est de délivrer l'énergie électrique dans une forme convenable à l'utilisateur.

Il y a trois critères pour juger la qualité de l'électricité :

- La magnitude du voltage doit être constante.
- La fréquence du voltage doit être constante.
- L'obtention d'un signal idéale de forme sinusoïdale.

1.1.6. Les correcteurs

Il existe plusieurs types de correcteurs conventionnels des réseaux électriques dont le but est d'assurer la stabilité du réseau. Les principaux correcteurs conventionnels sont les AVR (Automatic Voltage Regulator) et les PSSs (Power System Stabilizers) [1-3].

1.6.1. Les régulateurs de tension (AVR)

La première solution au problème des oscillations des réseaux électriques a été d'équiper les alternateurs d'enroulements amortisseurs. Cependant, cette solution s'avère insuffisante quand les réseaux s'approchent de leur limite de stabilité. Par ailleurs, les régulateurs de tension (AVR) contribuent à l'amélioration de performance en régime permanent, mais ils peuvent être insuffisants pour la stabilité transitoire.

L'AVR constitue le système d'excitation du générateur. On distingue les systèmes d'excitation à courant continu (la tension de sortie de l'excitatrice est une tension continue), à courant alternatif (l'excitatrice produit une tension alternative qui est ensuite redressée par un convertisseur CA/CC) et statique (la tension terminale du générateur ou du réseau est redressée par un convertisseur CA/CC puis utilisée comme tension d'excitation du générateur). En effet, le couple ajouté par les AVR sur les arbres des machines n'est pas suffisant pour agir contre les oscillations dans le réseau. Aussi, les forts appels de puissance dans les réseaux interconnectés de plus en plus grands permettent d'aggraver les phénomènes de l'instabilité à cause des interconnexions [2,3].

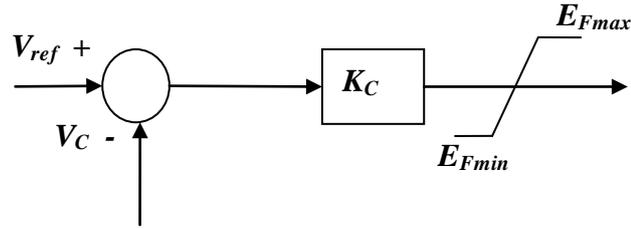


Fig 1.1. Régulation de tension (gain simple)

D'après la figure (1.1), les équations décrivant cette structure sont données par

$$E_f = \begin{cases} E_{fmax} & \text{si } E_f \geq E_{fmax} \\ E_f & \text{si } E_{fmin} \leq E_f \leq E_{fmax} \\ E_{fmin} & \text{si } E_f \leq E_{fmin} \end{cases} \quad (1.1)$$

avec

$$E_f = K_c (V_{ref} - V_c) \quad \dot{E}_f = -K_c \dot{V}_c$$

Où E_f est la tension d'excitation de la machine, K_c est le gain du correcteur, V_{ref} est la tension de référence (de sortie) de la machine, V_c la tension mesurée à la sortie de la machine [2,3].

1.6.2. Les régulateurs de puissance (PSS)

Pour faire face aux problèmes d'oscillations et d'instabilité, des boucles de régulation (correcteur) supplémentaires, appelés PSS ont été ajoutées aux régulateurs de tension AVR. La fonction principale du stabilisateur PSS est d'amortir les oscillations du rotor.

Ces correcteurs sont destinés à fournir un couple agissant contre les modes oscillatoires qui se manifestent sur les arbres des machines. Les grandeurs des machines les plus sensibles aux oscillations sont souvent incorporées dans cette boucle comme signal d'entrée: la vitesse, la puissance mécanique, la puissance électrique ou la fréquence.

Un PSS, dit classique, comporte typiquement un filtre passe-haut, un filtre passe-bas, un gain et une compensation de phase. Les filtres passe-haut et passe-bas sont conçus afin de limiter l'action du correcteur dans une bande de fréquence souhaitable. La compensation de phase; faite par une fonction avance-retard de phase, et conçu pour déplacer le mode d'oscillation instable vers la partie gauche du plan complexe et donc vers la stabilité [2,3].

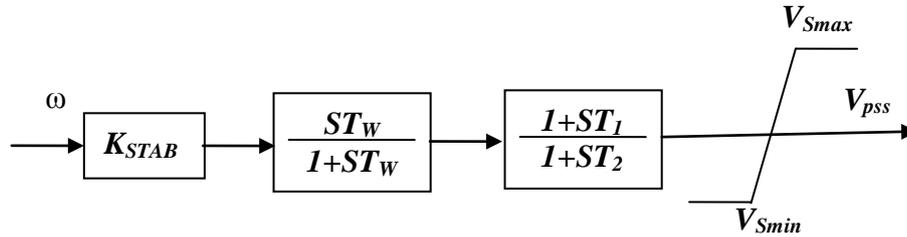


Fig 1.2. Diagramme de PSS classique

Un PSS dit *classique* est présenté, sur la figure (1.2). PSS comporte une entrée ω , une compensation de phase (paramètre T_1 et T_2), un filtre passe-bas (paramètre T_w) et un gain k_{stab} [2,3].

V_{PSS} est le signal de sortie du correcteur.

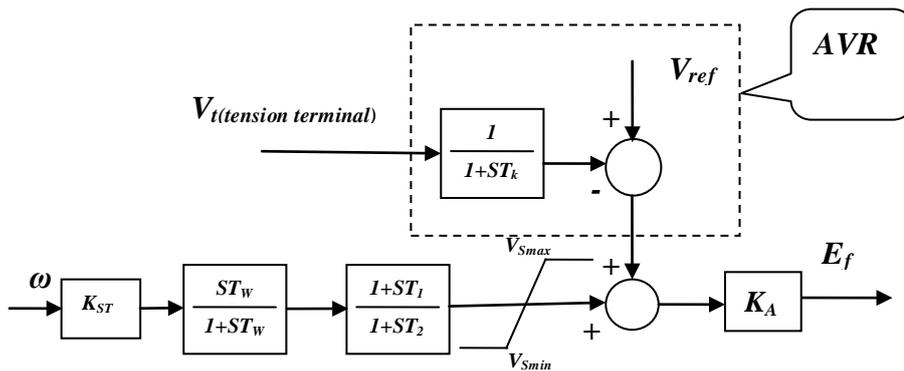


Fig 1.3. Diagramme du correcteur PSS avec AVR

Nous montrons la combinaison d'un PSS et d'un AVR grâce à la figure (1.3)

Les machines munies d'un PSS contiennent un régulateur de tension standard de type *IEEE-ST1* figure (1.4).

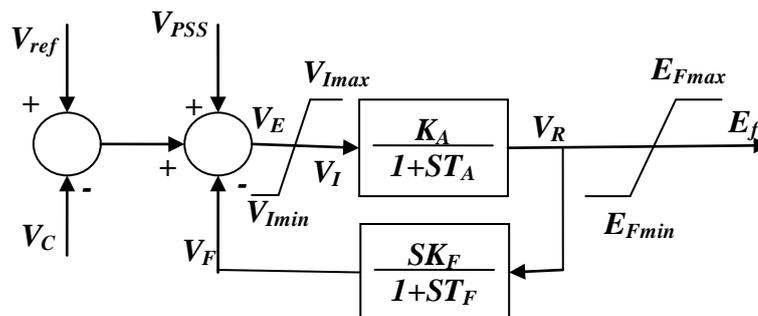


Fig 1.4. Régulation de puissance, type *IEEE-ST1*

Les équations décrivent ce correcteur sont :

$$\begin{aligned} V_E &= V_{ref} + V_{PSS} - V_c - V_f \\ \dot{V}_f &= \frac{K_f}{T_f} V_R - \frac{V_f}{T_f} \end{aligned} \quad (1.2)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_I &= -\frac{V_f}{T_f} - \frac{K_f}{T_A T_f} V_R + \frac{K_f K_A}{T_A T_f} V_I \\ V_I &= \begin{cases} V_{Imax} & si \ V_E \geq V_{Imax} \\ V_E & si \ V_{Imin} \leq V_E \leq V_{Imax} \\ V_{Imin} & si \ V_E \leq V_{Imin} \end{cases} \end{aligned} \quad (1.3)$$

$$E_f = \begin{cases} E_{fmax} & si \ E_R \geq E_{fmax} \\ E_R & si \ E_{fmin} \leq E_R \leq E_{fmax} \\ E_{fmin} & si \ E_R \leq E_{fmin} \end{cases} \quad (1.4)$$

Où E_f est la tension d'excitation de la machine, K_A et K_f sont les gains du régulateur, T_A et T_f sont les constantes de temps du régulateur, V_{PSS} désigne le signal de sortie du PSS, V_f , V_R et V_E sont des variables intermédiaires, V_{ref} est la tension de référence de la machine et V_c représente la tension mesurée en sortie de la machine.

1.2. Modélisation de la machine synchrone

Dans cette partie, nous allons élaborer les modèles mathématiques des réseaux électriques mono-machine et multi-machines connectées à un nœud infini qui seront utilisé dans notre application. Une description globale de la machine synchrone, des lignes de transmission et des charges est donnée afin d'élaborer un modèle de troisième ordre [1-3].

1.2.1. Modèle de la partie mécanique

Les équations mécaniques de l'ensemble turbine-machine synchrone, constituant le turbogénérateur [1], sont bien déterminées. Pour les obtenir, nous considérons les deux hypothèses suivantes.

- La vitesse du rotor de la machine ne varie pas trop par rapport à celle du synchronisme.
- La puissance mécanique reste constante sans l'action du gouverneur.

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

Les courants induits dans les bobines du rotor génèrent un couple qui s'oppose au mouvement relatif du rotor par rapport à la vitesse de synchronisme.

De ces hypothèses, nous pouvons formuler les deux équations différentielles du premier ordre suivantes [1-3].

$$\begin{cases} \dot{\delta} = \omega - \omega_0 \\ \dot{\omega} = \frac{\omega_0}{2H}(P_m - P_e) - \frac{D}{2H}(\omega - \omega_0) \end{cases} \quad (1.5)$$

avec :

δ : L'angle électrique.

ω : Vitesse instantanée.

ω_0 : Vitesse de synchronisme.

H : Constante d'inertie.

D : Coefficient d'amortissement.

P_m : Puissance mécanique.

P_e : Puissance électrique générée.

Equation dynamique de la turbine :

$$\dot{P}_m(t) = -\frac{1}{T_T} P_m(t) + \frac{K_T}{T_T} X_E(t) \quad (1.6)$$

Equation dynamique de la valve de turbine :

$$\dot{X}_E(t) = -\frac{1}{T_G} X_E(t) + \frac{K_G}{T_G} (P_C(t) - \frac{1}{R\omega_0} \omega(t)) \quad (1.7)$$

1.2.2. Modèle de la partie électrique

Le modèle de la partie électrique est trop compliqué à établir à cause de la distribution des effets magnétiques dans l'espace et dans le temps. Ceci est dû à la fois, à la rotation du rotor et à la géométrie des bobines et leurs emplacements dans la machine.

1.2.2.1. Principe de la transformation de Park

La transformation de Park, ou transformation des deux axes, pour les machines synchrones non saturées, permet de représenter chaque machine par une machine équivalente bipolaire de type unique pour toutes les machines aussi bien à pôles lisses qu'à pôles saillants. Les trois

enroulements fixes a, b et c du stator figure (1.5) sont remplacés par deux enroulements équivalents d et q tournant à la même vitesse que le rotor et ayant pour axes magnétiques respectivement l'axe direct et l'axe en quadrature [1-3].

La machine synchrone comporte en plus des trois enroulements a, b et c, un enroulement d'excitation noté f dont l'axe magnétique est l'axe direct. Par ailleurs, il existe deux autres enroulements notés D et Q situés respectivement sur l'axe direct et l'axe en quadratique, ces deux enroulements sont appelés enroulements amortisseurs et ils sont tout le temps court-circuités.

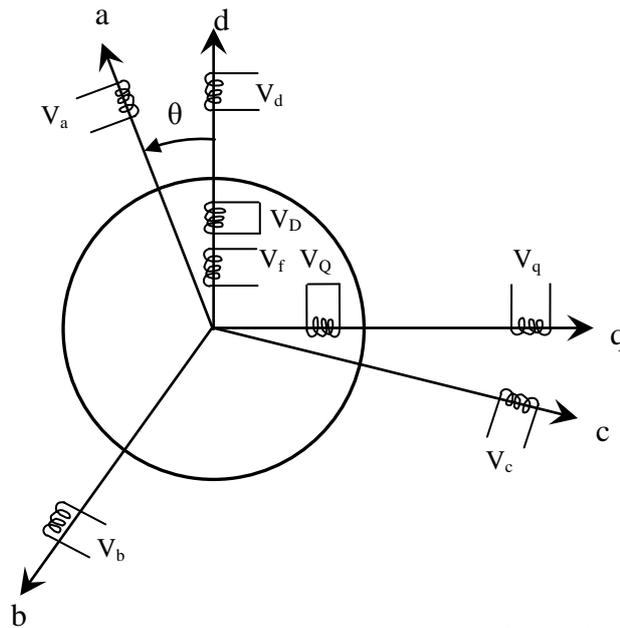


Fig 1.5. Représentation de la machine synchrone avec la transformation de Park.

La matrice de transformation de park. S'écrit. [3]

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

C'est une transformation orthogonale. En effet, l'inverse de la matrice P est identique à sa transposée (i.e : $P^{-1} = P^t$). Avec cette transformation la puissance électrique est invariante.

1.2.3. Equations électriques de la machine

La transformation de Parck étant appliquée à la machine synchrone, les équations qui expriment les flux dans les différents enroulements de la machine sont données par les relations suivantes [1-3] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -r \cdot I_d - \omega \phi_q - \frac{d\phi_d}{dt} \\ V_q = -r \cdot I_q + \omega \phi_d - \frac{d\phi_q}{dt} \\ V_f = r_f \cdot I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 = r_D \cdot I_D + \frac{d\phi_D}{dt} \\ 0 = r_Q \cdot I_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} \end{array} \right. \quad (1.9)$$

Avec :

V_q, V_d, V_f : respectivement les tension aux bornes des enroulement d, q, f.

$\phi_d, \phi_q, \phi_f, \phi_D, \phi_Q$: les flux dans les enroulements d, q, f, D et Q.

I_d, I_q, I_f, I_D, I_Q : représentent respectivement les courants dans les enroulements d, q, f, D et Q.

Les équations qui expriment les flux dans les différents enroulements de la machine peuvent être données par la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & kM_f & kM_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ kM_f & 0 & L_f & kM_R & 0 \\ kM_D & 0 & kM_R & L_D & 0 \\ 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

L_d, L_q, L_f, L_D, L_Q : représentent respectivement les inductances propres des enroulements d, q, f, D et Q.

M_d : inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et les enroulements de l'axe direct.

M_q : inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et les enroulements de l'axe en quadrature.

1.3. Hypothèses simplificatrices

Afin de donner le modèle simplifié du générateur, les hypothèses suivantes seront considérées [1].

- ✓ La vitesse du rotor est toujours proche de celle de synchronisme de telle manière qu'elle puisse être considérée comme constante.
- ✓ Toutes les inductances utilisées sont indépendantes des courants.
- ✓ Les inductances des bobines de la machine peuvent être présentées par des constantes ou des harmoniques sinusoïdales de l'angle du rotor.
- ✓ Les bobines distribuées peuvent être considérées comme concentrées.
- ✓ Pas de pertes dues à l'hystérésis.
- ✓ Les réactances mutuelles existent seulement au niveau du rotor.
- ✓ La saturation du circuit magnétique est négligée.
- ✓ La résistance statorique est négligeable.

1.4. Modèle électrique

Nous allons faire un changement de variables qui nous permet d'obtenir les équations électriques de la machine. Ce changement de variable va ramener toutes les grandeurs électriques du rotor au stator [1-3].

$$E_{\dot{q}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\omega_0 \frac{kM_f}{L_f} \right) \phi_f \quad (1.11)$$

$$E = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\omega_0 kM_f \right) i_f \quad (1.12)$$

$$E_{fd} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\omega_0 \frac{kM_f}{r_f} \right) v_f \quad (1.13)$$

Où

$E_{\dot{q}}$: La f.e.m. transitoire d'axe directe.

E : La f.e.m. transitoire à vide.

E_{fd} : La f.e.m. d'excitation.

Sous les hypothèses citées ci-dessus, la tension terminale de la machine synchrone s'écrit, pour la composante directe :

$$V_d = x_q I_q \quad (1.14)$$

et pour la composante en quadrature :

$$\mathbf{V}_q = \mathbf{E}'_q - x'_d \mathbf{I}_d \quad (1.15)$$

En notation complexe, la tension terminale aux bornes de la machine, dans le repère (d,q) s'écrit sous la forme :

$$\overline{\mathbf{V}}_t = \mathbf{V}_q + j\mathbf{V}_d \quad (1.16)$$

Où

$$\overline{\mathbf{V}}_t = V \angle \delta_i$$

Avec

$$V = \sqrt{(\mathbf{V}_d^2 + \mathbf{V}_q^2)} \quad (1.17)$$

de la même manière, pour le courant dans le stator :

$$\overline{\mathbf{I}} = \mathbf{I}_q + j\mathbf{I}_d \quad (1.18)$$

Où

$$\overline{\mathbf{I}} = I \angle \delta_i$$

\mathbf{V}_d : Composante de la tension terminale sur l'axe d.

\mathbf{V}_q : Composante de la tension terminale sur l'axe q.

\mathbf{I}_d : Composante du courant sur l'axe d.

\mathbf{I}_q : Composante du courant sur l'axe q.

x'_d : Réactance transitoire sur l'axe d.

Ainsi l'expression complexe de la tension terminale devient :

$$\overline{\mathbf{V}}_t = \mathbf{E}'_q - jx'_d \overline{\mathbf{I}}_d + j(x'_q - x'_d) \mathbf{I}_q \quad (1.19)$$

La représentation de Fresnel correspondante est donnée par la Figure (1.6) suivante :

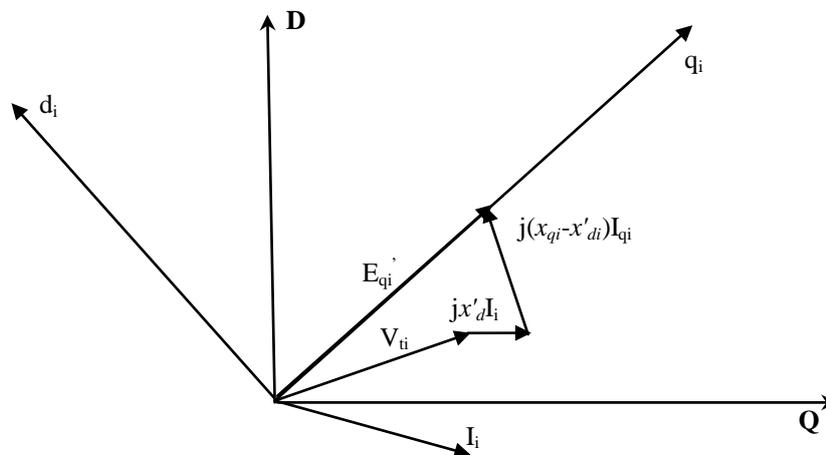


Fig 1.6. Diagramme des phases de la machine synchrone

Dans le modèle dynamique de la partie électrique de la machine, nous pouvons prendre plusieurs choix, suivant la considération des régimes transitoires, et aussi les axes d et q. Dans ce qui suit nous allons considérer seulement l'axe d et le régime transitoire. Ce choix réduit le nombre d'équations différentielles de la partie électrique à une seule équation.

$$\dot{E}'_q = \frac{1}{T_{do}} (E_{fd} - E'_q + (x_d - x'_d)I_d) \quad (1.20)$$

Avec

E_{fd} : f.e.m. d'excitation.

E'_q : f.e.m. transitoire.

x_d : Réactance sur l'axe d.

Pour la puissance électrique développée, nous avons plusieurs formules et celle correspondant à notre choix est la suivante.

$$P_{ei} = E'_{qi} I_{qi} \quad (1.21)$$

1.5. Modélisation du réseau mono-machine connecté à un nœud infini

Le but de cette partie est la modélisation de réseau électrique mono-machine connecté à un nœud infini (*Single Machine Infinite Bus SMIB* en anglais) dotée de deux réglages AVR et PSS pour l'évaluation de la stabilité dynamique. Ce modèle est représenté par la figure (1.7)

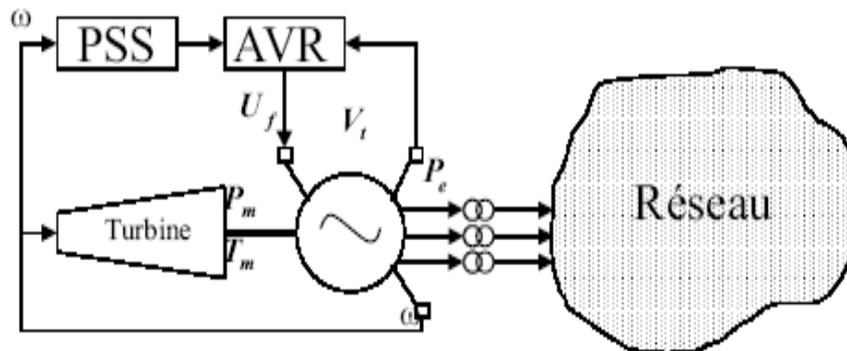


Fig 1.7. Représentation d'une machine et de ses réglages[3]

Les grandeurs de la machine les plus importantes pour notre étude sont : la tension d'excitation U_f (E_{fd}) fournie par le régulateur de tension, la fréquence électrique (ou bien la vitesse), la puissance électrique P_e et la tension de sortie V_t mesurée à la sortie du générateur. Les deux principales boucles de commande du générateur sont aussi indiquées : le régulateur de tension (AVR), et le stabilisateur supplémentaire (PSS).

Un tel système de puissance a naturellement un comportement non linéaire. Ce comportement non linéaire est dû à la présence de charges non linéaires, au phénomène de saturation de circuits magnétiques, à la zone morte dans les parties mécaniques, au contrainte de la commande de turbine, au système d'excitation, à la régulation de vitesse, etc... De plus, le comportement de la machine synchrone est modélisé à l'aide des équations non linéaires.

Si la perturbation affectant le système est de faible amplitude, on peut utiliser une approche dite "*petit signaux*", consistant à développer un modèle linéarisé tangent du système autour d'un point de fonctionnement, Pour plus de détail pour obtenir un modèle linéaire voir Annexe. L'existence des perturbations importantes empêche l'utilisation des modèles linéaires pour l'étude de la stabilité transitoire. Comme les courts-circuits dans une ligne de transmission, les variations soudaines et importantes de charges. Ceci peut amener le système à s'éloigner considérablement de son point d'équilibre et le rendre instable. Dans les études de la stabilité transitoire en présence de perturbations importantes, nous sommes obligés d'utiliser un modèle non linéaire.

La figure (1.8) montre le schéma représentatif général d'un réseau électrique mono-machine, comportant une machine synchrone alimentant une charge local, et raccordée à un réseau de puissance infinie (nœud infini) à travers une ligne de transmission.

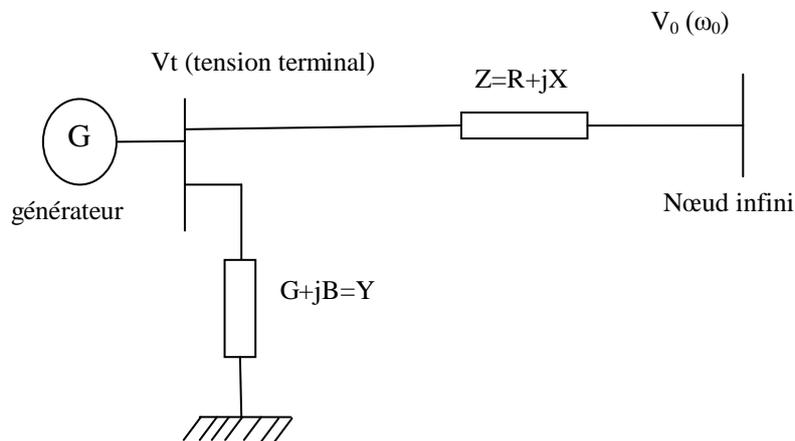


Fig 1.8. Réseau mono-machine connecté à un nœud infini

Le réseau de puissance infinie comporte d'autres machines synchrones dont le comportement ne nous intéresse pas. En effet, le reste du réseau est représenté par un nœud infini dont la tension en module et en phase ainsi que sa fréquence sont fixes [2]. La représentation de Fresnel du système précédent est donnée par la figure (1.9).

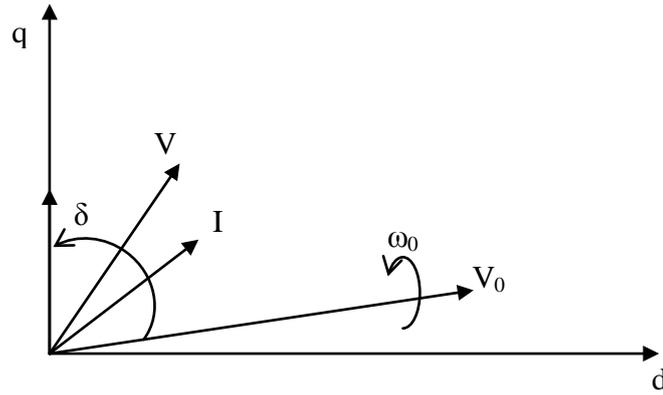


Fig 1.9. Représentation de Fresnel du réseau mono-machine relié à un bus infini
 Les équations suivantes sont déduites directement à partir de la figure (1.8):

$$\begin{bmatrix} R & -X \\ X & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & -C_2 \\ C_2 & C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - V_0 \begin{bmatrix} \sin\delta \\ \cos\delta \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Où

$Z=R+jX$: l'impédance équivalente de l'ensemble des transformateurs et des lignes de transmissions.

Y : représente l'admittance de la charge.

Avec

$$C_1 = 1 + RG - XB \quad C_2 = XG + RB \quad (1.23)$$

Les équations (1.14) et (1.15) peuvent se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot E'_q - \begin{bmatrix} 0 & -X_q \\ X'_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

En substituant (1.23) dans (1.22) on trouve :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_d \\ Y_q \end{bmatrix} \cdot E'_q - \frac{v_0}{z_e^2} \begin{bmatrix} R_2 & X_1 \\ -X_2 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin\delta \\ \cos\delta \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Avec :

$$Y_d = \frac{(C_1 X_1 - C_2 R_2)}{Z_e^2}, \quad Y_q = \frac{(C_1 R_1 - C_2 X_2)}{Z_e^2} \text{ et } Z_e^2 = (X_2 X_1 + R_1 R_2) \quad (1.26)$$

Où

$$\begin{aligned} X_1 &= X + C_1 X_q, & X_2 &= X + C_1 X_d \\ R_1 &= R - C_2 X_d, & R_2 &= R - C_2 X_q \end{aligned}$$

1.6. Exemple d'application : Le régulateur conventionnel AVR

Cette partie est consacrée à l'application de régulateur de tension (AVR) sur le réseau SMIB (Single Machine Infinity Bus), notre objectif est de commander la tension terminale de la machine synchrone à une référence désiré.

1.6.1. Résultats de simulation

a-Test de court-circuit :

L'objectif ici est de commander la tension terminale par le régulateur AVR. La Figure ci-après représente le comportement dynamique du réseau avec un court-circuit à $t=0.1$ (s).

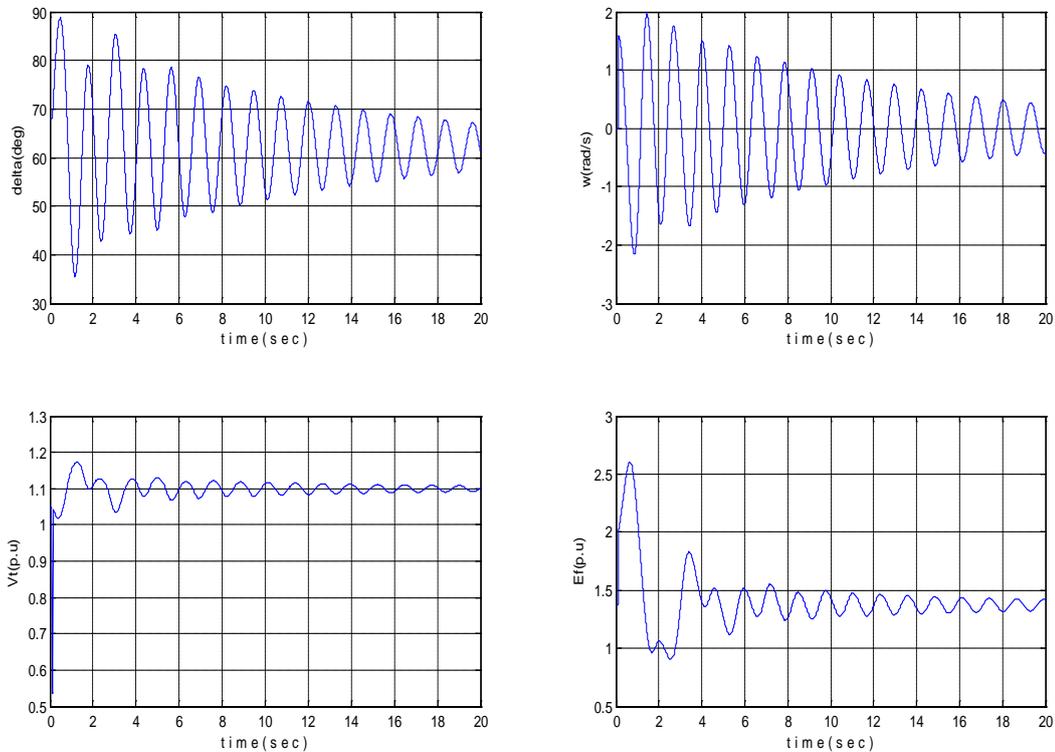


Fig 1.10. Dynamiques du SMIB avec un régulateur AVR en présence d'un court circuit à $t=0.1$ (s)

Après l'application d'une perturbation sévère de type court-circuit à $t=0.1$ (s) on remarque, que les oscillations sont amorties lentement, ce qui nous permet de dire que le régulateur AVR n'est pas robuste de ce type de perturbation.

b-avec changement de 5% de la puissance mécanique

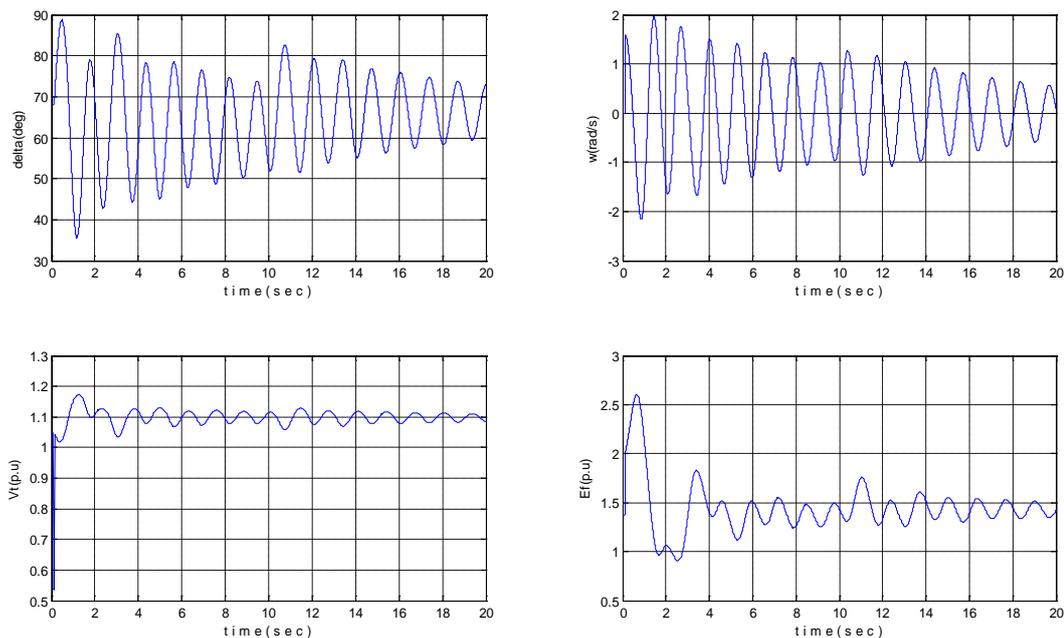


Fig 1.11. Dynamique du SMIB avec un régulateur AVR avec un changement de 5% de la puissance mécanique à t=10(s)

c-avec changement de 20% de la puissance mécanique

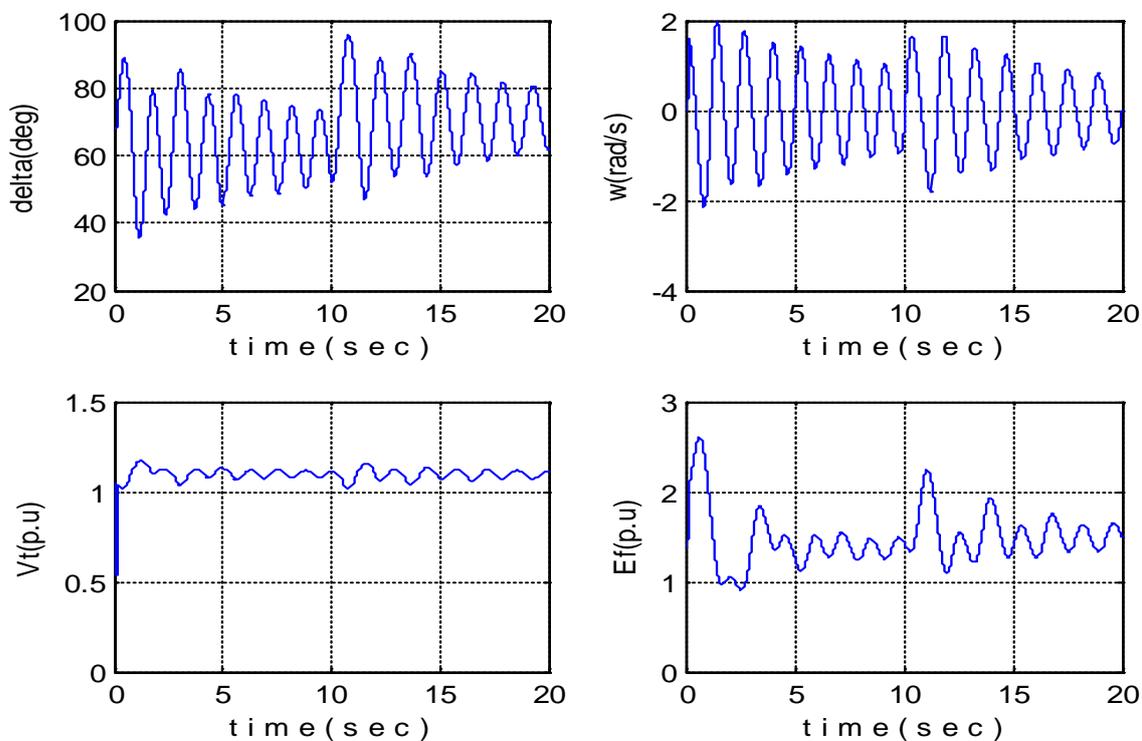


Fig 1.12. Différentes réponses du SMIB avec un régulateur AVR et un changement de 20% de la puissance mécanique à t=10(s)

La même remarque que celle de test précédent (test de court-circuit).

1.7. Réseau électrique multi-machines

1.7.1. Présentation générale

La figure (1.13) montre un type du réseau électrique multi-machines. Les générateurs sont présentés par des tensions et des impédances, connectés aux lignes de transmissions par les nœuds dits « nœuds générateurs ». Les charges, quant à elles, sont présentées par des impédances (cas des charges statiques où peu variant). Celles-ci sont connectées aux lignes de transmissions via les nœuds dits « nœuds charges » [1-2].

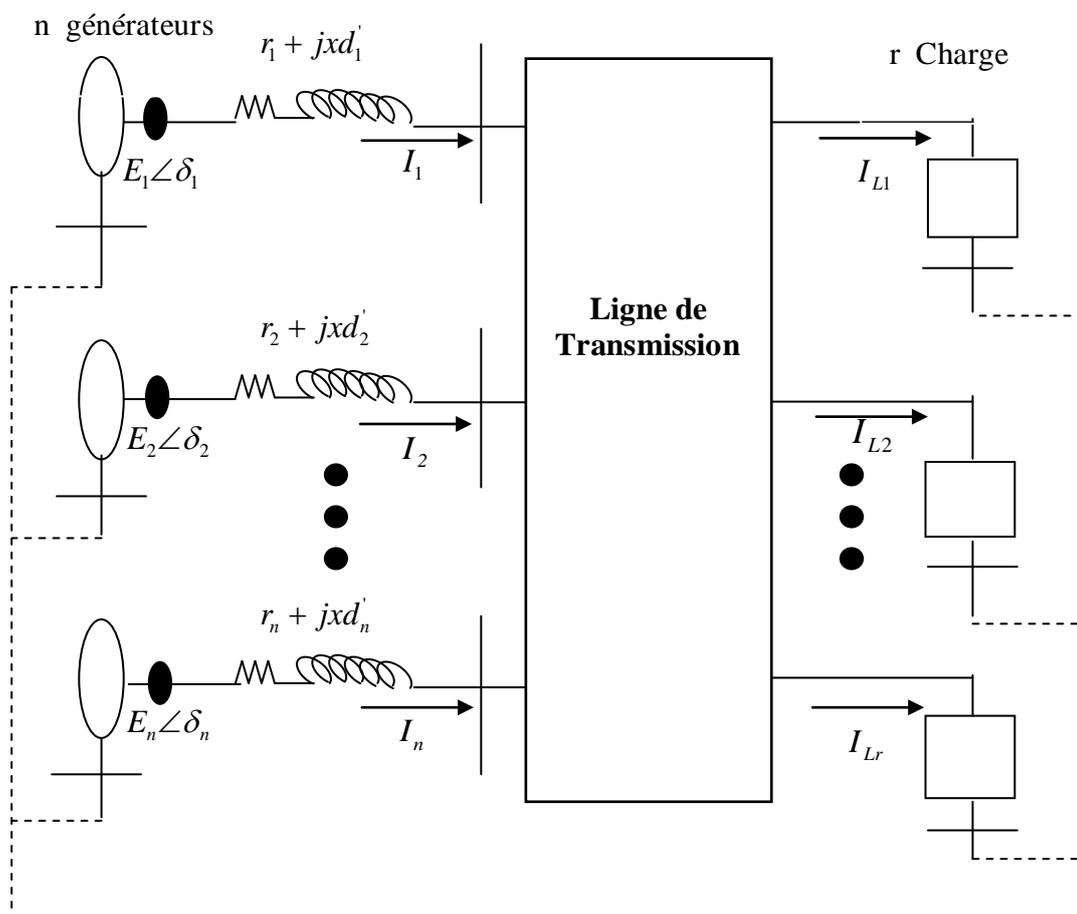


Fig1.13. Schéma représentatif d'un réseau électrique multi-machine

1.7.2. Modélisation

Dans cette partie, nous allons modéliser les constituants des réseaux électriques, à savoir, les générateurs, les lignes de transmission, les charges [2].

1.7.2.1. Le repère D-Q

Dans un réseau électrique multi-machines, les générateurs sont interconnectés via un réseau de lignes de transmission. Afin d'établir les expressions des courants générés, la modélisation de ceux-ci doit être ramenée à un repère D-Q lié au mouvement de l'ensemble des machines qui tournent à la vitesse de synchronisme [1-2]. La figure (1.14) montre les repères (d_q) et (D_Q).

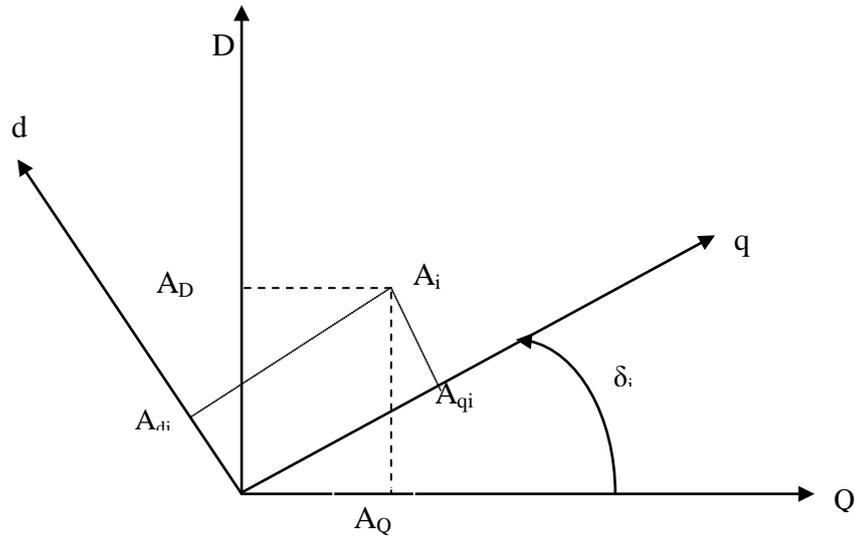


Fig 1.14. les repères (d_q) et (D_Q) de la machine synchrone

Le passage d'un repère local (d-q)_i lié au générateur (G_i) au repère D-Q se fait :

Soit A_i une grandeur dans le repère (d-q)_i, nous pouvons écrire

$$\overline{A_i} = \overline{A_{dqi}} = A_{qi} + jA_{di} \quad (1.27)$$

Cette même grandeur, dans le repère D-Q, peut être écrite comme suit

$$\overline{A_i} = \overline{A_{DQi}} = A_{Qi} + jA_{Di} \quad (1.28)$$

La figure (1.14) montre que l'on peut écrire :

$$\begin{aligned} \overline{A_i} &= A_{Qi} + jA_{Di} \\ &= (A_{qi} \cos \delta_i - A_{di} \sin \delta_i) + j(A_{di} \cos \delta_i + A_{qi} \sin \delta_i) \end{aligned} \quad (1.29)$$

Pour chaque machine nous avons donc :

$$\overline{A_{DQi}} = A_{dqi} \angle \delta_i$$

L'application de cette transformation au différents repère (d-q) conduit à la transformation linéaire de la matrice [T] définie par.

$$[\overline{A_{DQ}}] = [T] \cdot [\overline{A_{dqi}}] \quad (1.30)$$

avec

$$[\bar{A}_{dq_i}] = [\bar{A}_{dq_1} \cdots \bar{A}_{dq_n}]$$

$$[\bar{A}_{DQ_i}] = [\bar{A}_{DQ_1} \cdots \bar{A}_{DQ_n}]$$

et

$$[T] = [T_{ij}]$$

telle que

$$\begin{cases} T = e^{j\delta_i} \\ T_{ij} = 0, \text{ pour } i \neq j \end{cases} \quad (1.31)$$

1.7.2.2. Calcul de la matrice d'admittance

La matrice d'admittance $[\bar{Y}]$ est calculée suivant les étapes ci-après [2].

- Les impédances (admittances) équivalentes aux charges sont connectées entre les nœuds de charge et le nœud de référence.
- Des nœuds additionnels sont ajoutés pour les tensions internes des générateurs.
- Les inductances transitoires des générateurs sont connectées entre ces nœuds additionnels et les nœuds terminaux des générateurs.
- Toutes les impédances sont converties en admittances.
- Les éléments de la matrice $[\bar{Y}]$ seront calculés comme suit :
 - Y_{ii} est la somme de toutes les admittances connectées au nœud i .

Avec

$$Y_{ii} = G_{ii} + jB_{ii} \quad (1.32)$$

- Y_{ij} est la somme des admittances qui lient le nœud i et le nœud j .

Avec

$$Y_{ij} = G_{ij} + jB_{ij} \quad (1.33)$$

1.7.2.3. Calcul de la matrice réduite

Soit le réseau électrique multi-machines comportant n nœud liés aux générateurs et m nœuds liés aux charges. Les courants électriques, au niveau des nœuds, sont liés aux tensions par la formule suivante [1-2].

$$[\bar{I}] = [\bar{Y}] \cdot [\bar{V}] \quad (1.34a)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \bar{I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{I}_G \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \bar{I}_L \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (1.34b)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{Y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{GG} & Y_{GL} \\ Y_{LG} & Y_{LL} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{V}_G & \bar{V}_L \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Décomposons les vecteurs $\begin{bmatrix} \bar{I} \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} \bar{V} \end{bmatrix}$ en deux sous-vecteurs, les premiers sous-vecteurs liés aux nœuds des générateurs, notés $\begin{bmatrix} \bar{I}_G \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} \bar{V}_G \end{bmatrix}$ et les autres liés aux nœuds des charges, notés $\begin{bmatrix} \bar{I}_L \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} \bar{V}_L \end{bmatrix}$.

Après élimination des nœuds de charge, on pose $\begin{bmatrix} \bar{I}_L \end{bmatrix} = 0$. Le système décrit par (1.34b) devient alors :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{GG} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{Y}_{GL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_L \end{bmatrix} \quad (1.35a)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{LG} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{Y}_{LL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_L \end{bmatrix} \quad (1.35b)$$

En tirant l'expression de $\begin{bmatrix} \bar{V}_L \end{bmatrix}$ à partir de (1.35b) et en la substituant dans (1.35a) nous obtenant l'expression qui lie les courants et les tensions au niveau des nœuds des générateurs.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_G \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \bar{Y}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{GG} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{Y}_{GL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{Y}_{LL} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \bar{Y}_{LG} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

1.7.2.4. Calcul des courants

De ce qui précède, nous pouvons calculer les courants aux nœuds des générateurs par l'équation matricielle suivante.

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_G \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

Le calcul doit être fait dans le repère global (D-Q), puis les résultats seront ramenés aux repères locaux (d-q)_i. Nous trouvons, pour $\begin{bmatrix} v_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E'_q \end{bmatrix}$ et en négligeant les effets transitoires sur l'axe q, les expressions des composantes d et q des courant au niveau des nœuds des générateurs [3].

En remplaçant Y_{ij} par ces composant G_{ij} et B_{ij} , les expressions des courants deviennent

$$\bar{Y}_{ij} = Y_{ij} \cdot e^{j\theta_{ij}} \quad (1.39)$$

$$I_{di} = \sum_{j=1}^n E_{qi} (B_{ij} \cdot \sin(\delta_{ij}) - G_{ij} \cdot \cos(\delta_{ij})) \quad i=1,2,\dots,n \quad (1.40)$$

$$I_{qi} = \sum_{j=1}^n E_{qi} (B_{ij} \cdot \cos(\delta_{ij}) + G_{ij} \cdot \sin(\delta_{ij})) \quad i=1,2,\dots,n \quad (1.41)$$

1.7.3. Modélisation dans l'espace d'état

Avec les relations établies dans les paragraphes précédents et si on considère les variables d'états δ , ω et E_q , nous obtenons les équations d'état suivantes pour un réseau électrique mono-machine et multi-machine connectées à un nœud infini.

Le modèle global obtenu du réseau électrique à n machines est donné dans l'espace d'état par les équations suivantes [1-3]:

$$\begin{cases} \frac{d\delta_i}{dt} = \omega_i - \omega_0 \\ \frac{d\omega_i}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (P_{mi} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H} (\omega_i - \omega_0) \\ \frac{dE'_{qi}}{dt} = \frac{1}{T'_{doi}} (E_{fdi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) I_{di}) \end{cases} \quad (1.42)$$

Avec :

$i = 1-n$: l'indice indiquant le générateur i .

δ_i : l'angle de rotor.

$\Delta\omega_i$: $(\omega_i - \omega_0)$ la vitesse de déviation.

H_i : constant d'inertie des masses tournantes

D_i : coefficient d'amortissement

E'_{qi} : f.e.m transitoire quadrature

E_{fdi} : tension d'excitation

T'_{doi} : constant de temps transitoire d'ouverture de circuit

P_{ei} : puissance électrique

P_{mi} : puissance mécanique

ω_0 : la vitesse de synchronisme

Remarque

Pour un réseau électrique mono-machine $i=1$.

$$P_{ei} = E'_{qi} I_{qi} + \Delta x_{di} \cdot I_{qi} I_{di} \quad (1.43)$$

$$V_{di} = x_{qi} I_{qi} \quad (1.44)$$

$$V_{qi} = E'_{qi} - x'_{di} I_{di} \quad (1.45)$$

$$V_{ti} = \sqrt{(V_{di}^2 + V_{qi}^2)} \quad (1.46)$$

1.7.4. Stabilité des réseaux électriques

La stabilité d'un réseau d'énergie électrique est définie comme étant l'aptitude de celui-ci à fonctionner au voisinage du synchronisme lorsqu'il est sollicité par une ou plusieurs perturbations.

La perturbation crée un déséquilibre entre la production et la consommation dans le réseau électrique. Ce déséquilibre induit la variation de l'énergie cinétique provoquant ainsi l'évolution des angles rotoriques accompagnées par des oscillations dynamiques

Le but de cette partie est de montrer les différents types de la stabilité rencontrés dans les réseaux électriques. La stabilité statique et la stabilité dynamique sont traitées [2].

1.7.4.1. Stabilité statique, stabilité dynamique

a- Stabilité statique

Elle correspond à la stabilité d'un réseau électrique sujet à une perturbation lente et de faible amplitude. Le réseau reste stable sous l'action des dispositifs de régulation.

b- Stabilité dynamique

Dans ce cas le réseau électrique est sujet à une perturbation rapide mais de faible amplitude. L'utilisation d'un modèle linéaire est acceptable et le système est stabilisé par des dispositifs de commande supplémentaires (stabilisateurs).

c- Stabilité transitoire

Elle correspond à la stabilité d'un réseau électrique soumis à une perturbation rapide et sévère. Cette perturbation allant, le plus souvent, jusqu'à dépasser la capacité des dispositifs de commande. L'utilisation d'un modèle non linéaire du réseau électrique est nécessaire pour l'évolution de la stabilité transitoire.

Pour la stabilité du réseau électrique, il est nécessaire d'utiliser des régulateurs non linéaires ainsi que d'autres dispositions particulières.

Pour étudier la stabilité transitoire, il faut

- établir le modèle non linéaire du système.
- trouver l'écoulement de l'énergie (généralement donné).
- trouver le régime établi (le point de fonctionnement).
- connaître les paramètres nécessaires :
 - constante d'inertie H,
 - les réactances transitoires x_d'
 - les impédances de lignes de transmission avant, pendant et après le défaut.
 - La matrice réduite $[Y_r]$ pour chaque cas,
 - La durée du défaut,
 - L'instant d'ouverture de ligne pour un court-circuit,
 - L'instant de la fermeture de ligne pour un court-circuit.

1.7.5. Résultats de simulations

Le modèle précédemment établi est soumis à une fort perturbation sur la puissance mécanique P_m de valeur de 20% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les figures suivantes :

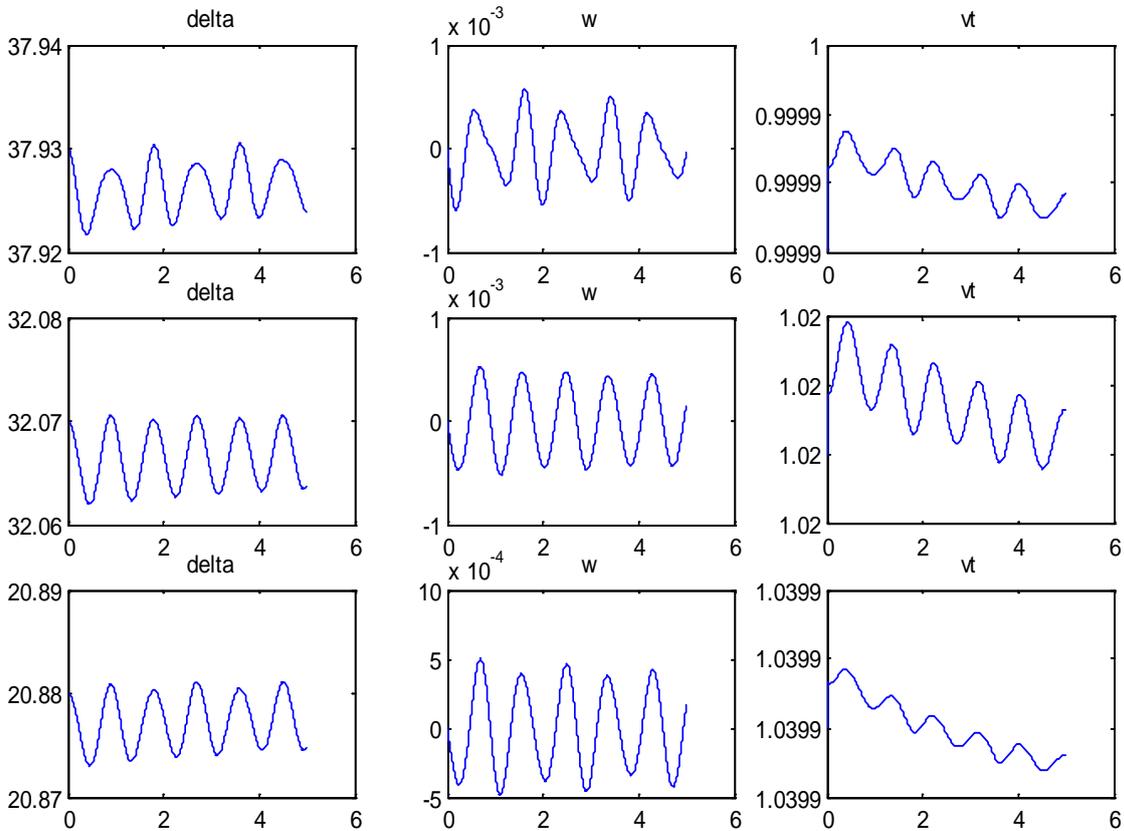


Fig 1.15. Réponses du réseau multi-machines en boucle ouverte

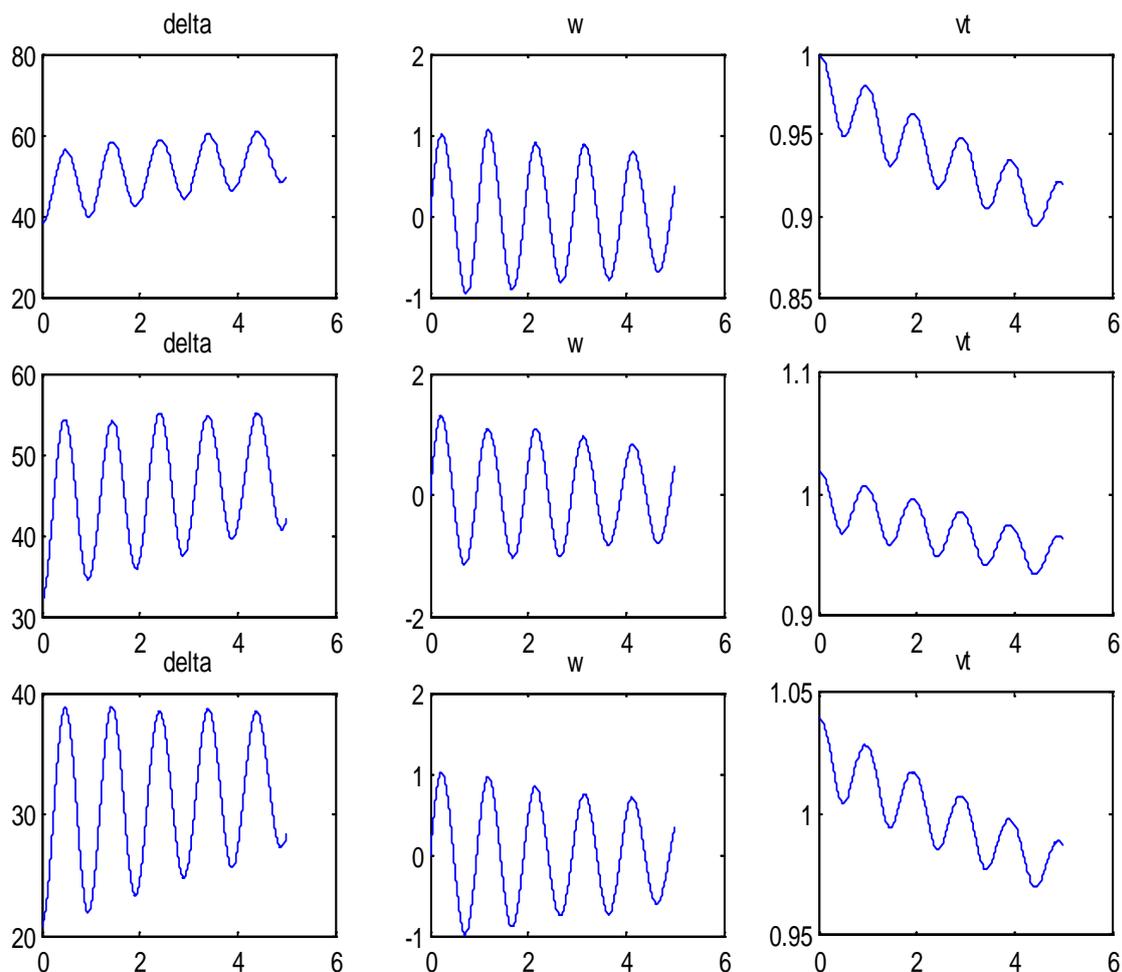


Fig 1.16. Réponses du réseau multi-machines en boucle ouverte avec augmentation de la puissance mécanique de 20%

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés les éléments nécessaires pour la modélisation des réseaux électriques mono-machine et multi-machines. Ainsi, un modèle non linéaire a été élaboré pour un réseau comportant n -générateurs ce modèle permettra d'analyser la stabilité du système en régime permanent (changement de la puissance mécanique), mais également en régime transitoire comme, le comportement du système à un court-circuit sévère.

Afin de valider le modèle de mono/multi-machine des tests de simulations ont été effectués, l'accroissement brutal de la puissance mécanique a été également simulée.

CHAPITRE 2

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT STANDARD ET D'ORDRE SUPÉRIEUR

2.1. Introduction

Ce chapitre est consacré à une présentation générale est succincte de la commande par mode glissant standard (Sliding Mode Control SMC) ainsi que la commande par mode glissant d'ordre supérieur (High Order Sliding Mode Control HOSMC), en mettant en évidence les différentes caractéristiques performances associées.

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (Variable Structure Systems VSS). À partir de la fin des années 1970 et encore aujourd'hui, la commande par mode glissant a reçu beaucoup d'attentions en raison de sa robustesse par rapport aux perturbations et aux variations paramétrique des systèmes. Au cours des trois dernières décennies, elle a été appliquée avec beaucoup de succès dans divers domaines technologiques. Ce succès est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation très élevée (MOSFET) et des microprocesseurs de plus en plus performants. Les travaux sur ce type de commande ont été initiées dans l'ancienne U.R.S.S par Emel'yanov et ses collègues [5,6]. L'idée de commande par mode glissant (SMC) n'était pas connu de la communauté au sens large de la commande, jusqu'à ce qu'un article publié par Utkine [7] et un livre de Itkis [8] ont vu le jour.

La Conception SMC peut être divisé en deux sous-parties à savoir, la conception d'une surface dite de glissement en fonction des états du système de façon qu'elle soit attractive et la conception d'une loi de commande pour forcer les états du système à rester sur la surface choisie en un temps fini. La synthèse de la surface doit répondre à toutes les contraintes et les spécifications exigées [4]. La commande globale ainsi déterminée permet d'assurer en plus des bonnes performances de poursuite, une dynamique rapide et un temps de réponse court. Cependant, cette loi de commande représente quelques inconvénients qui peuvent être résumés en deux points [9]. Le premier réside dans la nécessité d'avoir des informations

précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état et les bornes supérieures des incertitudes et des perturbations. Or, la nature incertaine des systèmes non linéaires ne permet pas de disposer facilement d'un modèle analytique de la dynamique du système. Le second inconvénient réside dans l'utilisation de la fonction *signe* dans la loi de commande pour assurer le passage de la phase d'approche à celle du glissement. Ceci donne lieu au phénomène de broutement ou réticence, nommé '*Chattering*' en anglais, qui consiste en des variations brusques et rapides du signal de commande, ce qui peut exciter les hautes fréquences du processus et l'endommager.

Pour remédier à ces problèmes, deux axes de recherche ont été présentés dans la littérature :

1. Premièrement, pour éliminer le premier inconvénient plusieurs travaux ont été focalisés sur la combinaison des modes glissants d'ordre un avec d'autres techniques de commandes ce qui est très important, d'un point de vue théorique ou pratique comme, la commande adaptative où la dynamique du système incertain est approximée à l'aide d'un réseau de neurones, d'un système flou ou une combinaison des deux (réseau neuro-flou) [9]. Cependant quelques problèmes sur la convergence de l'algorithme adaptatif et les conditions de stabilité restent posés. Pour le second inconvénient, l'introduction d'une bande de transition autour de la surface de glissement pour transformer la fonction *signe* en saturation, peut être une solution [10]. Néanmoins, une erreur statique subsiste, et un compromis entre la largeur de la bande et les variations de la commande s'impose.

D'autres approches utilisant un système flou ou adaptatif ont été également proposées dans la littérature pour compenser l'effet de la fonction (*signe*). Le travail présenté par Khaddouj et al [11] propose une technique basée sur le fait que la partie équivalente de la commande mode glissant remplacée par un régulateur PSS flou et la fonction *signe* par une fonction de saturation appliquée au réseau électrique.

Ziad et Harmas[12], ont proposés une commande hybride adaptative-floue combinée avec la commande par mode glissant dont le but est de déterminer un stabilisateur moderne pour commander un réseau électrique mono-machine connecté au nœud infini (SMIB), les auteurs de l'article [10] ont proposés un régulateur flou-glissant pour éliminer le phénomène de '*Chattering*' et la technique adaptative pour adapter les gains de la surface de glissement.

Récemment, l'observateur par mode glissant a été largement utilisé dans les systèmes complexes comme la robotique [13] et les réseaux électriques multi-machines interconnectées dont leurs états sont difficilement mesurés [14].

2. Deuxième axe de recherche basé sur l'extension de la commande par mode glissant d'ordre un (standard) au mode glissant d'ordre n (ordre supérieur). Comme expliqué ci-dessus, la communauté automatique avait rencontré au début des années 1980 l'inconvénient principale de la commande par mode glissant d'ordre un qui réside dans l'effet de '*Chattering*'. Afin de surmonter ce dernier dans le schéma de commande par mode glissant, une commande par mode glissant d'ordre supérieur (CMGOS) en anglais '*HOSMC*' a été introduite dans la thèse de doctorat de A. Levant [15]. Ainsi, A. Levant a systématisé le mode glissant du second ordre et les estimations de leur exactitude.

La CMGOS a attiré l'attention de la communauté scientifique internationale en automatique après la présentation du troisième workshop IEEE [16] sur les systèmes à structure variable, et le premier article sur la CMGOS a été basé sur la théorie de Lyapunov. Depuis 1996, le nombre de publications sur la commande par mode glissant de second ordre a connu une croissance exponentielle en générale, en particulier par le professeur Bartolini et son équipe [17].

Le mode glissant de second ordre, basé sur l'algorithme de *Super Twisting*, a été proposé en 1998 [18] et a donné une nouvelle dynamique au développement de la théorie mathématique et à l'application des algorithmes CMGOS.

Deux autres contributions majeures de Levant: la commande d'ordre arbitraire d'ordre n CMGOS en 2001 [19]. Les différentiateurs par mode de glissement d'ordre supérieurs présentés dans [20] ont permis la conception et la mise en œuvre de l'ordre arbitraire universel de la commande CMGOS.

Cependant, la conception de nouveaux algorithmes de type CMGOS restait compliquée sur le plan mise en œuvre. Récemment, des algorithmes généralisés pour la conception de régulateurs d'ordre arbitraire universels CMGOS ont été développés sur la base de la notion d'homogénéité [21,22] et de la quasi-homogénéité des propriétés de la dynamique de la CMGOS.

Le travail présenté par H. Huerta et al [23], a permit l'exploitation des différentes avantages de l'application de la CMGOS à savoir, la robustesse vis-à-vis des perturbations et son utilisation pour estimer les flux des rotors d'un réseau électrique multi-machine.

Le papier de L. Fridman et al [24] est consacré à l'application la plus réussie des algorithmes CMGOS: l'observation et l'identification des systèmes incertains. Ce document proposait une nouvelle classe d'observateurs d'ordre supérieur par modes glissants pour les systèmes non linéaires observables localement et l'estimation exact des états asymptotiquement observables et non observables avec des entrées inconnues. Il est montré que les entrées inconnues peuvent être identifiées asymptotiquement.

Dans le document de A. Benallegue et al [13], une linéarisation par contre-réaction à base observateurs d'ordre supérieur par mode glissant est appliqué à un véhicule quadri-rotor. L'observateur basé sur la CMGOS estime les effets des perturbations extérieures telles que le vent, par exemple.

Laghrouche et al [25], ont proposé une nouvelle commande entrée/sortie pour les systèmes linéaires incertains à phase minimale. La trajectoire du système est dirigée vers la surface de glissement par le mode glissant d'ordre supérieur en temps fini.

Dans la référence [26], les auteurs R. Voytsekhovskiy et D. Hirschorn, ont proposé une nouvelle approche de conception de commande par mode glissant. Une approximation de la linéarisation par bouclage du système et une transformation de coordonnées local sont introduites.

L'article [27] de M. Smaoui et al, traite le problème de la commande robuste d'un actionneur pneumatique soumis à des incertitudes paramétriques et aux perturbations de charge. La stratégie de commande est basée sur le deuxième et le troisième ordre des modes glissants. Le différentiateur de Levant est utilisé pour estimer l'accélération.

Le travail de Bartolini et al [28], met en œuvre une application pratique pour commander un prototype de navire de surface par un régulateur à mode glissant d'ordre un et deux. Le prototype est équipé d'un système de propulsion particulier sur la base des hydrojets avec une section de sortie réglable. Le régulateur par mode glissant comprend un observateur de vitesse. Ainsi, certains problèmes de mise en œuvre majeurs sont abordés.

2.2. Commande par Modes Glissants d'Ordre un

2.2.1. Généralités

Ayant été un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement permettant de satisfaire les objectifs de commande, ainsi que les propriétés statiques et dynamiques désirées pour le système bouclé. Pour cela, une loi de commande discontinue doit être synthétisée sur le système dont l'action est réalisée en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface par *attractivité*. Et dans la seconde phase, on doit assurer le maintien et le glissement de la trajectoire d'état le long de cette surface (*invariance*) pour atteindre l'origine du plan de phase qui représente le point d'équilibre du système comme montré sur la figure (2.1) d'un système de deuxième ordre [10].

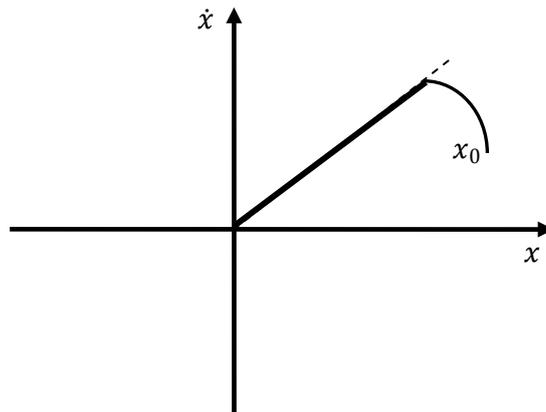


Fig 2.1. Plan de phase pour un mode glissant idéal (théorique)

Soit le système non linéaire, défini par :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u + p(x, t) \quad (2.1)$$

où $x = [x_1, \dots, x_n]^T$ représente l'état du système et $u \in U$ est l'entrée de commande qui est une fonction éventuellement discontinue, bornée, dépendante de l'état et du temps, avec U un ouvert de \mathbb{R} , $f(x, t)$ et $g(x, t)$ sont des champs de vecteurs suffisamment différentiables. Le vecteur $p(x, t) \in \mathbb{R}^n$ représente les incertitudes et les perturbations du système.

Soit $s(x, t)$ une fonction suffisamment différentiable et considérée comme une sortie fictive du système (2.1) telle que son annulation permettra de satisfaire l'objectif de commande. La fonction $s(x, t)$ est appelée surface ou variable de glissement. L'ensemble

$$S = \{x \in \mathcal{X} : s(x, t) = 0\} \quad (2.2)$$

représente la surface de glissement de dimension $(n - 1)$.

Définition 2.1[29] *On dit qu'il existe un régime glissant idéal sur S s'il existe un temps fini T_1 tel que la solution de (2.1) satisfasse $s(x, t) = 0$ pour tout $t \geq T_1$.*

Quand les trajectoires du système (2.1) évoluent sur la surface de glissement S , sa dynamique est dite immergée dans l'état d'un système autonome de dimension $(n - 1)$. Ce système, appelé système réduit, a une dynamique déterminée par la surface de glissement.

Une condition nécessaire pour l'établissement d'un régime glissant d'ordre un est que le système (2.1) soit de degré relatif égal à un par rapport à la variable de glissement [30] (le degré relatif d'un système est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour faire apparaître l'entrée de manière explicite [30]).

2.2.2. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation (2.1), le nombre de surfaces de glissement choisi est lié directement à la dimension de vecteur de commande U . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état», Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Néanmoins le calcul des gains pour des systèmes à plusieurs variables d'état reste difficile [31].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré du système. [32,33] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$s(x, t) = \left(\frac{\partial}{\partial x} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (2.3)$$

Avec :

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

λ : Une constante positive qui interprète la bande de commutation.

n : Degré du système

$$\begin{aligned} \text{Pour } n=1, \quad S(x, t) &= e \\ \text{Pour } n=2, \quad S(x, t) &= \lambda e + \dot{e} \\ \text{Pour } n=3, \quad S(x, t) &= \lambda^2 e + 2\lambda \dot{e} + \ddot{e} \end{aligned}$$

$S(x, t) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e = 0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x, t)$ à zéro.

2.2.3. Condition de convergence

Une fois la surface de glissement choisie, la seconde étape consiste à construire une commande u de façon à ce que les trajectoires d'état du système soient amenées vers cette surface et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci malgré la présence des incertitudes et de perturbations sur le système. Ces deux critères sont appelées les conditions d'existences et de convergence de la commande.

- En d'autres termes, la commande doit rendre la surface de glissement localement attractive (i.e. la trajectoire du système est attirée vers la surface de glissement à l'aide de la commande attractive).

Une condition nécessaire, appelée condition d'attractivité, pour qu'une surface de glissement $s(x, t)$ tende vers 0 est [9] :

$$ss' < 0 \quad (2.4)$$

Cependant, l'inégalité (2.4) n'est pas suffisante pour assurer une convergence en temps fini vers la surface et donc, un fonctionnement en régime glissant. Elle est généralement remplacée par la condition suivante, appelée condition de η -attractivité :

$$ss' \leq -\eta|s|, \quad \eta > 0 \quad (2.5)$$

- La méthode dite de la commande équivalente [29] est un moyen de décrire le comportement du système lorsqu'il est restreint à la surface $\{s = 0\}$. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface :

$$s = 0 \quad (2.6a)$$

$$\dot{s} = [\partial s / \partial x] (f(x) + g(x)u_{eq}) = 0 \quad (2.6b)$$

u_{eq} , appelé commande équivalente, est associée au système nominal, i.e. sans incertitude, et est déterminée de façon unique par les conditions d'invariance de l'équation (2.6):

$$u_{eq} = -([\partial s / \partial x] g(x))^{-1} [\partial s / \partial x] f(x) \quad (2.7)$$

Cependant, cette commande ne force pas les trajectoires du système à atteindre la surface de glissement. Ainsi, la commande u est la somme de la commande équivalente et d'une composante discontinue assurant un régime glissant et l'insensibilité du système vis-à-vis des incertitudes et des perturbations, i.e.

De la condition η – **attractivité**, on trouve la commande u de la forme suivante :

$$u = u_{eq} - \eta \cdot ([\partial s / \partial x] g(x))^{-1} \text{sign}(s) \quad (2.8)$$

Où

Sign : est la fonction signe classique.

Comme on a cité en avant, les modes glissants présentent des propriétés de robustesse intéressantes vis-à-vis des perturbations internes et externes. Ces dernières, n'affectent pas le système quand il atteint le régime de glissement, comme l'indique le théorème suivant:

Théorème 2.1 [29] : *Un régime glissant sur S , du système perturbé (2.1), est indépendant du signal de perturbation $p(x, t)$, si et seulement si, celui-ci est borné et vérifie*

$$p(x, t) \in \text{Vect} \{g(x)\} \quad (2.9)$$

La condition (2.9) est appelée condition de recouvrement ou dans la dénomination internationale "matching condition".

Remarque 2.1 : La commande u du système (2.1) étant une fonction discontinue en x , l'équation différentielle engendrée n'a pas de sens que dans la théorie des inclusions différentielles [Filippov, 1988].

a-Exemple illustratif

Pour monter les différentes étapes utilisées dans la synthèse d'une loi de commande par mode glissant standard (CMG d'ordre un) d'un système continu, considérons l'exemple classique d'un type de double intégrateur perturbé :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u + p(x_1) \end{cases} \quad (2.10)$$

Où $p(x_1) = a \sin(10x_1)$ est une perturbation bornée. Notre objectif est de stabiliser les deux états du système (x_1, x_2) de telle sorte à atteindre l'origine.

La première étape de la synthèse d'une loi de CMG est de définir la surface de glissement (on a utilisé la forme de glissement donnée par Slotine [32]).

L'erreur est donnée par : $e = x_1 - x_{ref}$

où x_{ref} : est l'origine

Afin de calculer la commande, on donne la surface de glissement suivante :

$$s = \lambda x_1 + x_2, \lambda > 0 \quad (2.11)$$

Après le choix de la surface de glissement, nous appliquerons la condition de η -attractivité donnée par l'équation (2.5) pour calculer la commande discontinue de façon à rendre la surface $S = \{x \in \chi : s = 0\}$ invariante et attractive.

La condition de η -attractivité rend le régime glissant S en un temps fini, et donnée par :

$$ss' = s(\lambda x_2 + u + p) \leq -\eta|s| \quad (2.12a)$$

$$\Rightarrow s(\lambda x_2 + u + p) \leq -\eta \cdot s \cdot \text{sign}(s) \quad (2.12b)$$

Après les simplifications, en donnant la loi de commande u de la façon suivante:

$$u = -\lambda x_2 - p - \eta \cdot \text{sign}(s) \quad (2.13)$$

Résultats de simulation

L'objectif ici est de stabiliser les états du système à l'origine. Le système est commandé avec une perturbation $P(t,x)$ dont le but de tester la robustesse de la commande, les figures ci-dessous montre les résultats de simulation.

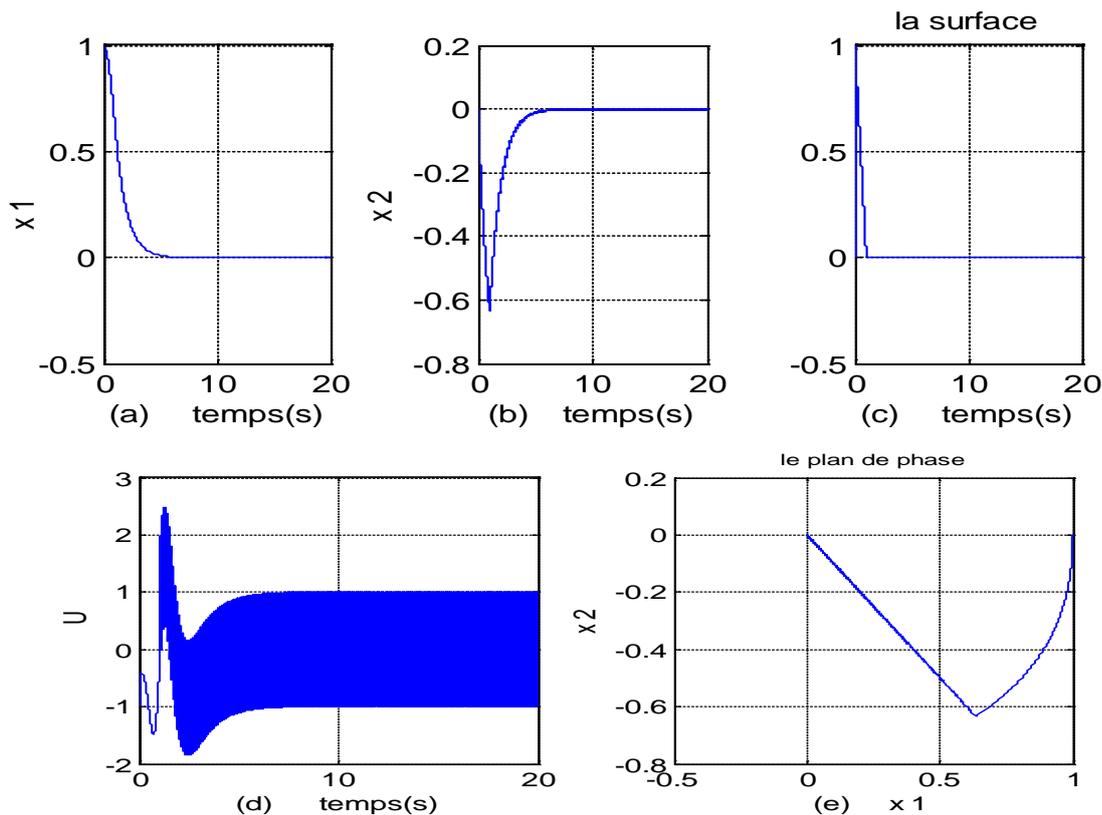


Fig 2.2. (a),(b) et (c) représentent respectivement les trajectoires x_1 , x_2 et la surface S .

(d) est le signal de commande u et (e) représente le plan de phase

La figure 2.2 (a) et (b) montrent les deux trajectoires des variables d'états successifs du système qui tendent vers l'origine. Avant que la surface de glissement soit atteinte à $t=1(s)$ (phase de convergence), le plan de phase prend la forme parabolique. Ensuite, il décrit un régime glissant autour de S (phase de glissement à très haute fréquence) jusqu'à l'origine du plan de phase.

La dynamique du système bouclé dans la phase de convergence se décrit comme un système à double intégrateur sans perturbation et le système sera réduit comme suite [31]:

$$\dot{x}_1 = x_2 = -\lambda x_1 \quad (2.14)$$

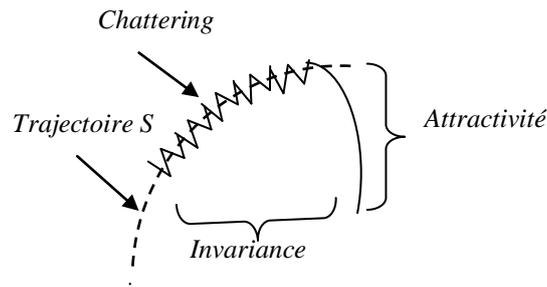
2.2.4. Le phénomène de *broutement* 'Chattering'

Un régime glissant idéal ou théorique est définie pour une fréquence de commutation du signal de commande infinie. Mais malheureusement, ce n'est pas possible en pratique, car la meilleure fréquence réalisée (application civil) jusqu'à maintenant est d'ordre 80Mhz (la fréquence des DsPic32). Ce qui cause un retard entre la mesure de la sortie et le calcul de la commande. Celui ci peut être amplifié si le système présente naturellement des retards ou des dynamiques négligées. Cela conduit le système à quitter la surface de glissement sans que la commande ne puisse réagir.

Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner des oscillations haute fréquence autour de la surface S glissement Figure (2.3), un phénomène appelé *broutement*, *réticence* ou 'Chattering' en anglais. Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont [35] :

- Les retards purs en série avec le système en boucle ouverte (retards inhérents au système, échantillonnage, ...).
- Les dynamiques non modélisées des capteurs et observateurs, qui retardent le moment où le régulateur prend acte qu'il faut inverser la commande,
- Les dynamiques non modélisées des actionneurs et autre dynamiques rapides du système, qui retardent l'application de la commande qui maintient le système sur la surface de glissement.

Tous ces phénomènes ont l'effet de retarder l'application effective de la commande permettant de ramener le système sur la surface de glissement à partir du moment où il a quittée.

Fig 2.3. Phénomène de *Chattering*

On parle aussi de '*Chattering*' pour désigner l'oscillation haute fréquence de la commande (et non pas de la variable de glissement). Une autre cause du broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande. Ce phénomène peut être réduit en utilisant des filtres à l'entrée du système.

Le '*Chattering*' peut entraîner une usure prématurée des actionneurs ou certaines parties du système à cause des fortes oscillations. En excitant les modes propres des dynamiques non modélisées ou des fréquences de résonance du système correspondant aux retards de commutation, cette commande peut provoquer sur les systèmes mécaniques un bruit haut fréquence et des oscillations préjudiciables à leur structure (Sur des systèmes autres que mécaniques), les oscillations engendrées peuvent poser d'autres problèmes (réduction de précision, créations d'ondes électromagnétiques néfastes, ou autres ondes amplifiées par le système,...).

2.2.5. Remplacement de la fonction *sign* par une fonction continue

Plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de '*Chattering*'. En effet, ce phénomène a provoqué une forte usure et des pertes sur les éléments mécanique des systèmes, ainsi que l'augmentation de la température des pièces électroniques (les éléments de commutations d'électronique de puissance par exemple : les MOSFETs et les IGBTs). Parmi ces méthodes, on trouve celle de la couche limite (boundary layer) qui a été proposée par Slotine et Sastry 1983[33]. Elle consiste à effectuer une approximation continue de la fonction (*sign*) de commande à gain élevé dans un proche voisinage de S , avec saturation en dehors de ce voisinage. Le régime glissant qui en résulte n'est plus confiné dans S , mais dans un proche voisinage de celui-ci. Dans ce

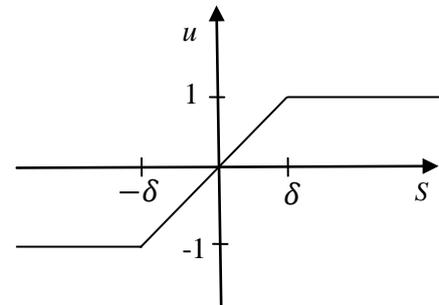
cas, le système est dit en régime *pseudo-glissant*. Par contre, l'inconvénient majeur de ces méthodes est que la robustesse de la commande est réduite. Elles sont paramétrées par une constante positive δ réglée pour avoir un bon compromis entre réduction de 'Chattering' et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus δ est petit, plus l'approximation tend vers la fonction (*sign*) [34].

Les deux fonctions les plus utilisées sont :

La fonction saturation :

Elle consiste à substituer le terme discontinu de la commande $sign(s)$ par la droite pente $1/\delta$ à l'intérieur d'une bande de largeur 2δ située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. Son expression est donnée par :

$$sat(s, \delta) = \begin{cases} sign(s) & si |s| > \delta \\ \frac{s}{\delta} & si |s| \leq \delta \end{cases}$$



La figure ci-contre représente la fonction *sat* avec $\delta = 1$.

a- Exemple d'application:

Nous reprenons l'exemple précédent du double intégrateur donné par (2.10) .

La fonction *sign* a été remplacée par la fonction *sat* pour remédier le phénomène de *chattering*. Les résultats de simulations ci-dessous montrent l'efficacité de la fonction *sat* :

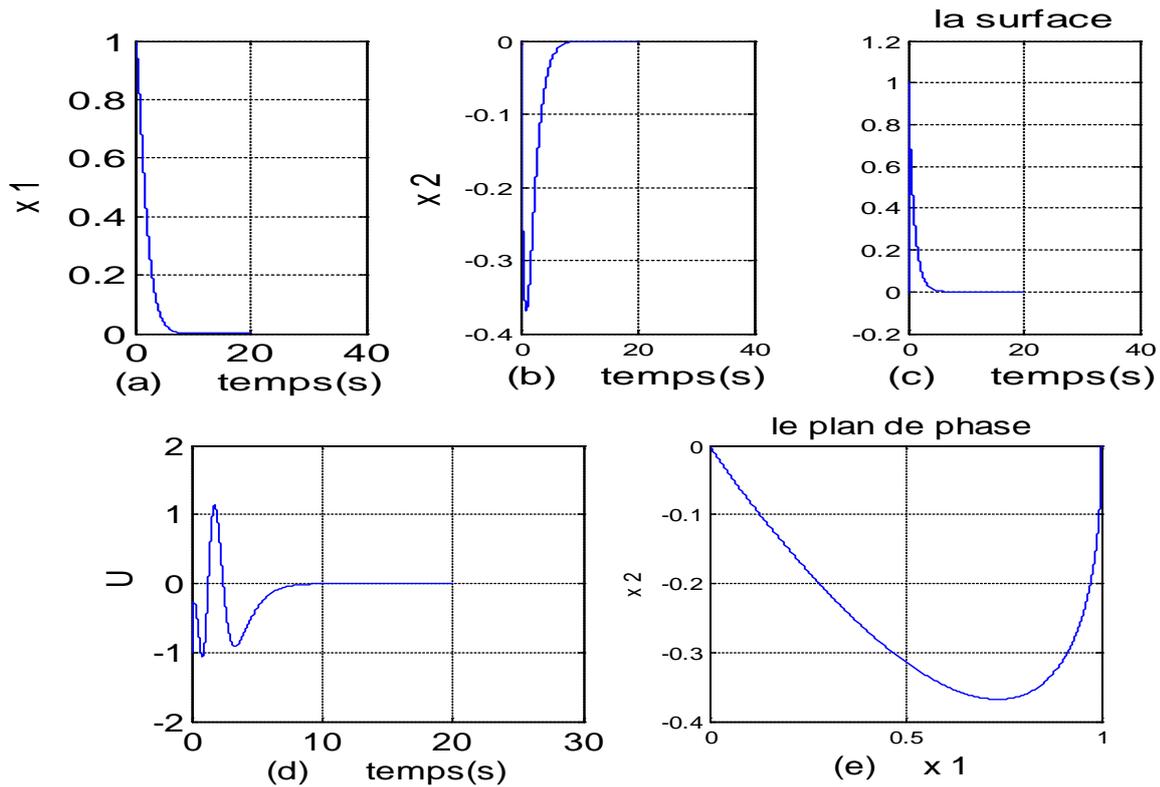


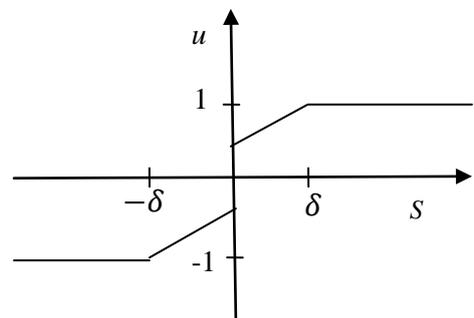
Fig 2.4. (a),(b) et (c) montrent respectivement les trajectoires x_1 , x_2 et la surface S . (d) est le signal de commande u avec la fonction sat et (e) représente le plan de phase

On remarque bien que le phénomène de ‘*Chattering*’ a été éliminé complètement lorsqu’on a utilisé la fonction sat , mais comme inconvénient le système se stabilise après 5(s) ce qui nous confirme la dégradation de la robustesse de la commande.

La fonction *sign+saturation* : on peut combiner la fonction saturation précédente avec la fonction *sign*.

$$sat(s, \delta) = \begin{cases} (a + b)sign(s) & si |s| > \delta \\ a \frac{s}{\delta} + bsign(s) & si |s| \leq \delta \end{cases}$$

la figure ci-contre représente la fonction *sign+saturation*



Avec $a > 0$, $b > 0$ et $a+b$ ne dépassant pas l’amplitude maximale de la commande.

Cela permet de conserver toute la robustesse des modes glissants pour des perturbations d’amplitude $a+b$. Si l’amplitude de la perturbation est supérieure à b , la robustesse alors est

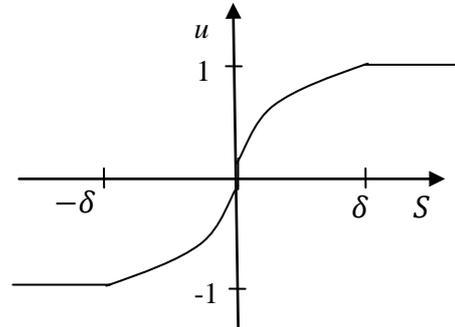
dégradée comme dans le cas précédent. Cette solution est appropriée si l'on s'attend à des perturbations généralement faibles, mais pouvant être ponctuellement très fortes[35].

Il existe d'autres approximations moins utilisées, car plus coûteuses en temps de calcul :

a- La loi d'interpolation de puissance

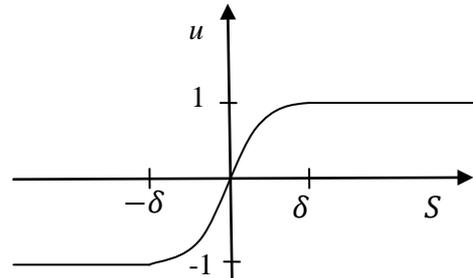
$$v(s, \delta) = \begin{cases} \mathit{sign}(s) & \text{si } |s| > \delta \\ \left(\frac{\delta}{|s|}\right)^{(q-1)} & \text{si } 0 < |s| \leq \delta \\ 0 & \text{si } s = 0 \end{cases}$$

Avec $q \in [0, 1[$



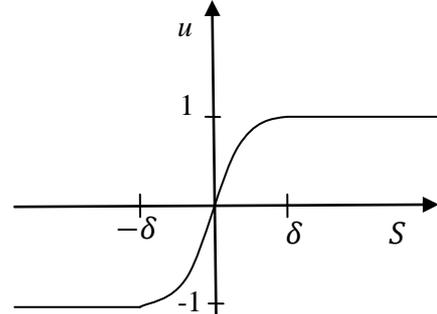
b- La fonction pseudo-signe

$$v(s, \delta) = \frac{s}{|s| + \delta}$$



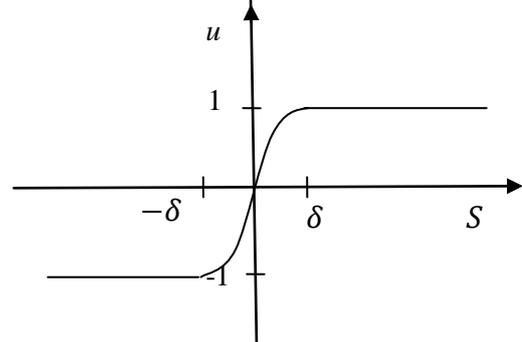
c- La fonction arctangente

$$v(s, \delta) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{s}{\delta}\right)$$



d- La fonction tangente hyperbolique

$$v(s, \delta) = \tanh\left(\frac{s}{\delta}\right)$$



2.3. Commande par mode glissant d'ordre supérieur (CMGOS)

Les modes glissants standards d'ordre un ou classiques sont appliqués seulement sur les systèmes à structures variables de degré relatif un, et la commande apparaît dans la première dérivée de la variable de glissement S . Cette commande possède les propriétés suivantes :

- La convergence en temps fini.
- La robustesse par rapport aux perturbations internes et externes.
- Les commutations de la commande en hautes fréquences induisent le phénomène de '*Chattering*'.

Comme on a précisé précédemment que le problème de '*Chattering*' peut dégrader les performances des systèmes mécaniques du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive, et qu'il réduit la durée de vie des équipements mécaniques (actionneurs). Cette commande induit plus de dynamiques de hautes fréquences, étant donné que ces dernières n'ont pas été prises en compte dans la modélisation du système d'une part, et qu'elles peuvent conduire à l'instabilité du système étudié d'autres part [35].

Cette partie constitue une présentation un peu profonde à la commande par mode glissant d'ordre supérieur, en anglais High Order Sliding Mode Control (HOSMC) et aux différentes méthodes de synthèse de lois de commande associées. Ces nouvelles techniques de glissement apparaît dans le milieu des années 80, caractérisées par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un. Autrement dit, par la convergence non seulement de la première variable de glissement à 0, mais également par un nombre fini de dérivée de cette variable de glissement. La première technique des modes glissants d'ordre supérieur a été proposée par Levantovsky 1987 [15] et Emelyanov et al [36-38] en 1986.

Ces lois de commande, permettent une convergence en temps fini vers un objectif donné, pour un système dont le degré relatif est supérieur à 1, et permet d'avoir une certaine simplicité de construction de la variable de glissement (surface de glissement) ainsi que l'amélioration de la précision asymptotique ou la réduction de '*Chattering*'.

Pour comprendre mieux la théorie des modes glissants d'ordre supérieur, deux notions de base doivent être présentées, à savoir :

- La notion d'homogénéité, est un outil puissance pour les preuves de stabilité, et pour la compréhension des propriétés des commandes par modes glissants d'ordre supérieur. Pour plus de détails voir [35]
- La notion de la dérivation en temps réel est différente du filtrage linéaire classique, qui est compatible avec l'homogénéité des coefficients correspondants à la plupart des commandes par modes glissants d'ordre supérieur.

2.4. Position du problème

Considérons un système non linéaire incertain sous forme canonique suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = \psi(x, t) + [-C(x, t), C(x, t)] + [\Gamma_m(x, t), \Gamma_M(x, t)]u \\ y = x_1 \end{array} \right. \quad (2.15)$$

où $x = [x_1, \dots, x_n]^T$ représente l'état du système. La commande $u \in U$ est une fonction discontinue et bornée dépendante de l'état et du temps, avec U un ouvert de \mathbb{R} . $\psi(x, t)$, la dynamique nominale du système, est une fonction définie sur X . $[-C, C]$ est un terme additif inconnu, mais borné par $C > 0$.

Mais cette fois ci, considérons une autre variable de glissement $\sigma(x, t)$ de degré relatif r plus nécessairement égal à 1 par rapport à la variable de glissement.

$[\Gamma_m, \Gamma_M]$, avec $0 < \Gamma_m \leq \Gamma_M < \infty$, est un terme modélisant l'incertitude sur le gain du système vis-à-vis de la commande.

Si r est supérieur à 1, une commande du type $u = -K \text{sign}(\sigma(x, t))$ n'est plus acceptable [35].

Si $r=2$, le système bouclé n'est stable que si le système en boucle ouverte est stable ou qu'il s'agit d'un double intégrateur pur. Si $r > 2$, le système en boucle fermée est toujours instable, même si le système en boucle ouverte est stable.

Il faut donc trouver une autre structure de commande qui garantisse la stabilité du système en boucle fermé.

Une solution simple est de prendre en compte les $(n-1)$ premières dérivées de la variable de glissement dans le calcul de la commande, par exemple de commuter suivant l'hyperplan

$$\bar{\sigma} = \sigma^{(n-1)} + \dots + c_2 \sigma^{(2)} + c_1 \sigma^{(1)} + c_0 \quad (2.16)$$

Ce qui donne la commande $u = -K \text{sign}(\bar{\sigma}(x, t)) = -K \text{sign}(\sigma^{(n-1)} + \dots + c_2 \sigma^{(2)} + c_1 \sigma^{(1)} + c_0 \sigma)$. Cette dernière n'est rien d'autre qu'une commande par mode glissant classique, d'ordre 1 par rapport à la variable de commutation $\bar{\sigma}$. Elle est stable, mais ne permet pas d'avoir une convergence en temps fini de σ à 0. On a seulement la convergence de $\bar{\sigma}$ en temps fini. Un mode glissant peut apparaître sur la surface $\bar{S}(\bar{\sigma} = 0)$, mais pas nécessairement sur S .

Existe-t-il des structures de commande permettant l'existence d'un mode glissant pour une variable de commutation de degré relatif strictement supérieur à 1 ? La réponse est oui : il s'agit des modes glissants d'ordre supérieur.

La plupart des commandes utilisant ce concept se basent sur la notion d'homogénéité, avec un jeu des coefficients (poids) particuliers. De plus, leur intérêt par rapport aux commandes par modes glissants classiques n'apparaît véritablement que lorsque l'on prend en compte des observateurs particuliers adaptés aux signaux discontinus. C'est pourquoi les deux paragraphes suivants introduisent ces deux aspects avant la présentation de ces lois de commandes dans un troisième paragraphe.

2.5. Dérivateur de Levant

Un dérivateur ayant la précision asymptotique optimal d'après la théorie a été proposé par Levant [20]. Il permet d'estimer les dérivées d'ordre 1 à $n-1$ en supposant que la dérivée ($n-1$) à une constante de Lipschitz connue.

Avec des coefficients λ_i bien choisis, entre autres tels que $1 < \lambda_1 < \dots < \lambda_n$, ce dérivateur prend la forme récursive

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 - \lambda_1 L^{\frac{1}{n}} |z_1 - f(t)|^{\frac{n-1}{n}} \text{sign}(z_1 - f(t)) \\
 \dot{z}_2 &= z_3 - \lambda_2 L^{\frac{1}{n-1}} |z_2 - \dot{z}_1|^{\frac{n-2}{n-1}} \text{sign}(z_2 - \dot{z}_1) \\
 &\dots \\
 \dot{z}_i &= z_{i+1} - \lambda_i L^{\frac{1}{n+1-i}} |z_i - \dot{z}_{i-1}|^{\frac{n-i}{n+1-i}} \text{sign}(z_i - \dot{z}_{i-1}) \\
 &\dots \\
 \dot{z}_{n-1} &= z_n - \lambda_{n-1} L^{\frac{1}{2}} |z_{n-1} - \dot{z}_{n-2}|^{\frac{n-1}{2}} \text{sign}(z_{n-1} - \dot{z}_{n-2}) \\
 \dot{z}_n &= -\lambda_n L \text{sign}(z_n - \dot{z}_{n-1})
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Différentes valeurs pour λ_i ont été proposées. En général, plus les valeurs de λ_i sont élevées, plus la convergence est rapide, mais plus le ‘*Chattering*’ est important, donc plus la précision est dégradée. Les deux jeux de coefficients les plus connus sont pris les références [20] et [40] et sont données par le tableau ci-dessus.

	λ_n	λ_{n-1}	λ_{n-2}	λ_{n-3}	λ_{n-4}
[20]	1.1	1.5	3	5	8
[40]	1.1	1.5	2	3	5

Par exemple, un dérivateur d'ordre 3 utilisant les coefficients de Levant sera

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 - 3L^{\frac{1}{3}}|z_1 - f(t)|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(z_1 - f(t)) \\ \dot{z}_2 &= z_3 - 1.5L^{\frac{1}{2}}|z_2 - z_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(z_2 - z_1). \\ \dot{z}_3 &= -1.1L \text{sign}(z_3 - \dot{z}_2) \end{aligned} \quad (2.21a)$$

$$u = -\alpha \left[Z_2 + 2 \left(|Z_1| + |Z_0|^{\frac{2}{3}} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(Z_1 + |Z_0|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(Z_0) \right) \right] / \left[|Z_2| + 2 \left(|Z_1| + |Z_0|^{\frac{2}{3}} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (2.21b)$$

La forme récursive de ce dérivateur est utile pour étudier ses propriétés, ainsi que pour régler les coefficients de $z_i-f(t)$.

Pour plus de détail de calculs des coefficients du dérivateur précédent, voir la thèse [35].

2.6. Ordre de glissement et précision

Dans cette partie, on s'intéresse à la synthèse des lois de commande par mode glissant d'ordre supérieur, tels que les **modes glissants idéals d'ordre r** et les **modes glissants réels d'ordre r** .

Le problème posé est toujours de contraindre les trajectoires du système à évoluer sur la variable de glissement, c-à-d de garantir non seulement la convergence de la variable de glissement vers $\sigma = 0$, mais aussi ces dérivés $r-1$ soient nulles. Si ce n'est pas le cas, le système quitterait la surface de glissement, ce qui veut dire que le régime glissant ne serait pas établi, ou pas stable.

2.6.1. Ordre de glissement

Un mode glissant d'ordre supérieur à 1 doit donc satisfaire à des exigences plus strictes qu'un mode glissant d'ordre classique pour des raisons de stabilité.

Définition 2.2 [41] La variable de glissement associée à un système non linéaire est $\sigma(x, t)$. L'ensemble de glissement d'ordre $r \geq 1$ par rapport à $\sigma(x, t)$ est défini par :

$$S^r = \{x \in \mathcal{X} \mid \sigma = \dot{\sigma} = \ddot{\sigma} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0\} \quad (2.22)$$

Par abus de langage, l'ensemble S^r est également appelé *surface de glissement d'ordre r*.

Définition 2.3 [41] Supposons que l'ensemble de glissement S^r d'ordre r soit non vide et qu'il définisse localement un ensemble intégral au sens de Filippov[42]. Alors, la dynamique satisfaisant (2.22) est appelée mode glissant d'ordre r par rapport à la variable de glissement S^r .

Définition 2.4 [41] On dit que la loi de commande u est un algorithme glissant idéal d'ordre r par rapport à S^r si elle génère une solution au sens de Filippov sur S^r , i.e.

$$\sigma = \dot{\sigma} = \ddot{\sigma} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0 \quad (2.23)$$

Définition 2.5 [41] Si les trajectoires du système atteignent l'ensemble de glissement S^r au bout d'un temps fini et y restent à partir de ce temps, on dit que le système évolue suivant un mode glissant idéal d'ordre r .

Définition 2.6 [41] Un régime glissant d'ordre 1 peut exister sur la surface S si et seulement si le système est de degré relatif 1 par rapport à la variable de glissement.

La commande par modes glissants d'ordre supérieur ne permet pas de satisfaire la condition précédente. Si le système est de degré relatif $r > 1$ par rapport à la variable de glissement, une CMG d'ordre r permettra d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface, en forçant les trajectoires d'état du système à être confinées au bout d'un temps fini dans l'ensemble de glissement d'ordre r .

2.6.2. Précision dans les modes glissants réels

Il est clair qu'après les définitions précédentes, le régime glissant réel présente le phénomène de '*Chattering*', car il est supposé que la surface de glissement et ses dérivées ont atteints exactement l'origine avec une commutation de fréquence infinie des organes de commande. Un régime glissant *idéal* n'est donc pas possible en pratique du fait des

imperfections de ces derniers, les trajectoires du système ne peuvent plus être confinées à la variable de glissement, mais ne prend place que dans un proche voisinage de cette dernière. Ce qui permet d'avoir un régime glissant *réel*, dans lequel la trajectoire d'état du système sur la surface de glissement commute à haut fréquence. Les chercheurs ont trouvés des difficultés dans l'étude précise du phénomène de '*Chattering*', et notamment une évaluation de l'erreur maximale engendrée. Néanmoins, une étude qualitative de la précision peut être faite sur la variation de l'erreur $\theta(\tau)$ en fonction de la variation τ à l'origine du '*Chattering*', pour de petites perturbations.

Définition 2.7 Soit $\theta(\tau)$ une fonction à valeur réelle telle que $\theta(\tau) \rightarrow 0$ quand $\tau \rightarrow 0$. Un algorithme de commande par mode glissant de variable de commutation $\sigma = 0$ est dit d'ordre réel r si, pour toute condition initiale dans un compact, il existe une constante $C > 0$ telle que l'intégralité suivante soit satisfaite après un temps fini

$$|\sigma| \leq C|\theta(\tau)|^r$$

A constante C égale, la précision devient meilleure, plus l'ordre de glissement r est grand. Pour plus de détail voir [35].

Et comme conclusion, on peut répartir les 'modes glissants d'ordre supérieur' en deux groupes principaux :

- Les **Modes glissants idéal d'ordre r** est le mode de convergence en temps fini de la surface de glissement et ses dérivées successives $(r-1)$ vers 0, pour un système sans retard et/ou l'erreur d'estimation de l'état.
- Les **Modes glissants réel d'ordre r** correspondant à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet des retards ou d'erreurs d'estimation de l'état.

2.7. Modes glissants d'ordre deux

Dans cette partie, nous donnons plus de détail sur les algorithmes des modes glissants d'ordre deux : tels que, l'algorithme du *Twisting* et *Super Twisting*, Ce sont les techniques les plus utilisées par les chercheurs. L'étude des commandes par modes glissants d'ordre deux, est plus facile que celle des modes glissants d'ordre plus élevé ou d'ordre n pour plusieurs raisons :

- Elles sont implémentées en temps réel sans trop de difficultés à cause du peu de dynamique à prendre en compte simultanément (deux dynamiques).

- Les systèmes d'ordre deux sont plus faciles à stabiliser que les systèmes d'ordre élevés.
- La réduction de la dimension de système étudié.

Considérons le système non linéaire incertain dont la dynamique est d'écrit par :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x,t) + g(x,t)u \\ \sigma &= \sigma(x,t)\end{aligned}\tag{2.24}$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ représente l'état du système. La commande $u \in U \subset \mathbb{R}$ est une fonction discontinue et bornée dépendante de l'état et du temps. f et g sont des champs de vecteurs suffisamment différentiables mais connus de façon incertaine.

Avec le degré relatif $r=1,2$ le but est de générer un régime glissant d'ordre deux par rapport à la variable de glissement σ , c'est-à-dire de contraindre les trajectoires du système à atteindre et se maintenir en temps fini dans l'ensemble de glissement S^2 .

$$S^2 = \{x \in \mathcal{X} : \sigma = \dot{\sigma} = 0\}\tag{2.25}$$

Ceci est réalisé par une commande agissant sur la dérivée seconde de la variable de glissement qui, de manière générale, peut s'écrire sous la forme :

$$\ddot{\sigma} = \phi(x, t) + \varphi(x, t)v\tag{2.26}$$

Avec :

- $v = \dot{u}$ dans le cas où le système (2.24) est de degré relatif $r = 1$ par rapport à σ ,
- $v = u$ dans le cas où le système (2.24) est de degré relatif $r = 2$ par rapport à σ .

Le principal avantage de la commande par modes glissants d'ordre deux est l'annulation du phénomène de 'Chattering'.

Afin de réaliser des algorithmes par modes glissants d'ordre deux, il est nécessaire de vérifier l'hypothèse de travail suivante pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la variable $\ddot{\sigma}$ [28]:

Hypothèse 2.1 Les fonctions incertaines $\phi(x, t)$ et $\varphi(x, t)$ sont bornées par hypothèses. Plus particulièrement, il existe quatre constantes positives S_0, C_0, K_m et K_M telles que, dans un voisinage $|\sigma(x, t)| < S_0$, les inégalités suivantes sont vérifiées :

$$|\phi(x, t)| < C_0 \text{ et } 0 < K_m \leq \varphi(x, t) \leq K_M$$

Notons que ces hypothèses sont relativement peu restrictives puisque si les fonctions ϕ et φ sont continues sur un compact où la fonction φ ne s'annule pas, l'atteignabilité de la surface σ est automatiquement vérifiée. On pourra donc se ramener à un compact afin d'appliquer les algorithmes suivants. En effet, il est facile de synthétiser une commande appartenant à ce compact convergente en un temps fini si ce dernier n'est pas un ensemble singulier de l'équation différentielle.

Dans ce qui suit, nous allons décrire les lois de commande de second ordre ($r=2$). Ainsi, ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature, du fait qu'ils ont uniquement besoin de la connaissance de la surface σ [34].

La figure (2.5) fait apparaître la trajectoire de convergence du système vers la surface

$$\sigma = \dot{\sigma} = 0$$

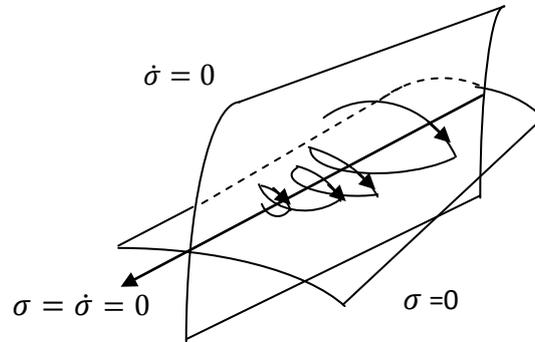


Fig 2.5. Trajectoire 2-glissant

Afin de détailler les algorithmes en régime glissant du second ordre, nous allons supposer que \dot{x} et σ de l'expression (2.24) sont des fonctions C^1 et C^2 respectivement, et que les seules informations disponibles à l'instant t sont, la commande $u(t)$, la surface $\sigma(x, t)$ et le signe de la dérivée par rapport au temps de σ . Si nous dérivons deux fois l'équation de glissement σ , nous obtenons les expressions suivantes :

La dérivée de σ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\sigma(t, x) &= \frac{\partial}{\partial t}\sigma(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}\sigma(t, x)\frac{dx}{dt} \\ \dot{\sigma} &= \frac{\partial}{\partial t}\sigma(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}\sigma(t, x)\dot{x} \end{aligned} \quad (2.27)$$

La dérivée seconde de σ :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \dot{\sigma}(t, x, u) &= \frac{\partial}{\partial t} \dot{\sigma}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{\sigma}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{\sigma} &= \frac{\partial}{\partial t} \dot{\sigma}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{\sigma}(t, x, u) \dot{x} + \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma}(t, x, u) \dot{u} \end{aligned} \quad (2.28)$$

On pose :

$$\begin{cases} \phi(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{\sigma}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{\sigma}(t, x, u) \dot{x} \\ \varphi(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma}(t, x, u) \end{cases} \quad (2.29)$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement σ et $\dot{\sigma}$:

$$\begin{cases} y_1 = \sigma \\ y_2 = \dot{\sigma} \end{cases} \quad (2.30)$$

Si le degré relatif est $r = 1$: Les systèmes sont décrits par le modèle (2.24) et par l'expression :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \phi(t, x) + \varphi(t, x) \dot{u} = \phi(t, x) + \varphi(t, x) v \end{cases} \quad (2.31)$$

Si le degré relatif est $r = 2$: le problème de la commande peut être calculé à partir du cas précédent, en considérant la variable u comme une variable d'état, et v comme la commande effective.

Le système est de la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \tilde{\phi}(t, x) + \tilde{\varphi}(t, x) u \\ \dot{u} = v \end{cases} \quad (2.32)$$

En utilisant la stratégie précédente, la commande u est régie par un système dynamique du premier ordre. Les algorithmes discontinus sont appliqués en considérant la dérivée de la commande u par rapport au temps (\dot{u}), comme la nouvelle variable de commande du système et conduit à l'obtention d'un régime glissant d'ordre deux sur la surface σ . De cette façon, l'entrée u du système est maintenant continue, permettant ainsi d'éliminer le phénomène du 'Chattering'.

2.7.1. Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante

L'objectif de la commande 2 – *glissante* est d'amener σ ainsi que sa dérivée $\dot{\sigma}$ à zéro en un temps fini, en utilisant la commande $u(t)$. Afin d'atteindre ce but, les hypothèses suivantes sont considérées [34] :

- prendre en considération l'hypothèse 4.3.
- Les valeurs de la commande sont définies par l'ensemble $U = \{u : |u| \leq U_M\}$, où U_M est une constante réelle, et la solution du système est définie sur la variable glissante de deuxième ordre $\sigma = \dot{\sigma} = 0$.
- Il existe $u_1 \in (0,1)$ telle que pour toute fonction continue u avec $|u| > u_1$, et t_1 tel que $u > 0$ pour tout $t > t_1$. Ainsi, la commande

$$u = -U_M \text{sign}[\dot{\sigma}(t_0)] \quad (2.33)$$

Où t_1 est l'instant initial assurant la convergence en temps fini sur $\sigma = 0$.

Le fait que le terme $\frac{\partial \dot{\sigma}}{\partial u}$ ne s'annule pas, l'existence de la commande équivalente en régime glissant est nécessaire.

Nous allons reprendre le système (2.30) et nous supposons que le système est de degré relatif $r=1$ par rapport à la surface de glissement σ . Ceci s'exprime par :

$$\ddot{\sigma} = \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)v \quad (2.34)$$

Si le système est de degré relatif $r=2$ nous devons prendre le système :

$$\ddot{\sigma} = \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x)u \quad (2.35)$$

2.7.2. Loi 2-glissante

La technique du deuxième ordre proposée ci dessous, peut être considérée comme une extension d'une loi en régime glissant d'ordre 1. Elle est formée de deux parties :

$$u = \int u_{eq} + K_{glis} \int u_{glis} \quad (2.36)$$

$\int u_{glis}$ est composée par l'intégrale de la fonction signe de la nouvelle surface de glissement multipliée par une constante K_{glis} .

$\int u_{eq}$ est conçue en utilisant la méthode de la commande équivalente pour surface de glissement σ .

Nous allons maintenant décrire la méthodologie de conception de cette technique de commande.

2.7.3. Algorithme de *Twisting*

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur, qui *twiste* autour de l'origine du plan de glissement d'ordre deux. Il est appelé *Twisting* en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase $(\sigma, \dot{\sigma})$, avec un nombre infini de rotation, voir la figure (2.6). Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs U_m et U_M , de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine[34].

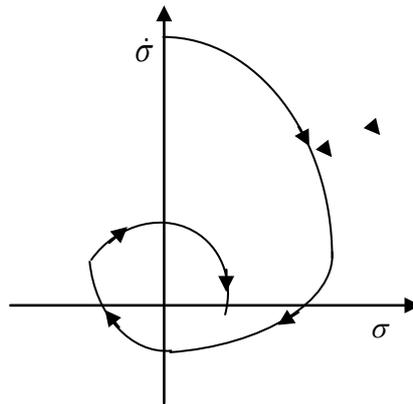


Fig 2.6. Convergence en temps fini du l'algorithme *Twisting*

Nous allons reprendre le système $y_1 = \sigma$ et $y_2 = \dot{\sigma}$. Maintenant le problème de la commande est de stabiliser en temps fini un système du deuxième ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \phi(t, x) + \varphi(t, x)\dot{u} = \phi(t, x) + \varphi(t, x)v \end{cases} \quad (2.37)$$

Où $\phi(t, x)$ et $\varphi(t, x)$ sont des fonctions mal connues mais bornées

pour un degré relatif $r=1$, l'algorithme du *Twisting* est défini par la loi de commande suivante :

$$v = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -U_m \text{sign}(\sigma) & \text{si } \sigma \dot{\sigma} \leq 0; |u| \leq 1 \\ -U_M \text{sign}(\sigma) & \text{si } \sigma \dot{\sigma} > 0; |u| \leq 1 \end{cases} \quad (2.38)$$

Où $|u|$ est une valeur bornée de commande, donné pour $|u| \leq 1$

la loi de commande pour un degré relatif $r=2$ est donnée par:

$$u = \begin{cases} -U_m \text{sign}(\sigma) & \text{si } \sigma \dot{\sigma} < 0 \\ -U_M \text{sign}(\sigma) & \text{si } \sigma \dot{\sigma} \geq 0 \end{cases} \quad (2.39)$$

Avec les conditions suffisantes assurant la convergence en temps fini sur la variété σ sont :

$$\begin{aligned} U_M &> U_m \\ U_m &> \frac{4K_m}{S_0} \\ U_m &> \frac{C_0}{K_m} \\ K_m U_m - C_0 &> K_M U_m + C_0 \end{aligned}$$

Si dans la pratique la dérivée de la surface $\dot{\sigma}$ n'est pas mesurable, son signe peut être estimé par le signe de la dérivée de la surface σ dans un intervalle de temps Δ_t . Le $\text{sign}(\dot{\sigma}(t))$ est calculé par l'expression $\text{sign}(\dot{\sigma}(t) - \dot{\sigma}(t - \Delta_t))$.

En considérant les incertitudes du système et les intervalles de temps entre les croisements successifs de l'axe des abscisses, il est possible de définir la borne supérieure du temps de convergence du système [34] :

$$t_{t_{\infty}} \leq t_{M1} + \Theta_{tw} \frac{1}{1 - \theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M1}|}$$

Où y_{1M1} est la valeur de la surface s quand l'axe des abscisses est traversé pour la première fois, t_{M1} est la valeur de temps à cet instant. Les expressions de Θ_{tw} et θ_{tw} sont données par les formes suivantes :

$$\begin{aligned} \Theta_{tw} &= \sqrt{2} \frac{K_m U_M + K_M U_m}{(K_m U_M - C_0) \sqrt{K_M U_m + C_0}} \\ \theta_{tw} &= \sqrt{\frac{K_M U_m + C_0}{K_m U_M - C_0}} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Exemple 1 : considérons l'équation d'état d'un système simple d'ordre un

$$\dot{x} = u$$

La sortie désirée est :

$$y_d = 0.08 * \sin(t) + 0.12 * \cos(0.3 * t)$$

Avec : $U_M=5$ et $U_m=1$

a- La surface :

$$\sigma(x) = x - y_d$$

Après la dérivé de la surface, on trouve que $r=1$

b- Calcul de la commande : en utilisant l'équation (2.38) pour calculer la commande u .

Avec : $u = \int \dot{u}$

Résultats de simulations

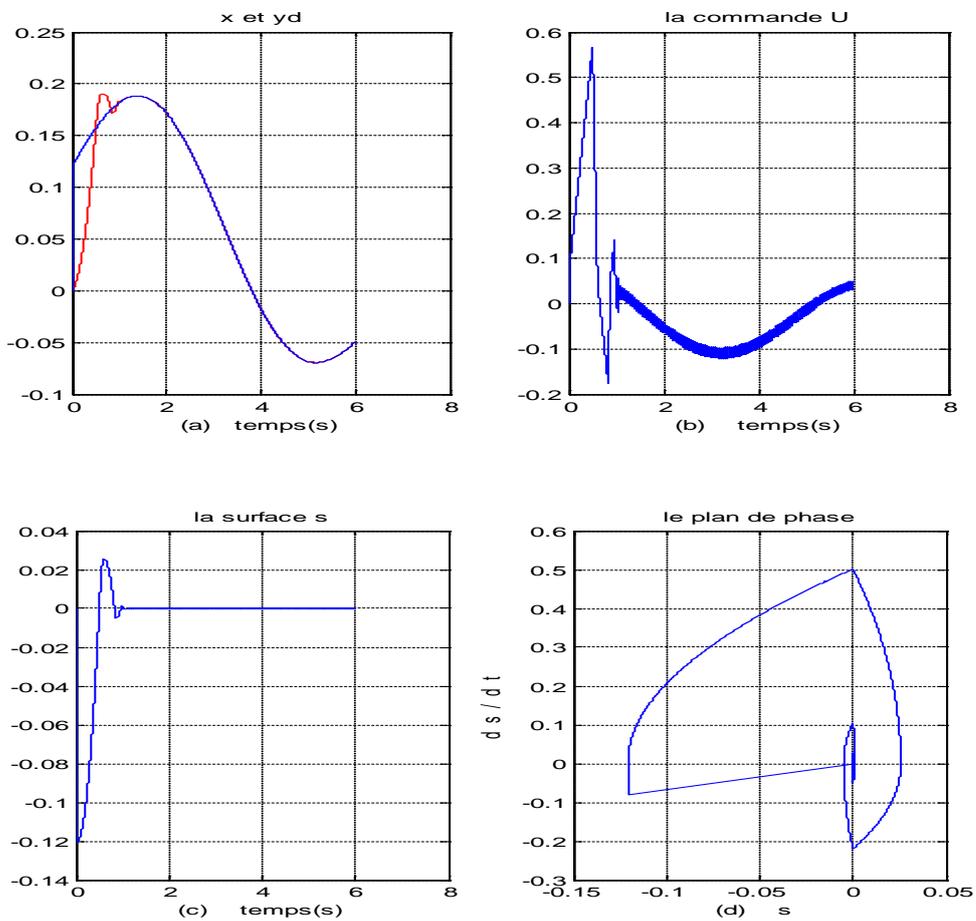


Fig 2.7. Dynamique d'un système par l'Algorithme *Twisting*

2.7.4. Algorithme du *Super Twisting*

La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du plan de phase. La loi de commande $u(t)$ du *Super Twisting*, est formée de deux parties. La

première est définie par sa dérivée par rapport au temps (u_1), tandis que la deuxième est donnée par la fonction continue de la variable de glissement (u_2) :

$$u = u_1 + u_2 \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{u}_1 &= \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(\sigma) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} -\lambda_1 |s_0|^{\rho_1} \text{sign}(\sigma) & \text{si } |\sigma| > S_0 \\ -\lambda_1 |s|^{\rho_1} \text{sign}(\sigma) & \text{si } |\sigma| \leq S_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont :

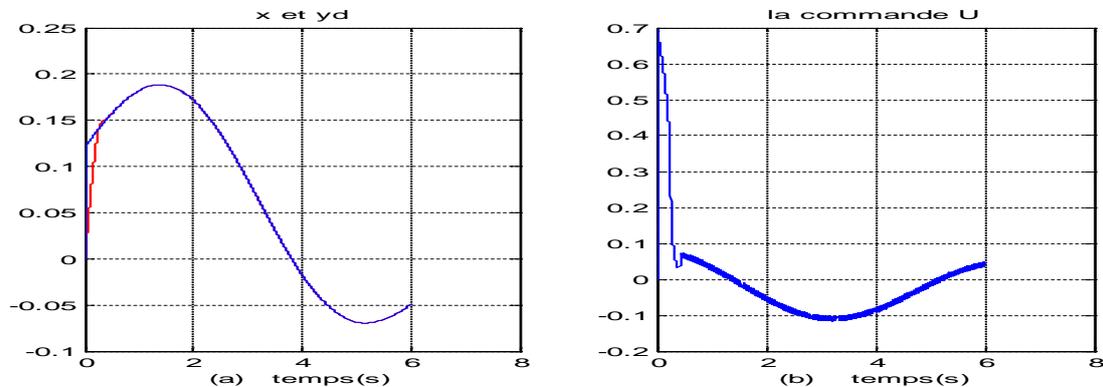
$$\begin{aligned} W &> \frac{C_0}{K_m} \\ \lambda_1^2 &\geq \frac{4C_0}{K_m^2} \frac{K_M (W + C_0)}{K_m (W - C_0)} \\ 0 &< \rho_1 \leq 0.5 \end{aligned}$$

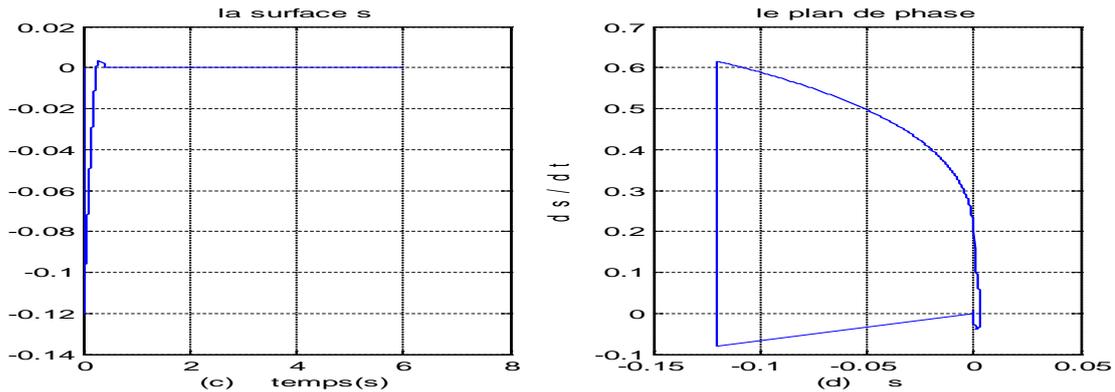
Cette loi de commande peut être simplifiée si le système de contrôle est linéairement dépendant de la commande, ainsi la loi de commande est donnée par :

$$\begin{cases} u = -\lambda |s_0|^{1/2} \text{sign}(\sigma) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -W \text{sign}(\sigma) \end{cases} \quad (2.43)$$

L'intérêt de cet algorithme est dans sa robustesse, car il n'a pas besoin d'information sur la dérivée de σ . A cause de cette caractéristique on peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.

Résultats de simulation




 Fig 2.8. Dynamique du système par l'Algorithme *Super-Twisting*

2.7.5. Suppression de phénomène de 'Chattering'

Les algorithmes du deuxième ordre qui ont été présentés précédemment permettent l'élimination du phénomène de 'Chattering'. La caractéristique principale de ces stratégies, est que la partie discontinue (la fonction signe) est appliquée à la dérivée par rapport au temps de la commande, soit \dot{u} . Le but principal de la commande \dot{u} est d'obtenir un régime glissant du deuxième ordre sur la surface de glissement σ .

Le fait de prendre en compte la dérivée de la surface de glissement dans le calcul de la commande, le système atteint la surface σ plus doucement. Finalement quand on fait le calcul de l'entrée du système $u = \int \dot{u}$, la commande devient continue évitant de cette façon le phénomène de 'Chattering' dans la plus parts des systèmes.

L'inconvénient de ces lois, est qu'elles ont besoin de la connaissance de la dérivée de la surface de glissement. Dans la pratique, cela veut dire qu'il faudra mettre plus de capteurs afin de mesurer les états supplémentaires ou implémenter des observateurs d'états.

2.8. Commande par mode glissant d'ordre arbitraire

Les techniques de commandes par mode glissant d'ordre arbitraire avec un temps de convergence fini sont des problèmes encore à l'état de recherche. Dans cette section nous allons introduire une technique de commande n -glissant avec un temps de convergence fini, qui a été conçu par M. Levant [44,45].

2.8.1. Algorithme de Levant

On suppose qu'on connaît le degré relatif r du système. Cela veut dire que u n'apparaît que dans le $r^{\text{ème}}$ dérivée de σ et $\frac{d\sigma^{(r)}}{du} \neq 0$ en ce point. Le principe de cette loi de commande repose sur l'utilisation de différentes surfaces de glissement, chacune faisant converger le système en temps fini vers la prochaine surface. Par contre, une fois atteinte la surface suivante, le système peut quitter la surface d'origine. Donc la surface transite à une autre surface alternativement jusqu'à le système atteindre l'origine, en temps fini.

2.8.2. Construction de la commande

Soit p un nombre positif. On note :

$$\begin{aligned} N_{1,r} &= |\sigma|^{(r-1)/r} \\ N_{i,r} &= \left(|\sigma|^{p/r} + |\dot{\sigma}|^{p/(r-1)} + \dots + |\sigma^{i-1}|^{p/(r-i+1)} \right)^{(r-i)/p} \quad i = 1, \dots, r-1 \\ N_{r-1,r} &= \left(|\sigma|^{p/r} + |\dot{\sigma}|^{p/(r-1)} + \dots + |\sigma^{i-2}|^{p/2} \right)^{1/p} \end{aligned} \quad (2.44)$$

$$\begin{aligned} \varpi_{0,r} &= \sigma \\ \varpi_{1,r} &= \dot{\sigma} + \beta_1 N_{1,r} \text{sign}(\sigma) \\ \varpi_{i,r} &= \sigma^{(i)} + \beta_i N_{i,r} \text{sign}(\varpi_{i-1,r}) \end{aligned}$$

où $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont des nombres positifs.

La commande r -glissant est donnée par le théorème suivant :

Théorème 2.5 [34] *Le système (2.24) a un degré relatif r , par rapport à la surface de glissement S et satisfaisant la bon choix de K_m, K_M et C avec une bonne sélection des valeurs des paramètres positives $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ et α il est possible de définir l'expression suivante,*

$$u = -\alpha_1 \text{sign} \left[\varpi_{i-1,r} \left(\sigma, \dot{\sigma}, \dots, \sigma^{(r-1)} \right) \right] \quad (2.45)$$

Donnera un régime glissant d'ordre r (r -glissant) avec un temps de convergence fini vers $\sigma \equiv 0$.

Les paramètres $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont choisis suffisamment grands. Chaque choix détermine la famille de commande applicable pour tous systèmes de degré relatif r . La valeur de $\alpha > 0$ est

choisi spécifiquement pour n'importe qu'elles constantes C_0, K_m, K_M . La commande proposée est simplement généralisée : les coefficients de $N_{1,r}$ sont des nombres positifs.

Certainement, le paramètre β_i peut prendre une infinité de valeurs. Dans ce qui suit, nous donnons quelques exemples avec β_i testé pour $r \leq 4$ ainsi, nous avons :

$$\begin{aligned}
 r=1 \quad u &= -\alpha_1 \text{sign}(\sigma) \\
 r=2 \quad u &= -\alpha_2 \text{sign}(\sigma + |\sigma|^{1/2} \text{sign}(\sigma)) \\
 r=3 \quad u &= -\alpha_2 \text{sign}(\ddot{\sigma} + 2|\dot{\sigma}|^3 + |\sigma|^2)^{1/6} \text{sign}(\dot{\sigma} + |\sigma|^{2/3} \text{sign}(\sigma)) \\
 r=4 \quad u &= -\alpha_2 \text{sign} \left\{ \sigma^{(3)} + 3(\ddot{\sigma}^6 + \dot{\sigma}^4 + |\sigma|^3)^{1/12} \text{sign} \left[\ddot{\sigma} + (\dot{\sigma}^4 + |\sigma|^3)^{1/6} \text{sign}(\dot{\sigma} + 0.5|\sigma|^{3/4} \text{sign}(\sigma)) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

L'idée de la commande est d'établir un régime glissant d'ordre un (*1-glissant*) dans l'ensemble γ de (2.45). Ce régime glissant est défini par $\varpi_{r-2,r}$, et comme maintenant un régime glissant a été défini $\varpi_{r-1,r}$. Mais quand ce premier régime glissant a disparu un deuxième apparaît $\varpi_{r-2,r}$. Le régime *1-glissant* implique $\varpi_{r-2,r} = 0$, mais un troisième apparaît $\varpi_{r-3,r}$, à nouveau le régime *1-glissant* le met à zéro ($\varpi_{r-3,r} = 0$), et ainsi de suite. Pendant que la trajectoire s'approche de l'ensemble *r-glissant*, l'ensemble γ revient sur l'origine dans les coordonnées $\sigma, \dot{\sigma}, \dots, \sigma^{(r-1)}$ voir la figure suivante [34] :

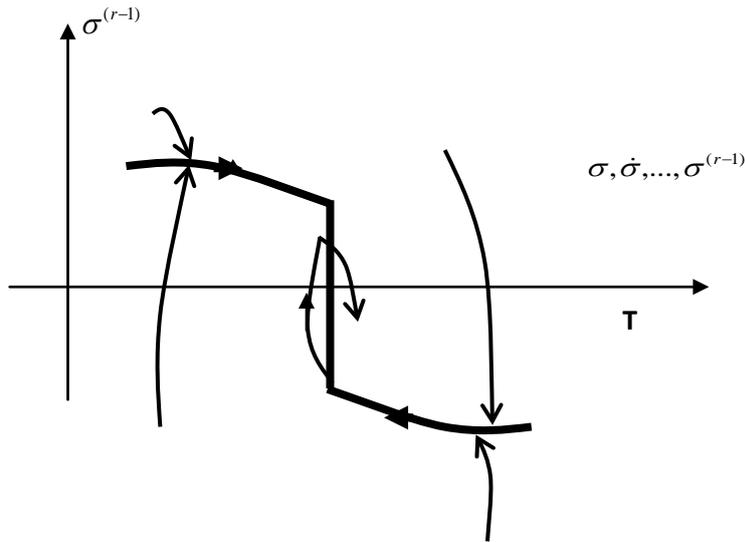


Fig 2.9. L'idée de la commande r -glissant.

2.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné quelques notions relatives aux techniques de commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieur afin de mettre en évidence leurs avantages et leurs inconvénients ainsi que les méthodes de synthèse.

Dans un premier lieu, nous avons détaillé les différentes étapes pour la construction d'une commande par mode glissant standard et puis nous avons présenté les principaux algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre deux. Ainsi, les Algorithmes de *Twisting* et *Super Twisting* ont été explicités. Par ailleurs, la troisième partie est consacrée à l'étude des méthodes de mode glissant d'ordre supérieur développés par A. Levant, tels que les dérivateurs de Levant et la commande par mode glissant d'ordre arbitraire (contrôleur r -glissant). L'avantage de ces méthodes réside dans le fait qu'elles peuvent être appliquées aux systèmes ayant un degré relatif supérieur à deux.

CHAPITRE 3

COMMANDES HYBRIDES PAR MODE GLISSANT

3.1. Introduction

Dans le présent chapitre nous développons quelques méthodes de la synthèse obtenues par hybridation de la technique des modes glissants avec d'autres techniques afin d'améliorer les performances du système. En effet, nous avons utilisé deux techniques de commandes, à savoir; l'approche par logique floue et la technique de commande adaptative que nous avons combiné avec les modes glissants. L'utilisation de ces méthodes nous ont permis d'exploiter au mieux leurs avantages tout en gardant la robustesse des modes glissants.

Comme il est mentionné ci-dessus, la commande par mode de glissement a été utilisée en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes [46]. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande provoque un phénomène de broutement '*Chattering*' qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système.

Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature.

Dans [32], les auteurs ont introduit une bande de transition autour de la surface de glissement. Néanmoins, il faut trouver un compromis entre les performances de poursuite et la largeur de cette bande.

Dans [47], un bloc intégrateur a été introduit à la sortie du contrôleur. Dans ce cas, le phénomène de '*Chattering*' est certes atténué, mais l'erreur de poursuite persiste.

Afin de garder la robustesse du mode glissant et d'éliminer le phénomène de '*Chattering*', sans pour autant détériorer les performances du système, plusieurs approches dites "hybrides" ont été développées [46]. Ces approches concernent la combinaison de différentes techniques de commandes pour obtenir les meilleures performances. Lin & Chen [48] utilisent des algorithmes génétiques pour optimiser la combinaison des modes glissants et la commande par logique floue (FLC) afin de réduire le phénomène de '*Chattering*' dans le système. Dans [50] les auteurs combinent une commande par mode glissant et un autre de type appelé commande H_∞ pour améliorer les performances de poursuite de leur système.

Dans notre cas, nous avons d'abord, opté pour l'utilisation d'une approche hybride en combinant deux lois de commandes robustes : la commande par mode glissant et la commande floue.

Un régulateur flou en mode glissant est proposé pour améliorer les performances de chaque commande. La robustesse, par rapport aux perturbations de la commande par mode glissant est exploitée conjointement avec un régulateur flou pour remédier au problème de la discontinuité inhérent aux commutations en hautes fréquences caractérisant la technique CMG utilisée. Nous proposons un schéma de commande "hybride" et robuste. Il s'agit de remplacer la partie discontinue de la CMG due à la fonction *sign* par un superviseur flou qui est quasi continu.

Dans la deuxième partie, nous exposerons brièvement la technique adaptative directe et indirecte par mode glissant basée sur l'utilisation de la fonction de Lyapunov [51]. Ainsi, nous exploitons les avantages de la technique adaptative indirecte afin d'estimer les termes d'interconnexions, ce qui permettra de réaliser la décentralisation de la commande.

Avant d'entamer les développements relatifs aux lois de commande proposées, nous donnons quelques rappels théoriques sur la logique floue et la commande adaptative indirecte.

3.2. Généralités sur la logique floue

3.2.1. Introduction sur la 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 des dynamiques négligées. D'autre part, les performances assurées seront directement liées à l'exactitude du modèle utilisé. Par conséquent, les automaticiens sont confrontés au problème de définir un modèle mathématique précis sachant que les systèmes deviennent de plus en plus complexes, les méthodes de modélisation traditionnelles s'avèrent souvent incapables de représenter le comportement global d'un système. L'utilisation des contrôleurs basés sur l'expertise humaine peut être une alternative à la commande de ce type de systèmes. Ils présentent l'avantage de tolérer l'incertitude du modèle et compensent son effet. Parmi ces approches, nous distinguons celles utilisant la logique floue qui permet la commande des systèmes en exploitant les informations linguistiques pour la modélisation ainsi que pour la commande. Les incertitudes, les non linéarités négligées et les différentes

contraintes imposées sur la modélisation du processus peuvent être aussi compensées par les contrôleurs flous avec l'obtention de meilleures performances. Ces contrôleurs ont connu beaucoup de succès et devenus un sujet principal dans le domaine de la recherche des systèmes intelligents [10],[49-51],[54-57]. Les paramètres mal connus ou les dynamiques négligées par une modélisation simplifiée peuvent influencer sur la stabilité du système, alors que l'effet de celles-ci peut être compensé par un contrôleur basé sur l'intelligence artificielle la logique floue (type-1 et type-2). Un contrôleur flou peut avoir plusieurs structures, parmi lesquelles celles qui sont similaires aux contrôleurs classiques. L'existence de cette analogie entre les deux structures permet d'exploiter le support théorique des approches classiques, et de trouver des méthodes, plus ou moins, systématiques pour la conception du contrôleur flou et le réglage de ses paramètres. En effet, l'analogie avec le contrôle adaptatif (direct ou indirect) peut être utilisée pour la synthèse du contrôleur flou. En exploitant la robustesse de la commande à structure variable, il a été prouvé par plusieurs travaux [10],[58,61] que le contrôleur flou peut être intégré avec la commande par modes glissants et le théorème de Lyapunov peut être utilisé pour l'analyse de stabilité du système.

3.2.2. Historique

La théorie de la logique floue a été développée au milieu des années soixante à l'Université de Berkeley en Californie par le professeur Lofti A. Zadeh. Cette théorie est une extension de la logique booléenne basée sur la théorie mathématique des ensembles. Le texte *Fuzzy sets* est paru en 1965 dans la revue *Information and Control*. Il est considéré généralement comme le début de la théorie, bien qu'une ébauche en ait été donnée plus tôt dans l'histoire, par Lukasiewicz en Pologne dans les années vingt [54].

Le mot *fuzzy* peut se traduire par échevelé, pompette, ou encore flou. La dernière traduction nous convient fort bien. Cette théorie n'était pas très accessible à l'époque, car on avait des façons de penser plus strictes et « techniques ». Le terme choisi, « flou », n'a pas contribué à rendre l'acceptation facile.

Mais, depuis le début des années quatre-vingt-dix, les idées formulées dans les années soixante ont été acceptées très rapidement. La logique floue, elle aussi, est considérée maintenant comme une possibilité rationnelle de réaliser une régulation.

Dernièrement, un grand nombre de produits ont été mis sur le marché et utilisent cette technique de commande, comme des machines à laver, des aspirateurs, des autocuiseurs, des climatiseurs, des appareils photographiques, des caméras vidéo, des automates de pilotage

d'ascenseurs et de métro en font un usage fructueux. Ces appareils offrent une meilleure performance, une utilisation très simple, une plus grande fiabilité et des économies d'énergie.

Les premières applications pratiques connues ont été réalisées en Europe occidentale. La première recherche pratique sur cette méthode de commande a commencé au Queen Mary College de Londres avec E. Mamdani [55] et ses étudiants. La première application expérimentale de régulation en logique floue a été réalisée en 1974. Il s'agissait de la régulation d'une machine à vapeur, en quelque sorte une réédition des travaux de James Watt.

La technique de la logique floue est une approche calquée sur le raisonnement humain plutôt que sur des calculs rigides; pour des problèmes mal définis, l'être humain est irremplaçable.

Un domaine d'application de la logique floue qui devient fréquent est celui du réglage et de la commande des régulations industrielles. Cette méthode permet d'obtenir une loi de commande souvent efficace, sans devoir faire appel à des développements théoriques importants. Elle présente l'intérêt de prendre en compte les expériences acquises par les utilisateurs et opérateurs du processus à commander [54].

3.2.3. Logique floue type-1

La logique floue a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Aussi, le succès de la commande floue trouve en grande partie son origine dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques « si ... alors » facilement interprétables. En effet, le mode de raisonnement en logique floue est plus intuitif que la logique classique [10]. Il permet aux concepteurs de mieux appréhender les phénomènes naturels, imprécis et difficilement modélisables en s'appuyant sur la définition de règles et de fonctions d'appartenance à des ensembles dits « ensembles flous ».

Les systèmes flous permettent d'exploiter et de manipuler efficacement les informations linguistiques émanant de l'expert humain grâce à un fondement théorique important. En plus, le système mis en œuvre peut être intégré facilement dans une boucle de commande ou d'identification. La structure de base d'un système flou se divise en trois parties principales comme le montre la figure (3.1).

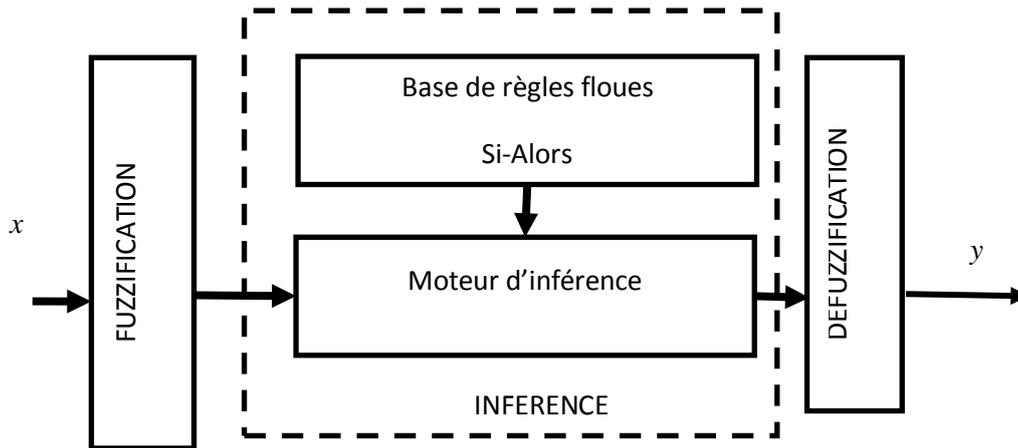


Fig 3.1. Système Floue type-1

3.2.4. Les ensembles

Dans un système de commande basé sur des règles, les valeurs de mesure et de commande sont réparties entre des ensembles. Par exemple les ensembles des températures froides, tièdes et chaudes, ou ceux de pressions basses et hautes :

- 1) SI la température est basse, ALORS le chauffage doit être fort.
- 2) SI la température est moyenne ET que la pression est haute, ALORS le chauffage doit être moyen et le volet doit être ouvert.
- 3) SI la température est trop élevée OU la pression trop forte, ALORS le chauffage doit être arrêté et le volet ouvert.
- 4) SI la température est trop élevée et que la pression N'EST PAS trop haute, ALORS le chauffage doit être arrêté et le volet en position médiane.
- 5) et ainsi de suite...

On décrit ainsi des situations à l'aide de combinaisons de l'appartenance des valeurs mesurées à un ensemble déterminé de valeurs d'entrée. Chaque situation demande une action déterminée.

3.2.5. Fuzzification

L'entrée x varie dans un domaine appelé univers de discours X , divisé en un nombre fini d'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 ensembles, on les décrit par des fonctions convexes dite 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 (TS). Cette fonction est définie par :

$$\mu(x) = 1 \text{ si } x = x_0 \text{ et } \mu(x) = 0, \forall x \neq x_0 \text{ où l'ensemble se limite à un seul élément } E = \{x_0\}.$$

La fuzzification proprement dite consiste à définir des fonctions d'appartenances pour les différentes variables linguistiques. Le but est la conversion d'une grandeur physique en une linguistique. Il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous caractérisant cette variable. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou. Afin de garantir la couverture uniforme de l'univers de discours et d'éviter les indéisions ou les confusions entre les règles, on doit vérifier les propriétés suivantes :

1. **Complémentarité** : des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont dits complémentaires, si pour tout élément x de l'univers de discours, il existe au moins un ensemble flou E_i , tel que le degré d'appartenance de x à E_i est non nul.
2. **Consistance** : des ensembles flous E_1, \dots, E_N sont dits consistants si un élément x vérifie $\mu_{E_i}(x) = 1$ alors, $\mu_{E_j}(x) < 1$ pour tout $j \neq i$.

3.2.6. Inférence

Les connaissances de l'opérateur humain sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles floues de la forme suivante :

$$\text{Si prémisses Alors conclusion} \quad (3.1)$$

où la prémisses 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. Les opérateurs flous utilisés dans la partie prémisses sont les conjonctions : "ET", "OU".

L'interprétation de ces conjonctions dépend directement du type du moteur d'inférence adopté. La relation entre la prémisses et la conclusion "Alors" peut être traduite par le produit ou le minimum.

Dans ce travail, on s'intéressera aux systèmes flous de type Takagi-Sugeno [57] à conclusion constante dont la $j^{\text{ème}}$ règle floue est donnée par :

$$\text{SI } x_i \text{ est } E_1^j \text{ ET } x_2 \text{ est } E_2^j \text{ ET } \dots \text{ ET } x_n \text{ est } E_n^j \text{ ALORS } u_j = c^j \quad (3.2)$$

où x_i ($i = 1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, E_n^j est l'ensemble flou correspondant à l'entrée x_i , c^j est un singleton et u_j est la sortie de la $j^{\text{ème}}$ règle. L'opérateur "ET" est interprété par le produit algébrique et "Alors" par le produit.

La sortie du système flou fait intervenir, généralement, plusieurs règles floues. La liaison entre ces règles se fait par l'opérateur "OU", ainsi la conclusion finale u sera :

$$u \text{ est : } u_1 \text{ OU } u_2 \text{ OU } \dots \text{ OU } u_m . \quad (3.3)$$

L'agrégation des règles définie par "OU" est obtenue par la somme algébrique.

3.2.7. Défuzzification

La commande nécessitant un signal précis, il faudra donc transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une valeur précise. Cette opération est appelée défuzzification. Parmi les méthodes utilisées dans la littérature, on peut trouver : la méthode du centre de gravité, la méthode de la hauteur, la méthode de la hauteur modifiée, la méthode de la valeur maximum et la méthode de la moyenne des centres

3.3. Concept de la commande Logique floue-Modes glissants

La commande par mode glissant à deux caractéristiques remarquables, la grande robustesse vis-à-vis aux variations des paramètres internes et aux perturbations externes, l'autre est le phénomène de 'Chattering' causé par l'action de commutation haute fréquences non idéale de la fonction *sign*. À l'heure actuelle, le problème du 'Chattering' est l'obstacle principal de l'application de cette théorie de commande.

Afin de garantir la robustesse et la réponse dynamique rapide de la commande par mode glissant du système en boucle fermée avec l'élimination du phénomène de 'Chattering', nous proposons d'utiliser la combinaison des deux contrôleurs précédemment définis, le mode glissant durant le régime transitoire, et celui à base de logique floue lors du régime permanent. La première commande assure la convergence du système vers son régime permanent avec insensibilité aux perturbations externe et structurelle et une dynamique rapide. Tandis que la seconde prend le relais régime permanent afin d'assurer une commande plus lisse et une erreur statique pratiquement nulle.

3.3.1. Structure de la commande floue

Comme expliqué précédemment, la commande en mode glissant traduit présente des oscillations à haute fréquence pouvant endommager les organes de commande du système. Une solution qui consiste à combiner la CMG avec la technique de la logique floue est proposée. L'intérêt des stratégies de contrôle résultant Flou-Modes glissants (F-MG) sont la réduction ou l'élimination le phénomène de '*Chattering*' en premier temps et de garder les avantages de la robustesse de la commande MG.

L'un des points cruciaux dans la conception de F-MG est le choix du nombre de sous-ensembles flous f ou l'entrée et la sortie du régulateur et la forme des fonctions d'appartenance correspondantes. Ici, la variable d'entrée est la surface S et la sortie est définie u_{fuzzy} avec 5 variables linguistiques et les fonctions d'appartenance des variables floues sont choisis pour être complètement recouverte, triangulaires et symétriques.

Dans la structure proposée, le terme de correction V_c dans le dispositif de commande de glissement est obtenu à partir d'une base de règles floues décrit dans la section suivante. La conception du contrôleur flou commence par étendre la surface de glissement $s = 0$ à la surface de glissement flou défini par l'expression linguistique:

Où \tilde{S} est la variable linguistique pour S et ZERO est l'un de ses sous-ensembles flous.

Afin de synthétiser la loi de commande floue on a devisé l'univers de discours de S , en cinq ensembles flous suivants :

$$\{NB, NM, ZR, PM, PB\} \quad (3.4)$$

où NB, NM, ZR, PM et PB sont des étiquettes d'ensembles flous, qui sont négatifs grandes, moyennes négatif, nul, moyen positif et positif grand, respectivement. Pour les ensembles flous de la sortie de commande u_{fuzzy} , sont définies de façon similaire par :

$$\{NB, NM, ZR, PM, PB\} \quad (3.5)$$

Les fonctions d'appartenance de ces ensembles flous sont représentées sur la Figure (3.2) et la Figure (3.3).

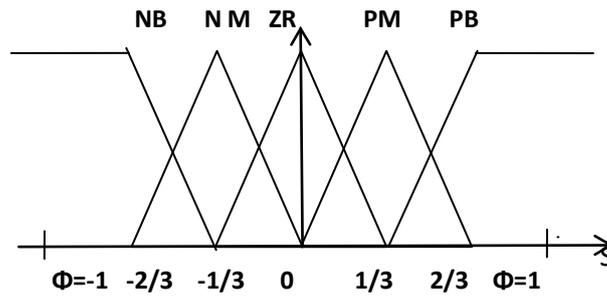


Fig 3.2. Partition floue de l'univers du discours de S

Où Φ est la couche limite autour de la surface de commutation.

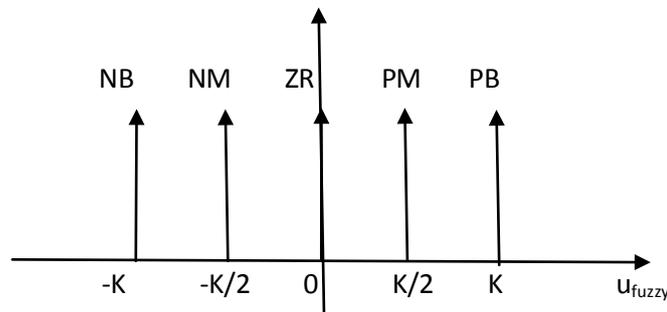


Fig 3.3. Partition floue de l'univers du discours de u_{fuzzy}

De ces deux ensembles de termes, nous pouvons construire les règles suivantes floues:

- 1: Si S est NB alors u_{fuzzy} est PB
 - 2: Si S est NM alors u_{fuzzy} est PM
 - 3: Si S est ZR alors u_{fuzzy} est ZR
 - 4: Si S est PM alors u_{fuzzy} est NM
 - 5: Si S est PB alors u_{fuzzy} est NB
- (3.6)

Une fois les fonctions d'appartenance et des règles floues sont déterminés, l'étape finale est la défuzzification, qui est la procédure pour déterminer la commande floue. Il existe beaucoup stratégies de défuzzification comme le critère de maximum, la moyenne du maximum, le centre de gravité et la méthode de la moyenne des centres.

Dans ce travail, on utilisera le centre de gravité qui permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou, de simplifier sa mise en œuvre et de réduire le temps de calcul. Dans ce cas, la sortie du système flou de type Takagi-Sugeno est donnée par [10],[46], [57] :

$$u_{fuzzy} = \frac{\sum_{j=1}^m c^j \prod_{i=1}^n \mu_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_i^j} \quad (3.7)$$

où n et m sont respectivement le nombre d'entrées et celui de règles floues utilisées.

C^j est la fonction de membre associé singleton de u_{fuzzy} .

Dans ce cas, la loi de commande correspondant de la F-MG en utilisant les règles sous forme de l'équation (3,7) devient :

$$u_{fuzz} = -K_{fuzz} (|s|) \operatorname{sgn}(s) \quad (3.8)$$

Où $u_{min} < K_{fuzz} < u_{max}$

3.4. Généralité sur la commande adaptative

3.4.1. Introduction sur la commande adaptative

La commande adaptative a débutée dans les années 50, comme solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnement variables dans le temps. Dans les années 60 plusieurs contributions de la théorie de la commande ont été introduites dans le développement de la commande adaptative, comme par exemple l'approche d'état et les théories de stabilité... [51],[58]. En début des années 70 différentes méthodes d'estimation ont été introduites dans la commande adaptative.

L'étude de la stabilité de la commande adaptative a commencé au début des années 80 en parallèle avec une évolution rapide en micro-électronique qui a permis d'implémenter des régulateurs adaptatifs sur des systèmes à microprocesseurs.

Dans ce qui suit nous donnons les principes généraux de la commande adaptative [58].

3.4.2. Concept de la commande adaptative

Dans plusieurs cas de théorie de commande, le système à contrôler possède des paramètres incertains au début de l'opération de commande. Malgré que cette incertitude paramétrique disparaisse en temps réel par un certain mécanisme d'ajustement, elle peut causer une instabilité du système de commande. Dans d'autres cas, un phénomène inverse se produit, ou on démarre avec des paramètres connus et certains, mais au cours de fonctionnement, ces paramètres perdent leurs valeurs et deviennent incertains. Donc sans une préconception continue du régulateur, le régulateur initial s'avère inefficace.

Généralement, l'objectif principal de la commande adaptative est de maintenir des performances désirées pour un système en présence d'incertitudes ou variations paramétriques du procédé.

Un régulateur adaptatif diffère d'un régulateur ordinaire dans le fait que les paramètres du premier sont variables et qu'un certain mécanisme d'ajustement de ces paramètres existe.

3.4.3. Principe de la commande adaptative

La commande adaptative est un ensemble de techniques permettant un ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateurs des boucles de commandes afin de réaliser ou de maintenir un niveau de performance désiré lorsque les paramètres du processus sont inconnus et /ou varient dans le temps.

3.4.4. Différentes techniques de commande adaptative

Deux approches principales ont été établies pour palier à ces contraintes :

- a) la commande adaptative avec modèle de référence (model référence adaptive control MRAC).
- b) la commande auto-ajustable (*Self-tunning control* : *STC*).

La différence entre ces deux modes réside dans le mode d'ajustement des paramètres du régulateur.

Pour la commande adaptative avec modèle de référence, l'ajustement se fait en une seule étape (méthode directe) : il est possible d'ajuster directement en boucle fermée les paramètres du régulateur.

Pour la commande auto-ajustable, l'ajustement se fait en deux étapes (méthodes indirectes) : la reconstitution du régulateur passe par l'identification en boucle fermée des paramètres inconnus du système) [58].

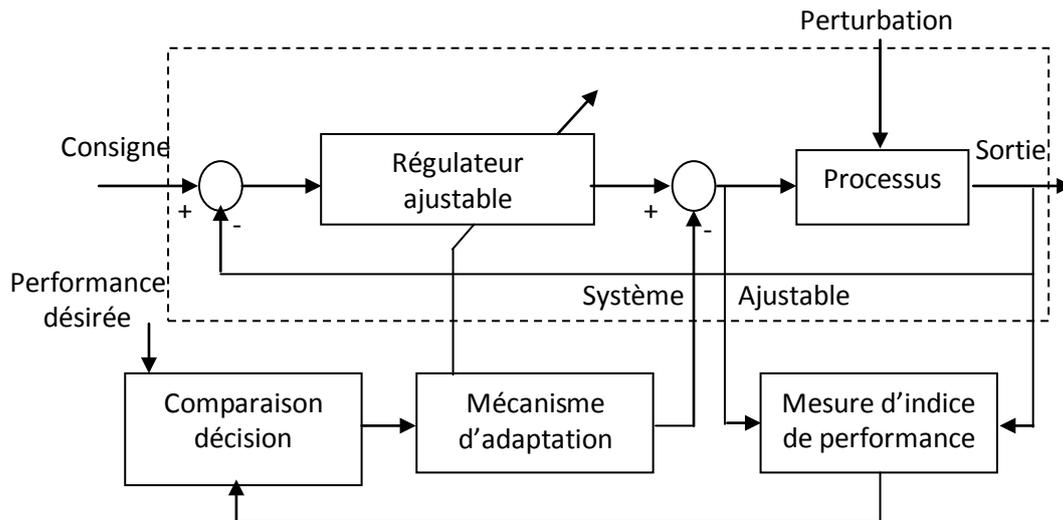


Fig 3.4. Principe des systèmes de commande adaptative

La réalisation d'une commande adaptative ne présente de sens que pour un processus pour lequel on sait réaliser une commande conventionnelle à partir d'un régulateur de type donné.

L'adaptation intervient au niveau de l'ajustement des paramètres de ce régulateur ou parfois directement au niveau du signal de commande de façon à satisfaire ou optimiser un indice de performance, préalablement défini, par l'intermédiaire d'un mécanisme d'adaptation.

La synthèse d'un contrôleur adaptatif impose le plus souvent les phases suivantes :

- Spécification des performances désirées (temps de réponse, déviation maximale admissible, minimisation d'énergie de commande ...).
- Définition de la structure de commande ou de type de régulateur qui sera utilisé en vue de réaliser les performances désirées.
- Conception du mécanisme d'adaptation qui permettra d'ajuster de façon "optimale" les paramètres du régulateur utilisé.

Les tâches qui incombent au mécanisme d'adaptation sont les suivantes :

- ajustement automatique des régulateurs et optimisation de leurs paramètres en des divers points de fonctionnement du processus.
- maintien des performances exigées en cas de variation des paramètres du processus.
- détection des variations anormales des caractéristiques du processus.

3.4.5. Système de commande adaptative

Un système de commande adaptative mesure un certain indice de performance du système de commande, et à partir de l'écart entre l'indice de performance désiré et l'indice de performance mesuré, le mécanisme d'adaptation modifie les paramètres du système ajustable, on génère des signaux de commande auxiliaire, afin de maintenir l'indice de performance du système dans le voisinage des valeurs désirées.

Notons que les systèmes de commande adaptative, même s'il s'agit de la commande d'un système linéaire à paramètres inconnus, sont des systèmes non linéaires car les paramètres du régulateur dépendent des variables ou des procédés à travers les mécanismes d'adaptation. Ceci explique les difficultés d'analyse et de synthèse de tels systèmes.

3.4.6. Commande adaptative directe et indirecte

Deux approches principales existent pour la commande adaptative (des processus à paramètres inconnus ou variables dans le temps) :

- ◆ La commande adaptative directe dont laquelle les paramètres du régulateur sont ajustés directement et en temps réel à partir de comparaison entre performance réelle et performance désirée et comme un cas particulier on trouve la commande adaptative à modèle de référence (*Model Reference Adaptive Control MRAC*).
- ◆ La commande adaptative indirecte, qui suppose une estimation des paramètres du processus par une procédure d'identification comme le cas des régulateurs auto-ajustables (*Self-tuning control STC*) [56].

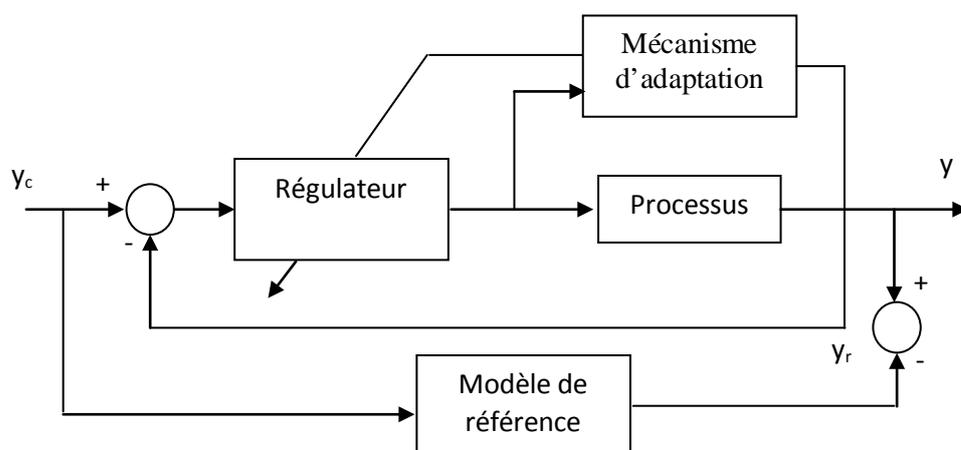


Fig 3.5. Commande adaptative avec modèle de référence explicite (directe)

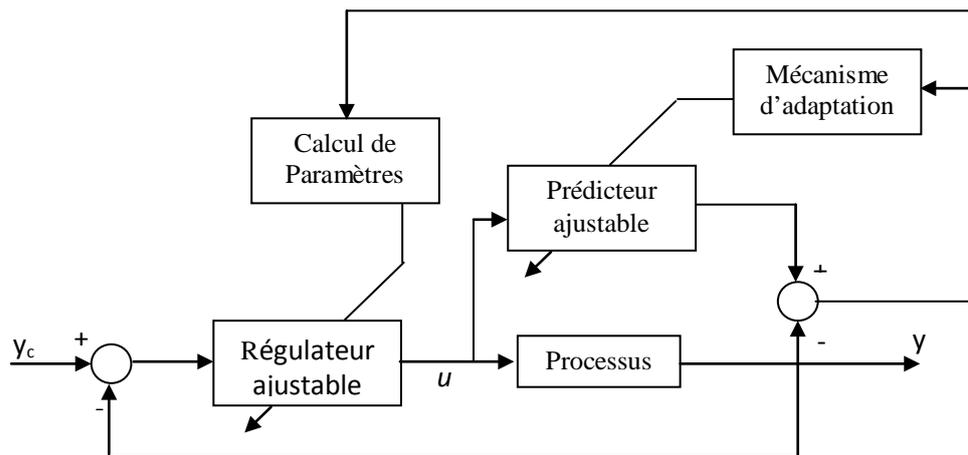


Fig 3.6. Commande adaptative auto-ajustable (indirecte)

3.4.7. La différence entre MRAC et STC

Le problème de la commande adaptative avec modèle de référence MRAC est de déterminer le mécanisme d'ajustement MA pour qu'un système stable et qui mène l'erreur à zéro soit obtenu [56].

La différence entre le MRAC et le STC (système de commande auto-ajustable ou auto-réglable) réside dans le mode d'ajustement des paramètres du régulateur.

Pour le STC, l'ajustement se fait en deux étapes, utilisant des algorithmes explicites ou indirects. La reconstruction du régulateur passe par l'identification en boucle fermée des paramètres inconnus du système, puis par l'adaptation de ces paramètres.

Pour le MRAC, l'ajustement se fait en une seule étape. Il est possible d'ajuster les paramètres du régulateur directement en boucle fermée, utilisant des méthodes directes ou implicites.

Pour analyser et concevoir un système à commande adaptative, on trouve essentiellement deux approches :

1. approche du gradient.
2. stabilité de Lyapunov

3.4.8. Approche du gradient

Cette approche est basée sur l'hypothèse que les paramètres du procédé changent d'une manière très lente par rapport aux autres variables dans le système. L'approche du gradient ne

fournit pas nécessairement un système stable en boucle fermée. Le mécanisme d'ajustement des paramètres est appelé la règle de MIT (*développé pour la première fois en 1960 par les chercheurs de Massachusetts Institute of Technology*)

3.4.9. Stabilité selon Lyapunov

Dans cette approche on trouve des lois d'ajustement de telle sorte que la convergence de l'erreur vers zéro soit garantie.

Lyapunov a introduit sa méthode directe pour étudier la stabilité d'une solution à une équation différentielle non linéaire. La philosophie de base de cette méthode est l'extension d'une observation physique fondamentale : si l'énergie totale d'un système mécanique (ou électrique) est continuellement dissipée, alors le système convergera vers un état d'équilibre.

Donc, on peut conclure la stabilité d'un système donné par simple examen d'une certaine fonction scalaire.

Soit l'équation différentielle

$$\dot{x} = f(x, t) \quad f(0, t) = 0 \quad (3.9)$$

Où x est le vecteur d'état de dimension n , l'origine est supposée être un point d'équilibre.

Théorème de stabilité de Lyapunov :

Soit la fonction $V: \mathbb{R}^{n+1} \rightarrow \mathbb{R}$ satisfaisant les conditions :

1. $V(0, t) = 0 \quad \forall t \in \mathbb{R}$
2. V est différentiable en x et en t
3. V est définie positive, c'est-à-dire, $V(x, t) \geq g(\|x\|) > 0$ ou $g: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ est une fonction continue et croissante avec $\lim_{x \rightarrow \infty} g(x) \rightarrow \infty$.

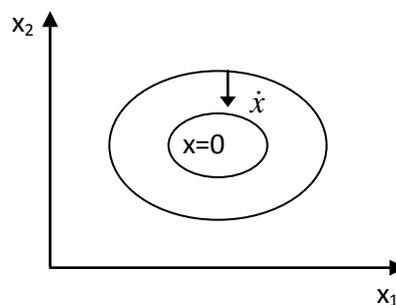


Fig 3.7. Illustration de la méthode de Lyapunov

Une condition suffisante pour la stabilité asymptotique uniforme du système est que la fonction :

$$\dot{V}(x,t) = f(x,t)gradV + \frac{\partial V}{\partial t} < 0 \quad \text{pour } \underline{x} \neq 0 \quad (3.10)$$

Ce qui veut dire que $\dot{V}(x,t)$ est définie négative.

La théorie de la stabilité selon Lyapunov peut être utilisée pour concevoir une loi de commande adaptative qui peut garantir la stabilité du système en boucle fermée.

3.5. Concept de la commande adaptative glissant

La robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques et les perturbations externes, sont les propriétés les plus importantes de la commande par mode glissant. Notre objectif dans cette partie, est de combiner la technique adaptative avec la commande par mode de glissement, dont le but de garder les avantages de la commande glissante d'une part, et décentralisée la commande globale par l'estimation des grandeurs d'interconnexion de chaque sous système d'autre part. Le système étudié dans cette thèse, est un réseau électrique multi-machine à trois machines synchrones connectées à un nœud infini, chaque machine synchrone est supposée comme un sous système lié aux autres sous systèmes par les lignes de transmissions, les signaux venant des autres sous systèmes sont des termes d'interconnexions supposés comme perturbations externes au sous-système [51],[53],[58].

La décentralisation de la commande se fait dans cette partie par la méthode suivante :

- Pour simplifier notre application, les termes d'interconnexions sont approximés par des polynômes de deuxièmes ordre à paramètres inconnus, ces seront estimés par la technique adaptative basée sur la théorie du Lyapunov.

3.5.1. Position de problème

Soit un système non linéaire incertain de la forme canonique donné par [51],[53],[58] :

$$\begin{cases} \dot{x}_{i1} = x_{i2} \\ \dot{x}_{i2} = x_{i3} \\ \dot{x}_{i3} = u_i + d_i \end{cases} \quad (3.11)$$

Où

$d_i \approx \theta_{i1}x_{i3} + \theta_{i1}x_{i3}^2$: le terme d'interconnexion incertain avec des paramètres inconnus estimés par une loi d'adaptation.

$i=1, \dots, 3$: le nombre de sous système

$x = [x_1, \dots, x_1]^T \in \chi \in \mathbb{R}^n$ représente l'état du système. La commande $u \in U \in \mathbb{R}$ est une fonction discontinue et bornée dépendante de l'état et du temps.

Pour une surface S_i , la loi de commande par mode glissant du système (3.11) est donnée comme suit :

$$u_i = v_{ieq} - k_i \cdot \text{sign}(S_i) \quad (3.12)$$

Où

k_i : valeur positive et $v_{ieq}(x_i, t)$: la commande équivalente en fonction des états du système dans le cas où les paramètres sont parfaitement connus.

3.5.2. Commande adaptative indirecte glissant

La fonction standard de Lyapunov utilisée pour l'analyse de stabilité du système (3.11) avec terme d'interconnexion d_i inconnus est donnée par l'équation suivante : [51],[58]

$$\begin{aligned} V_i(s_i, \tilde{\theta}_i) &= \frac{1}{2}s_i^2 + \frac{1}{2}[\tilde{\theta}_{1i} \cdot \tilde{\theta}_{2i}] \Gamma^{-1} [\tilde{\theta}_{1i} \cdot \tilde{\theta}_{2i}]^T \\ &= \frac{1}{2}s_i^2 + \frac{1}{2}[(\theta_{1i} - \hat{\theta}_{1i}) \cdot (\theta_{2i} - \hat{\theta}_{2i})] \Gamma^{-1} [(\theta_{1i} - \hat{\theta}_{1i}) \cdot (\theta_{2i} - \hat{\theta}_{2i})]^T \end{aligned} \quad (3.13)$$

Où

$$\tilde{\theta}_i = \theta_i - \hat{\theta}_i, \quad \hat{\theta}_{1i} \text{ et } \hat{\theta}_{2i} \text{ sont des estimations de } \theta_{1i} \text{ et } \theta_{2i}.$$

$\Gamma = \text{diag}[\Gamma_1, \Gamma_2]$ est la matrice de gain d'adaptation.

La dérivée de la fonction de Lyapunov est:

$$\begin{aligned} \dot{V}_i(s_i, \tilde{\theta}_i) &= s_i \cdot \dot{s}_i - \tilde{\theta}_{1i} \cdot \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1i} - \tilde{\theta}_{2i} \cdot \Gamma_2^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{2i} \\ &= s_i \cdot (k_{1i} \cdot x_{2i} + k_{2i} \cdot x_{3i} + k_{3i} \cdot (v_{1i} + \hat{\theta}_{1i} \cdot x_{i3} + \hat{\theta}_{2i} \cdot x_{i3}^2)) \\ &\quad + s_i \cdot k_{3i} \cdot \tilde{\theta}_{1i} \cdot x_{i3} + s_i \cdot k_{3i} \cdot \tilde{\theta}_{2i} \cdot x_{i3}^2 - \tilde{\theta}_{1i} \cdot \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1i} - \tilde{\theta}_{2i} \cdot \Gamma_2^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{2i} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Pour que la dérivée de la fonction soit négative, il faut choisir les lois d'adaptations $\hat{\theta}_{1i}$ et $\hat{\theta}_{2i}$ comme suit:

$$\dot{\hat{\theta}}_{1i} = \Gamma_1 \cdot k_{3i} \cdot s_i \cdot x_{i3} \quad \text{and} \quad \dot{\hat{\theta}}_{2i} = \Gamma_2 \cdot k_{3i} \cdot s_i \cdot x_{i3}^2 \quad (3.15)$$

Les détails inhérents à cette technique seront donnés dans le chapitre suivant.

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, deux commandes hybrides en mode glissant ont été présentées. La première partie concerne la commande hybride floue-glissant. Cette technique a pour but de remédier le problème majeur de la commande par mode glissant, à savoir le phénomène de ‘*Chattering*’ due à la fonction discontinue *sign*. Cette dernière est remplacée par un superviseur flou quasi-continu dans un premier lieu.

Par la suite, nous avons donné brièvement les notions de bases de la commande hybride adaptative indirecte avec mode de glissement dont l’objectif est d’estimer les différents paramètres des termes d’interconnexions afin de décentraliser la commande du système global.

Pour valider les approches proposées, nous envisageons dans le chapitre suivant d’utiliser un système non linéaire interconnecté complexe. C’est un réseau électrique mutli-machines.

CHAPITRE 4

APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT AUX RÉSEAUX ELECTRIQUES

4.1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté les différentes méthodes de la commande par mode de glissement telles que : les modes glissants standards, les modes glissants d'ordre supérieur et les modes glissants hybrides. Celles-ci seront appliquées par la suite dans ce chapitre en détails aux réseaux électriques mono-machine dans un premier temps, puis aux multi-machines non linéaires afin de valider les résultats théoriques trouvées précédemment.

Dans la première partie de ce chapitre, nous l'avons consacré au développement de différentes commandes centralisées de type, mode glissant d'ordre un, mode glissant d'ordre supérieur et la commande hybride floue-glissant avec application au réseau électrique mono-machine à modèle non linéaire. Des résultats de simulation en boucle fermée seront présentés ainsi qu'une étude comparative, pour valider les approches proposées.

En second partie, nous allons synthétiser en premier lieu, une linéarisation par bouclage non linéaire du réseau électrique multi-machines non linéaire interconnecté présenté dans le chapitre 1 dont l'objectif est de découpler et linéariser le système globale étudié. La linéarisation exacte du système par bouclage est assurée par un choix adéquat des sorties selon l'objectif de la commande.

Le but principal de ce travail, est de commander l'angle interne de la machine, ainsi que de stabiliser la tension terminale autour de sa valeur nominale (1pu) pour chaque sous-système (générateur synchrone). Le choix de cette sortie est d'une grande importance, car elle est considérée comme étant la surface de glissement de notre système.

Des résultats de simulation seront donnés pour montrer les différents comportements dynamiques du système et de valider ainsi les lois préalablement élaborées. Pour cela, nous examinerons les performances en termes de régulation ainsi que la robustesse de la commande vis-à-vis du court-circuit triphasé et du changement de la puissance mécanique.

4.2. But de la régulation des réseaux électriques

Le but principal de la régulation automatique des réseaux électriques est bien sûr de maintenir sa stabilité lors de l'apparition des défauts susceptibles de survenir dans les réseaux électriques. Ces défauts sont classés suivant leur nature en deux catégories [1].

Perturbations lentes : de faible amplitude, comme par exemple, une faible surcharge ou une surexcitation. Ces perturbations sont peu contraignantes.

Perturbations rapides : de grande amplitude, et sont souvent localisées. Comme par exemple, l'ouverture d'une ligne ou un court-circuit polyphasé. Ces perturbations sont plutôt très contraignantes.

Notre intérêt est porté sur la stabilité vis-à-vis des perturbations de forte amplitude. Par conséquent, les objectifs de notre commande consistent d'abord à garder constante, le synchronisme du réseau, c'est à dire de telle sorte à faire maintenir la vitesse du rotor de la machine synchrone très proche de la vitesse de synchronisme ω_0 . L'objectif secondaire est de rendre la tension terminale de la machine synchrone invariante lors de l'apparition d'un défaut.

Cela est équivalent à :

$$\Delta w_i = 0 \quad \delta_i = cts \quad Vt_i \approx 1 \text{ pu}$$

4.3. Commandes d'un réseau électrique mono-machine connecté à un nœud infini

4.3.1. Conception de la commande par mode glissant standard

Soit le système constitué par un réseau électrique mono-machine connecté au nœud infini dont les équations d'état sont données dans le premier chapitre :

$$\begin{cases} \frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_0 \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (P_m - P_e) - \frac{D}{2H} (\omega - \omega_0) \\ \frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T_{do}} (E_{fd} - E'_q + (x_d - x'_d) I_d) \end{cases} \quad (4.1)$$

Où $x_i = [\delta_i \quad \omega_i \quad E'_{qli}]^T$ est le vecteur d'état du sous-système.

4.3.1.1. Calcul de la commande

La première étape dans la conception de la commande par mode de glissement est le choix de la surface de commutation $S(x)=0$, ceci implique le choix du vecteur de gain K de la contre réaction d'état. Il existe plusieurs méthodes de calcul du gain de contre réaction, parmi elles la plus utilisée est la méthode du placement des pôles. Cette dernière est basée sur le fait que l'équation caractéristique en boucle fermée présente des racines choisies préalablement de manière à avoir une partie réelle négative.

a- La surface :

La surface choisie ici est de la forme de Slotine [32], donnée par l'équation suivante :

$$s = k_1 e + k_2 \dot{e} + \ddot{e} \quad (4.2)$$

Où $e = \delta - \delta_d$ est l'erreur entre l'angle interne δ et la référence.

Notre objectif ici, est de commander l'angle interne δ .

4.3.1.2. Loi de commande par mode glissant

Après avoir utilisé la condition de η -attractivité donnée par l'équation (2.5), on trouve la commande suivante :

$$E_{fd} = (2k_1 HT_{d0} w) / (w_0 I_q) + \left(\frac{k_2 T_{d0} (P_t - E'_q I_q)}{I_q} - \frac{T_{d0} E'_q I_q}{I_q} + (E'_q + (x_d - x'_d) I_d) + \left(\frac{(\eta T_{d0} 2H)}{w_0 I_q} \right) \text{sign}(s) \right) \quad (4.3)$$

4.3.2 Résultats de simulation

Dans cette partie nous appliquons la commande par mode glissant standard sur un réseau électrique mono-machine dont l'objectif, premièrement de commander l'angle interne de la machine synchrone, puis de stabiliser la tension terminale.

Pour évaluer les performances de la commande par mode glissant, deux tests de robustesses ont été faits, la robustesse de la commande vis-à-vis des courts circuits et aux variations paramétriques interne (changement brusque de la puissance mécanique).

La figure (4.1) montre les résultats de simulations du test de régulation de l'angle interne avec un court-circuit.

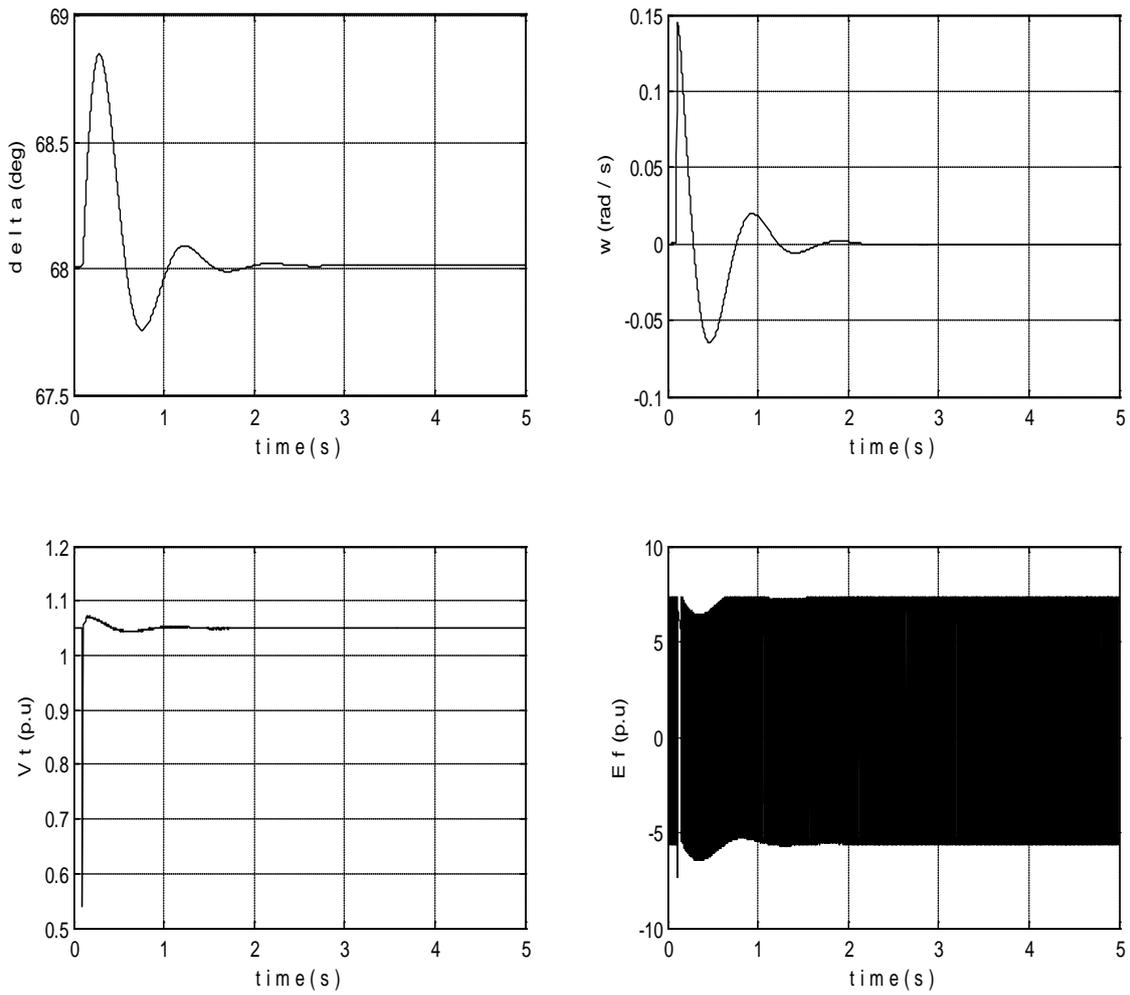


Fig 4.1. Réponse dynamiques du SMIB avec $\delta_d=68^0$ et un court-circuit à $t=0.1(s)$

La figure (4.2) représente les résultats de simulations du réseau mono-machine avec deux tests de robustesses vis-à-vis du court-circuit à $t=0.1(s)$ et vis-à-vis du changement de point de fonctionnement (Changement de la puissance mécanique) à $t=5 (s)$.

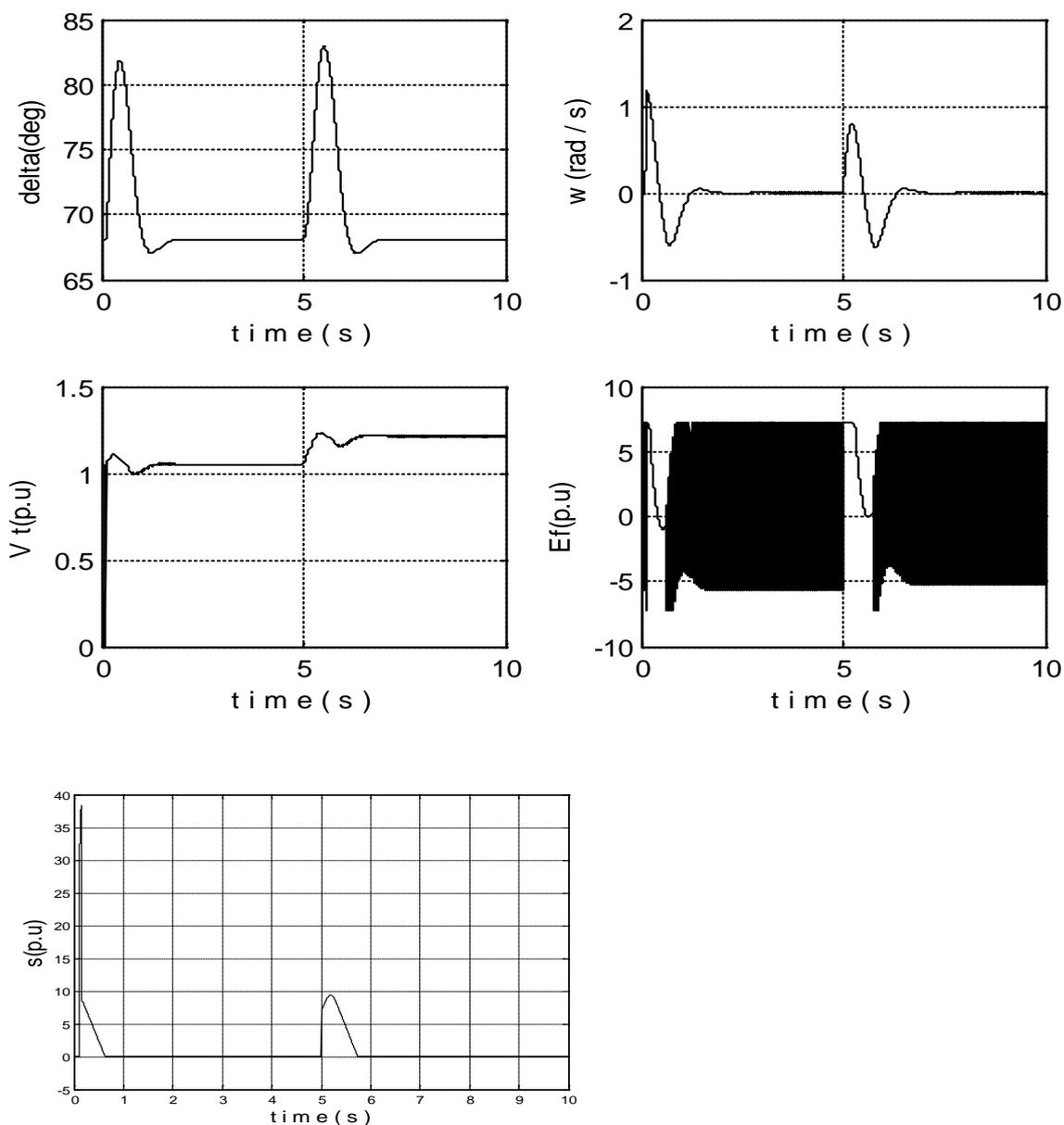


Fig 4.2. Réponse dynamiques du SMIB avec $\Delta P_m=20\%$ à $t=5(s)$

Les figures (4.1) et (4.2) montrent les résultats du test de régulation et la robustesse vis-à-vis des différentes perturbations telles que, le court-circuit et le changement de la puissance mécanique.

Les résultats montrent bien la régulation de la sortie commandée et la forte atténuation des oscillations due à la perturbation appliquée.

Le phénomène de ‘Chattering’ est très remarquable sur la figure (4.1) du fait de la présence de la fonction discontinue (*signe*). Mais cette dernière, peut être atténuée ou à la limite éliminée, par l’introduction d’un bloc de logique floue, ce qui fera l’objet de la partie suivante.

4.3.3 Commande floue-glissant au réseau électrique SMIB

La commande MG a été utilisée ici principalement en raison de sa robustesse vis-à-vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande provoque un phénomène de broutement '*Chattering*' qui peut exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées, et provoquant ainsi un endommagement du système. Pour remédier à cet inconvénient, nous avons proposé un superviseur basé sur la logique floue qui saura remplacer ladite fonction dont l'idée est inspirée de [10]. Les détails de cette méthode sera présenté par la suite (Commande Floue glissant au réseau Multi-machines).

4.3.4 Résultats de simulation : La figure (4.3) ci-dessous donne les résultats de simulations du réseau SMIB commandé par la commande floue-glissant dont l'objectif est d'éliminer l'inconvénient majeur de CMG qu'est le phénomène de '*Chattering*'. La robustesse de cette commande est testée pour un court-circuit triphasé.

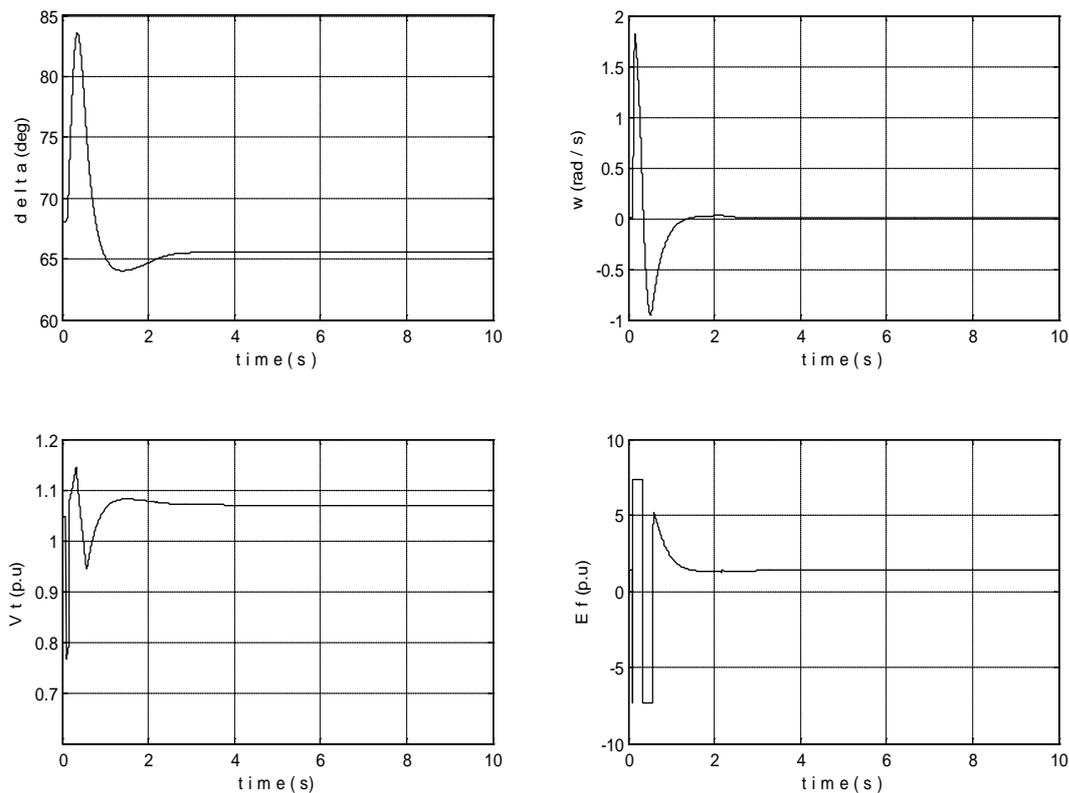


Fig 4.3. Réponse dynamique du réseau SMIB par la commande floue-glissant

Concernant cette technique de commande, on constate bien que l'effet du court-circuit a été complètement rejeté et que les signaux d'excitations sont devenus lisses. Autrement dit, ceci nous permet de confirmer que le phénomène de '*Chattering*' a été parfaitement éliminé par l'introduction de la technique de la logique floue, tout en gardant la robustesse de la commande par mode glissant.

4.4. Commande par mode glissant centralisée d'un réseau multi-machines

4.4.1. Conception de la commande par mode glissant

Le réseau électrique étudié est composé de trois générateurs. Chaque générateur représente un sous-système du système global. Ce réseau peut être représenté par les équations d'états suivantes [51],[58-62]:

$$\begin{cases} \frac{d\delta_i}{dt} = \omega_i - \omega_0 \\ \frac{d\omega_i}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (P_{mi} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H} (\omega_i - \omega_0) \\ \frac{dE'_{qi}}{dt} = \frac{1}{T_{doi}} (E_{fdi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) I_{di}) \end{cases} \quad (4.4)$$

Où $x_i = [\delta_i \ \omega_i \ E'_{qi}]^T$ est le vecteur d'état du sous-système i .

$i=1, 2, 3$ (sous-systèmes)

Dans notre étude, nous avons effectué la synthèse de la commande sur un seul sous-système interconnecté, puis nous l'avons généralisé aux autres sous-systèmes.

Cette section est décomposée de deux sous parties. La première consiste à considérer le système global comme étant non linéaire, par contre la deuxième est consacrée à l'application de la technique de la linéarisation par bouclage non linéaire dont le but est de linéariser et découpler le système global. Comme conséquence, le calcul des gains de contre réactions des surfaces de glissements se fera par la méthode de placement des pôles, car ceci nous facilite considérablement la synthèse de la commande par mode glissant.

4.4.2. Surface de glissement

Cette partie est réservée à application de la commande par mode glissant sur le système non linéaire sans l'application de la technique de linéarisation par bouclage non linéaire.

La première étape dans la conception de la commande est le choix de la surface de commutation $S_i(x)$, où la sortie du système pour chaque machine commandée est l'angle interne δ_i .

La surface de commutation choisi pour chaque sous système est sous la forme de Slotine donnée par l'équation suivante :

$$\mathbf{s}_i(\mathbf{x}) = \mathbf{k}_{i1}\mathbf{e}_i + \mathbf{k}_{i2}\dot{\mathbf{e}}_i + \ddot{\mathbf{e}}_i \quad (4.5)$$

Où $\mathbf{e}_i = \delta(i) - \delta_{di}$

δ_{di} : la sortie désirée.

\mathbf{k}_i : le vecteur de gain de contre réaction de la surface.

4.4.3. Loi de la commande par mode glissant

Par l'application de la condition suffisante η -attractivité de l'existence du mode glissant $\mathbf{s}_i \dot{\mathbf{s}}_i \leq -g_i |\mathbf{s}_i|$, on trouve la loi de la commande ci-dessous :

$$E_{fd}(i) = (2k_{i1}H_iT_{d0i}w(i))/(w_0I_q(i) + \left(\frac{k_{i2}T_{d0i}(P_t(i)-E'_q(i)I_q(i))}{I_q(i)} - \frac{T_{d0i}E'_q(i)I_q(i)}{I_q(i)}\right) + (E'_q(i) + (x_{di} - x'_{di})I_d(i) + \left(\frac{g_iT_{d0i}2H_i}{w_0I_q(i)}\right) \text{sign}(\mathbf{s}_i) \quad (4.6)$$

Où

g_i : un vecteur constant positive.

Le choix des valeurs des gains des contres réactions des surfaces de glissement dans ce cas est arbitraire.

4.4.4. Résultats de simulation

La figure (4.4) ci-dessous montre les résultats de simulation de l'application de la commande par mode glissant sur un réseau électrique multi-machines avec le test de poursuite et de robustesse vis-à-vis du court-circuit triphasé. Les sorties désirées ont été choisis autours du point de fonctionnement de chaque générateur. Notre objectif est de contrôler les angles internes et de stabiliser les tensions terminales près de 1(pu).

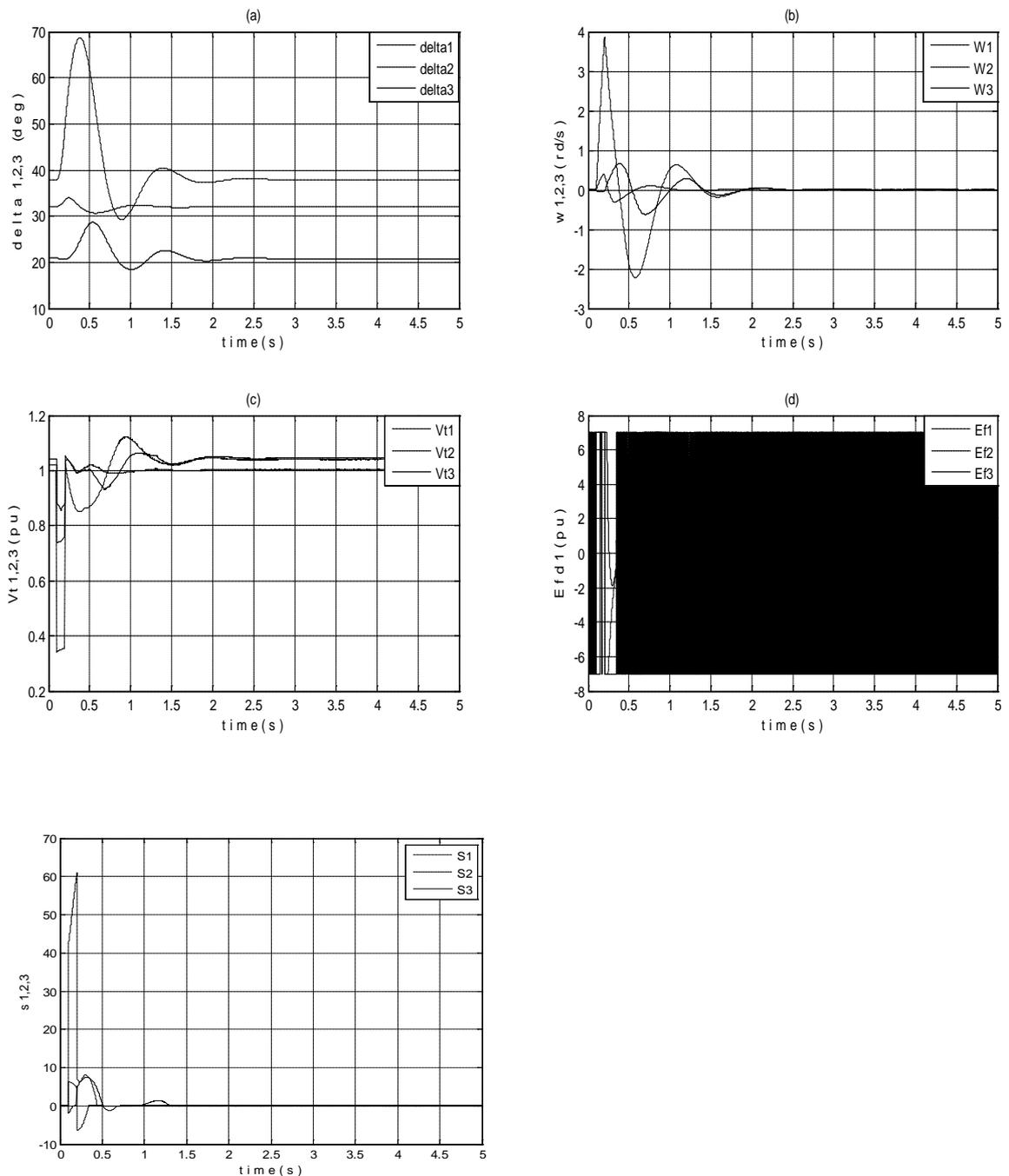


Fig 4.4. Réponse dynamiques du réseau multi-machines par mode glissant

La stabilité en termes de régulation et d'amortissement des oscillations des angles internes et en termes de différence des vitesses de rotation des trois générateurs après l'apparition de court-circuit sont donc annulées parfaitement et le synchronisme est rétabli à $t=2.5(s)$

4.5. Commande par mode glissant décentralisée d'un réseau électrique multi-machines

4.5.1. Conception de la commande décentralisée

L'objectif de cette partie de la thèse est l'étude et la présentation des différentes méthodes de synthèse des commandes décentralisées par mode glissant appliquées au réseau électrique multi-machines. La notion de commande décentralisée signifie ici que les grandeurs nécessaires pour élaborer la commande sont disponibles localement, c'est-à-dire que chaque sous-système prend uniquement les mesures localement disponibles sans avoir recours aux données provenant des autres sous-systèmes [51]. Pour concrétiser cet objectif, il va falloir procéder au découplage du système en termes d'entrée-sortie, c'est la raison pour laquelle la technique de linéarisation par bouclage non linéaire a été appliquée sur le système global constitué par les trois générateurs synchrones interconnectés par des lignes de transmission.

Ainsi, deux méthodes ont été appliquées pour aboutir à l'objectif de décentralisation. La première consiste à utiliser la technique de linéarisation par bouclage non linéaire en considérant les termes d'interconnexions comme des perturbations pour chaque sous-système. La deuxième approche utilisée est l'application d'une commande hybride adaptative glissante permettant d'estimer les signaux d'interconnexion non disponibles localement [58-61].

4.5.2. Linéarisation par bouclage non linéaire

Nous allons procéder dans cette partie à synthétiser d'un bouclage non linéaire pour notre système constitué par un réseau électrique multi-machines. Pour cela, la linéarisation exacte du système par cette technique doit être assurée par un choix adéquat des sorties selon l'objectif de la commande.

Dans ce travail, notre objectif n'est pas restreint à la commande de l'angle interne de la machine uniquement, mais également sur la stabilisation de la tension terminale autour de la valeur nominale (1 pu), ainsi le choix de ces sorties a une grande importance.

Après avoir calculé le degré relatif du système, le modèle est mis sous la forme normale à base de laquelle nous déterminerons la commande linéarisante dans un contexte centralisé [58-61].

4.5.2.1. Degré relatif

Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, le degré relatif d'un système correspond au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître l'entrée.

Nous choisissons d'après l'objectif du réglage comme sortie l'angle interne de la machine $h_{li}(x) = x_{li} = \delta_{li}$, et nous calculons leurs dérivées successives jusqu'à ce qu'on fasse apparaître l'entrée [52][60].

La sortie commandée est: $h_{li}(x) = x_{li}$

Les dérivés de la sortie $\dot{\delta}_{li}$, $\ddot{\delta}_{li}$ et $\delta_{li}^{(3)}$ sont déterminés par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \frac{dh_{li}(x)}{dt} &= \frac{dx_{li}}{dt} - \dot{x}_{id} = x_{2i} - \dot{x}_{id} \\ \frac{d^2 h_{li}(x)}{d^2 t} &= \frac{d^2 x_{li}}{d^2 t} = \frac{dx_{2i}}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (P_{mi} - P_{ei}) \\ \frac{d^3 h_{li}(x)}{d^3 t} &= \frac{d^3 h_{li}(x)}{d^3 t} = \frac{d^2 x_{2i}}{d^2 t} = \frac{\omega_0}{2H_i} \frac{d}{dt} (P_{mi} - P_{ei}) \\ \frac{d^3 h_{li}(x)}{d^3 t} &= \frac{\omega_0}{2H_i} \left(\frac{dP_{mi}}{dt} - \frac{dx_{3i}}{dt} I_{qi} - x_{3i} \frac{dI_{qi}}{dt} \right) \\ \frac{d^3 h_{li}(x)}{d^3 t} &= -\frac{\omega_0}{2H_i} \left[\frac{1}{T'_{d0i}} (E_{fdi} - x_{3i} - \Delta x_{di} I_{di}) I_{qi} + x_{3i} \cdot I_{qi} \right] \end{aligned} \quad (4.7)$$

Le degré relatif correspondant à ce sous-système est ($r=n=3$), c'est-à-dire que le système est complètement linéarisable.

4.5.2.2. Détermination de la forme normale

Comme le degré relatif de chaque sous-système est ($r=n=3$), le système est complètement linéarisable au moyen d'une transformation de coordonnées et d'un bouclage non linéaire.

La forme normale d'un système donné par les équations différentielles (4.4) est calculée à l'aide de la transformation non linéaire suivante [51,53],[58-61]:

$$\begin{aligned}
 Z_{1i} &= h_{1i}(x) \\
 Z_{2i} &= L_f h_{1i}(x) = x_{2i} \\
 Z_{3i} &= L_f^2 h_{1i}(x) = \frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mi} - x_{3i} I_{qi}) - \frac{D_i}{2H_i} (\omega_i - \omega_0)
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

La transformation inverse des coordonnées s'écrit :

$$\begin{aligned}
 x_{1i} &= Z_{1i} \\
 x_{2i} &= Z_{2i} \\
 x_{3i} &= \frac{1}{I_{qi}} \left[P_{mi} - \frac{D_i}{\omega_0} (Z_{2i} - \omega_0) - \frac{2H_i}{\omega_0} Z_{3i} \right]
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

A partir de (4.7) nous obtenons la forme normale du système (4.4).

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_{1i} \\ \dot{Z}_{2i} \\ \dot{Z}_{3i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{1i} \\ Z_{2i} \\ Z_{3i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_{1i} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} w_i \tag{4.10}$$

4.5.2.3 Détermination de la loi de commande découplante et linéarisante

La commande qui linéarise le système s'écrit [51],[58-61]:

$$E_{fdi} = -\frac{1}{L_g L_f^2 h_{1i}(x)} \left[-L_f^3 h_{1i}(x) - w_i + v_i \right] \tag{4.11}$$

Où

$$v_i = \rho_i + \beta_i E_{fdi} \tag{4.12}$$

avec

$$\begin{aligned}
 \rho_i &= \frac{\omega_0}{2HT_{d0i}} \left(\dot{E}_{qi} + \Delta x_{di} I_{di} \right) I_{qi} \\
 \beta_i &= \frac{-\omega_0}{2HT_{d0i}} I_{qi}
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

$$w_i = \frac{\omega_0}{2H} \left[x_{3i} \cdot \dot{I}_{qi} + \Delta x_{di} \left(\dot{I}_{qi} \cdot I_{di} + \dot{I}_{di} \cdot I_{qi} \right) \right] \tag{4.14}$$

$$L_g L_f^2 h_{i1}(x) E_{fdi} + L_f^3 h_{i1}(x) = -\frac{\omega_0}{2H_i} \left[\frac{1}{T'_{d0i}} (E_{fdi} - x_{3i} - \Delta x_{di} I_{di}) I_{qi} + x_{3i} \cdot \dot{I}_{qi} \right] \quad (4.15)$$

$$L_g L_f^2 h_{i1}(x) = \frac{-\omega_0 I_{qi}}{2H_i T'_{d0i}} \quad (4.16)$$

$$L_f^3 h_{i1}(x) = \frac{\omega_0}{2H_i} \left[\frac{1}{T'_{d0i}} (x_{3i} + \Delta x_{di} I_{di}) I_{qi} + x_{3i} \cdot \dot{I}_{qi} \right] \quad (4.17)$$

Où w_i : termes d'interconnexions.

4.5.3. Structure de la commande décentralisée

La structure de commande proposée considère le système comme un ensemble de sous-systèmes dont chacun caractérise un générateur synchrone interconnectés interagissant avec les autres sous-systèmes à travers d'un terme d'interconnexions w_i . Chaque sous-système est commandé par une unité de commande qui n'a accès qu'aux informations locales. L'objectif visé par la commande est de garantir la régulation de l'angle interne autour d'un point de référence [51-53], [58-61].

Plusieurs méthodes ont été utilisées dans la littérature pour décentraliser la commande des réseaux électriques multi-machines. Les travaux de A.Feliachi et al [51],[53] présentent deux techniques de décentralisations, la première considère le maximum de ces termes comme des perturbations, par contre la deuxième propose comme application la commande adaptative par backstepping dont le but d'estimer les courants provenant des autres sous-systèmes.

Dans notre cas, le régulateur décentralisé est obtenu en considérant les termes d'interconnexions comme perturbations. Les variables I_{qi} et E'_q sont obtenues par des mesures locales. Par contre pour les variables provenant des autres sous-systèmes, ils sont obtenus par la méthode d'approximation numérique d'Euler.

4.5.3.1. Conception de la commande

Reprenons le modèle linéarisé (4.10)

$$\dot{Z}_i = A_i Z_i + B_i V_i + B_{pi} w_i \quad (4.18)$$

$$Y_{li} = C_i Z_{li}$$

Où $i=1,2,3$ et $Z_i = [Z_{1i} \ Z_{2i} \ Z_{3i}]^T$ le nouveau vecteur d'état.

Les vecteurs B_i, B_{pi}, C_i et la matrice A_i sont données par:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix} \quad B_{pi} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \end{bmatrix} \quad C_i = [I \ 0 \ 0]$$

Où v_i : La nouvelle variable de commande.

4.5.3.2. Surface de glissement

La première étape pour la conception de la commande par mode glissant est le choix de la surface de commutation [61].

Ainsi en utilisant le principe de Slotine, il s'en est découlé la surface de glissement suivante :

$$S_i(z) = [K_{1i} \ K_{2i} \ K_{3i}] \cdot \begin{bmatrix} e_i \\ \dot{e}_i \\ \ddot{e}_i \end{bmatrix} = 0 \quad (4.19)$$

Avec

$$e_i = Z_{1i} - Z_{di}$$

Le choix des gains de contre réaction de la surface est fait par la méthode du placement de pôles qui est une méthode efficace et simple pour la synthèse de commande des systèmes linéaires.

4.6.3.3. Calcul de la commande

L'objectif est d'abord de calculer les gains de contre réaction de la surface en utilisant la méthode de la commande équivalente, puis on procédera au calcul de la commande globale par mode glissant.

a- Commande équivalente

La commande équivalente est calculée par l'utilisation de la condition d'invariance $\dot{S}_i = 0$.

$$\dot{S}_i = 0 \quad \Leftrightarrow \quad K_i \dot{Z}_i = 0 \quad (4.20)$$

$$\Rightarrow V_{eqi} = -(k1/k3).Z_{2i} - (k2/k3).Z_{3i} \quad (4.21)$$

En remplaçant V_{eqi} dans l'équation (4.10) on trouve :

$$\dot{Z}_{eqi} = [A_i - B_i [K_i B_i]^{-1} K_i A_i] Z_i + [I - B_i [K_i B_i]^{-1} K_i] B_p w_i \quad (4.22)$$

$$A_{eqi} = [A_i - B_i [K_i B_i]^{-1} K_i A_i] \quad (4.23)$$

A_{eqi} ; est la matrice dynamique en boucle fermée du système linéarisé.

$$A_{eq} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -K_{li}/K_{3i} & -K_{2i}/K_{3i} \end{bmatrix}$$

D'où le polynôme caractéristique donné par l'équation suivante :

$$P_i(\lambda) = \lambda_i \left[\lambda_i^2 + (K_{2i}/K_{3i}) \lambda_i + K_{li}/K_{3i} \right] \quad (4.24)$$

Pour que le système soit stable nous choisissons les pôles $-\rho_i + j\rho_i$ et $-\rho_i - j\rho_i$ qui nous permettent d'avoir les gains suivants de la contre réaction:

$$\begin{aligned} K_{3i} &= cst \\ K_{li} &= 2\rho_i K_{3i} \\ K_{2i} &= 2\rho_i^2 K_{3i} \end{aligned}$$

$$K_i = \begin{bmatrix} 2.\rho_i^2 K_{3i} & 2.\rho_i K_{3i} & cst \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

b- Commande globale

L'étape suivante est de présenter l'expression de la commande par mode glissant appliquée sur le système linéarisé. Pour que cette commande puisse être appliquée au système réel, on doit la remplacer dans la commande linéarisante (4.11).

La commande dans l'espace Z est donnée par :

$$v_i(Z) = V_{eqi} - g_i \text{sign}(s_i) \quad (4.26)$$

Où g_i : les gains positifs de la commande par MG.

La commande réelle appliquée au système original est la suivante :

$$E_{fdi} = -\frac{1}{L_g L_f^2 h_{i1}(x)} \left[-L_f^3 h_{i1}(x) - w_i + V_{eqi} - g_i \text{sign}(s_i) \right] \quad (4.27)$$

4.5.4. Résultats de simulation

Par un choix adéquat des gains de contre réaction, des essais de robustesses ont été effectués pour montrer les performances et l'efficacité de la commande appliquée au réseau électrique multi-machines non linéaire. La figure (4.5) ci-dessous donne les résultats des tests de régulation et de robustesse vis-à-vis d'un court-circuit triphasé à $t=0.1$ (s).

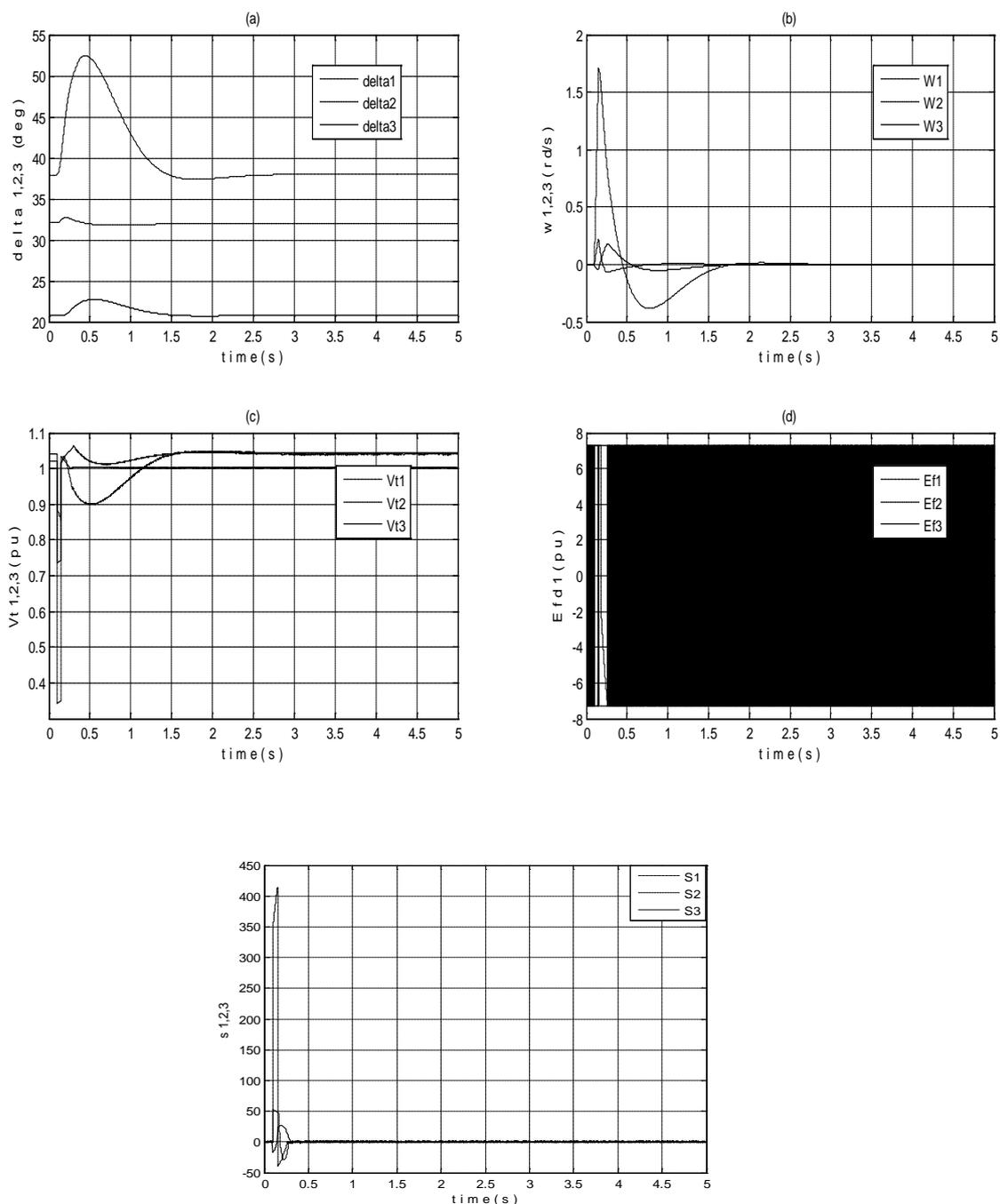


Fig 4.5. Réponse dynamiques du réseau multi-machines par mode glissant décentralisé

De même que pour la commande centralisée précédente, deux tests de robustesses sont présentés dans cette section. La robustesse vis-à-vis du changement de point de fonctionnement et la robustesse vis-à-vis du court-circuit triphasé.

A partir de ces résultats, on peut remarquer que la commande décentralisée par mode glissant permet une très bonne atténuation des oscillations au moment de l'application du court-circuit triphasé, ce qui confirme la robustesse de la commande par rapport à ce type de perturbation, ainsi que la régulation des variables de sortie (angles internes et tensions terminales).

Comme on s'y pouvait attendre, le phénomène de '*Chattering*' est clairement observé dans les signaux d'excitations E_{fdi} . Ceci est dû à la présence de la fonction discontinue *signe* dans la loi de commande globale. Pour y remédier à ce problème, nous allons appliquer par la suite une commande hybride floue-glissant.

4.6. Commande floue-glissant (FG) appliquée au réseau électrique multi-machines

4.6.1. Conception de la commande floue-glissant

Dans cette partie, nous proposons un nouveau schéma de commande robuste 'hybride' que nous appliquerons au réseau électrique en question. Il s'agit d'utiliser un superviseur flou permettant la commutation graduelle entre deux lois de commande : la première par mode glissant qui agit essentiellement durant le régime transitoire, et la seconde par logique floue activant durant le régime permanent.

Le recours à ce schéma de commande hybride permet non seulement de préserver la robustesse garantie par les modes glissants, mais aussi la réduction ou l'annulation du phénomène de '*Chattering*'.

L'un des points cruciaux dans la conception de la commande FG, est le choix du nombre de sous-ensembles flous de l'entrée et la sortie du régulateur, ainsi que la forme des fonctions d'appartenance correspondantes. Ici, les variables d'entrée sont les surfaces de commutation S_i et les sorties sont définies avec u_{ifuzzy} avec cinq variables linguistiques.

Dans la structure proposée, le terme de correction (la partie switching) V_c dans le dispositif de commande de glissement est obtenu à partir d'une base de règles floues décrite dans la section suivante. La conception du système flou commence par étendre la surface de glissement

$S = 0$ à la surface de glissement floue défini par l'expression linguistique :

On considère \tilde{S} la variable linguistique associée à S .

Afin de synthétiser la commande floue nous avons devisé l'univers de discours de S , en cinq ensembles flous suivants:

$$\{NG, NM, ZR, PM, PG\} \quad (4.28)$$

Où NG, NM, ZR, PM et PG sont des étiquettes d'ensembles flous, qui sont négatifs grandes, moyennes négatif, nul, positif moyen et grand positif, respectivement. Pour les ensembles flous de la sortie de commande u_{fuzzy} , ils sont définies de façon similaire par :

$$\{NG, NM, ZR, PM, PG\} \quad (4.29)$$

Les fonctions d'appartenance de ces ensembles flous sont représentées sur les figures (4.6) et (4.7).

Où Φ est la couche limite autour de la surface de commutation.

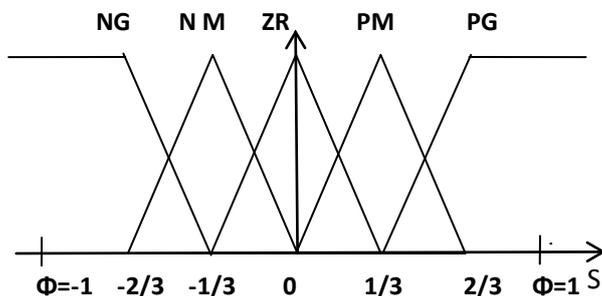


Fig 4.6. Partition floue de l'univers du discours de S

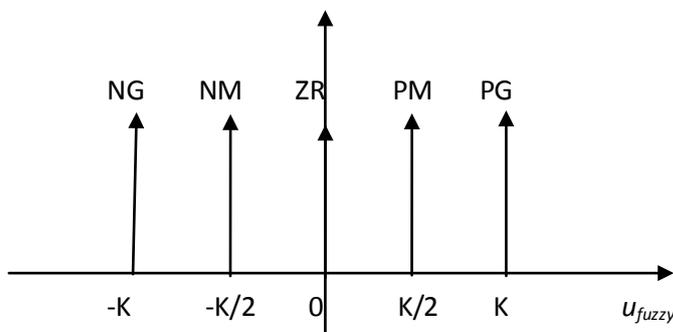


Fig 4.7. Partition floue de l'univers du discours de u_{fuzzy}

De ces deux ensembles de termes, nous pouvons construire les règles suivantes floues [10]:

- 1: Si S est NB alors u_{fuzzy} est PB
 - 2: Si S est NM alors u_{fuzzy} est PM
 - 3: Si S est ZR alors u_{fuzzy} est ZR
 - 4: Si S est PM alors u_{fuzzy} est NM
 - 5: Si S est PB alors u_{fuzzy} est NB
- (4.30)

Une fois les fonctions d'appartenance et les règles floues déterminés, l'étape finale est la défuzzification, qui est la procédure pour générer la commande floue. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification telles que, le critère de maximum, la moyenne du maximum, le centre de gravité et la méthode de la moyenne des centres.

Dans ce travail, on utilisera la méthode du centre de gravité qui permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou, simplifier sa mise en œuvre et de réduire le temps de calcul. Dans ce cas, la sortie du système flou de type Takagi-Sugeno est donnée par :

$$u_{fuzzy} = \frac{\sum_{j=1}^m c^j \prod_{i=1}^n \mu_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_i^j} \quad (4.31)$$

Où n et m sont respectivement le nombre d'entrées et celui de règles floues utilisées.

C^j : est la fonction de membre associé singleton de u_{fuzzy} .

Dans ce cas, la loi de commande correspondante de la FSMC devient :

$$u_{fuzzy} = -K_{fuzzy} (|s|) \quad (4.32)$$

Où $u_{min} < K_{fuzzy} < u_{max}$

Finalement, la loi de commande floue glissant est donnée par :

$$v_i(z) = v_{eqi} - K_{fuzzyi} (|s_i|) \quad (4.33)$$

4.6. 2. Résultats de simulation

Afin de justifier et de montrer l'intérêt de la commande proposée floue-glissant. Le système est soumis aux mêmes tests de robustesses présentés dans la partie commande précédente.

La figure (4.8) ci-dessous, donne les résultats de simulation de la dynamique du système commandé par la commande hybride floue glissant.

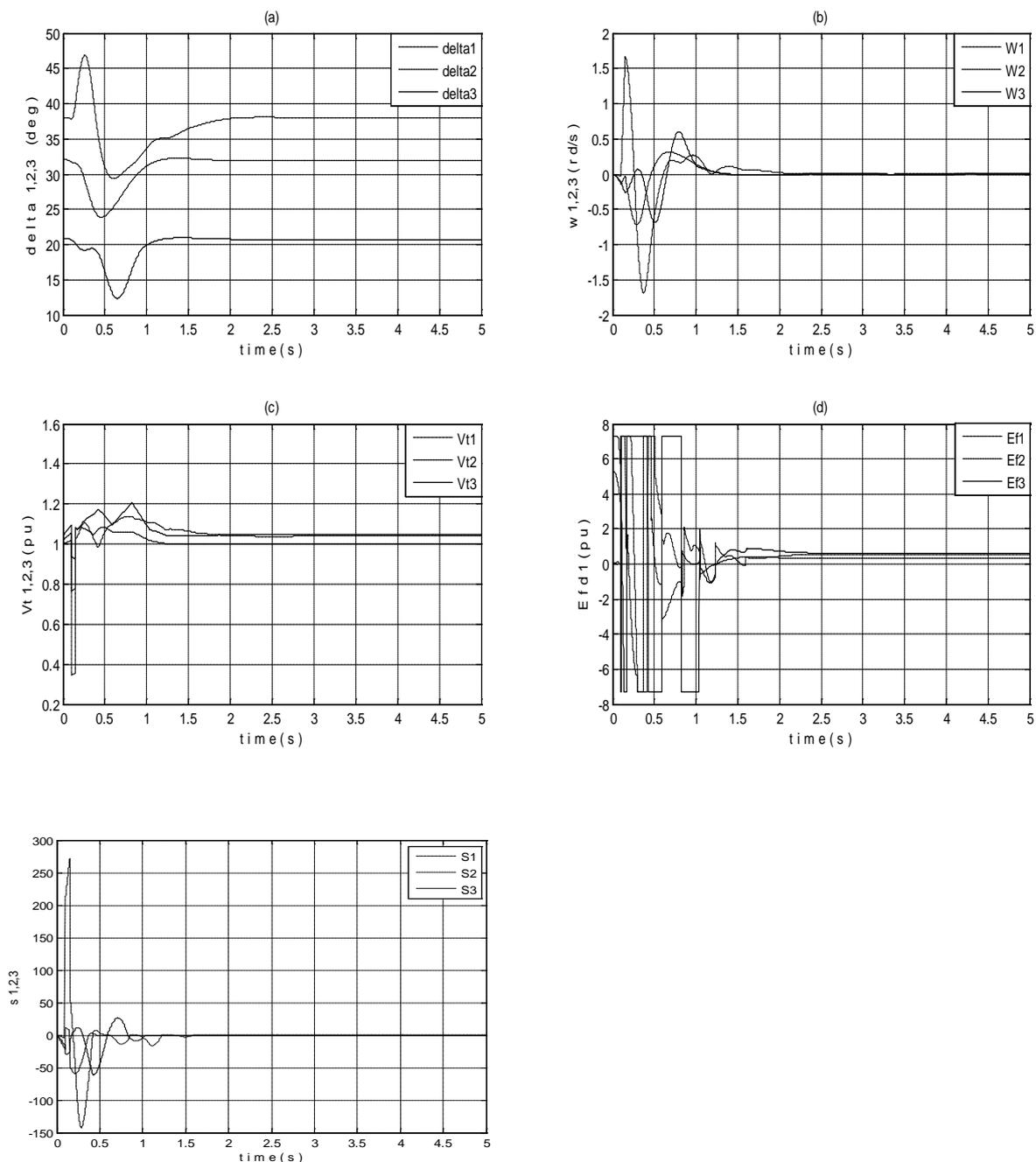


Fig 4.8. Réponse dynamiques du réseau par floue-glissant décentralisé

En termes de régulation, nous remarquons que les angles internes des générateurs figure (4.8.a) suivent correctement leurs références. Les commandes d'excitations, appliquées aux générateurs, sont illustrées dans la figure (4.8.d). On constate que le phénomène de 'Chattering' est pratiquement inexistant dans les signaux de commande. Les commandes sont physiquement acceptables.

4.7. Commande décentralisée adaptative glissant

4.7.1. Conception de la commande

Dans cette partie, nous représentons une commande adaptative indirecte glissant décentralisée avec une surface de glissement non linéaire pour les réseaux électriques multi-machines à modèle non linéaires. La combinaison de l'approche adaptative indirecte et le mode glissant est utilisé dont l'objectif de décentraliser les unités de commande et d'exploiter les avantages de la commande par mode de glissement. La technique de linéarisation par bouclage non linéaire est utilisée dans un premier temps afin de linéariser le système étudié présenté en détail dans la section 4.6. Chaque générateur est modélisé comme un sous-système indépendant. Les effets de l'ensemble du système sur un sous-système, représente une dynamique incertaine supposée comme perturbation. Cette perturbation se traduit par une fonction polynomiale de dérivation de la tension transitoire dont les paramètres sont estimés par une technique adaptative. Cette commande hybride est conçue pour contrôler la position de l'angle interne de chaque machine synchrone. Cette méthode est illustrée avec un réseau de trois générateurs [51-58].

4.7.2. Commande adaptative indirecte

Plusieurs méthodes sont utilisées pour décentraliser la commande des réseaux électriques, le travail de et L.Fan et al [52] prend en compte les valeurs maximales des termes de couplages comme perturbation. Par ailleurs, A.Feliachi et A.Karimi [53] ont appliqué une commande backstepping adaptative pour approximer ces termes de couplages.

Les termes de couplages d_i ($d_i=w_i$) donnés par l'équation (4.4), comprennent des informations locales et des informations venant d'autres sous-systèmes. Ces derniers sont exprimés comme des fonctions polynomiales incertaines dont les paramètres qui seront estimés par la commande adaptative.

Ce terme est exprimé par :

$$d_i \approx \theta_{1i} \cdot E'_{qi} + \theta_{2i} \cdot E'^2_{qi} \quad (4.34)$$

Où θ_{1i} et θ_{2i} sont les valeurs incertaines qui ne sont pas connues a priori et qui doivent être estimés au moyen d'une loi d'adaptation.

En remplaçant l'équation (4.34) dans le système linéarisé (4.10), les équations établies pour un générateur i , sont donnés comme suite :

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{1i} &= Z_{2i} \\ \dot{Z}_{2i} &= Z_{3i} \\ \dot{Z}_{3i} &= v_i + \theta_{1i} E'_{qi} + \theta_{2i} E'^2_{qi} \end{aligned} \quad (4.35)$$

4.7.2.1. Fonction de Lyapunov

En gardant les mêmes étapes présentées dans la section précédente pour la conception de la commande par mode glissant, cette partie est consacrée à la conception de la commande adaptative glissant décentralisée, basée sur l'analyse et la stabilité par la théorie de Lyapunov donnée par la forme suivante [51],[58]:

$$\begin{aligned} V_i(s_i, \tilde{\theta}_i) &= \frac{1}{2} s_i^2 + \frac{1}{2} [\tilde{\theta}_{1i} \ \tilde{\theta}_{2i}] \Gamma^{-1} [\tilde{\theta}_{1i} \ \tilde{\theta}_{2i}]^T \\ &= \frac{1}{2} s_i^2 + \frac{1}{2} [(\theta_{1i} - \hat{\theta}_{1i}) \cdot (\theta_{2i} - \hat{\theta}_{2i})] \Gamma^{-1} \\ &\quad [(\theta_{1i} - \hat{\theta}_{1i}) \cdot (\theta_{2i} - \hat{\theta}_{2i})]^T \end{aligned} \quad (4.36)$$

Où $\tilde{\theta}_i = \theta_i - \hat{\theta}_i$, $\hat{\theta}_{1i}$ et $\hat{\theta}_{2i}$ sont les estimés de θ_{1i} et θ_{2i} .

$\Gamma = \text{diag} [\Gamma_1, \Gamma_2]$: la matrice de gain d'adaptation.

La dérivé de la fonction de Lyapunov est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_i(s_i, \tilde{\theta}_i) &= s_i \cdot \dot{s}_i - \tilde{\theta}_{1i} \cdot \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1i} - \tilde{\theta}_{2i} \cdot \Gamma_2^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{2i} \\ &= s_i \cdot (k_{1i} \cdot Z_{2i} + k_{2i} \cdot Z_{3i} + k_{3i} \cdot (v_i + \hat{\theta}_{1i} \cdot E'_{qi} \\ &\quad + \hat{\theta}_{2i} \cdot E'^2_{qi})) + s_i \cdot k_{3i} \cdot \tilde{\theta}_{1i} \cdot E'_{qi} + s_i \cdot k_{3i} \cdot \tilde{\theta}_{2i} \cdot E'^2_{qi} \\ &\quad - \tilde{\theta}_{1i} \cdot \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{1i} - \tilde{\theta}_{2i} \cdot \Gamma_2^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{2i} \end{aligned} \quad (4.37)$$

Les lois d'adaptations $\dot{\hat{\theta}}_{1i}$ et $\dot{\hat{\theta}}_{2i}$ dans l'équation (4.37) sont données par:

$$\dot{\hat{\theta}}_{1i} = \Gamma_1 \cdot k_{3i} \cdot s_i \cdot E'_{qi} \quad \text{et} \quad \dot{\hat{\theta}}_{2i} = \Gamma_2 \cdot k_{3i} \cdot s_i \cdot E'^2_{qi}$$

En remplaçant ces lois d'adaptations dans l'équation (4.37).

$$\dot{V}_i(s_i, \tilde{\theta}_i) = s_i \cdot (k_{1i} \cdot Z_{2i} + k_{2i} \cdot Z_{3i} + k_{3i} \cdot (v_i + \hat{\theta}_{1i} \cdot E'_{qi} + \hat{\theta}_{2i} \cdot E'^2_{qi})) \quad (4.38)$$

Pour que la fonction soit stable $\dot{V}_i \leq 0$ on choisira la commande V_i de la forme suivante:

$$v_i = -\frac{k_{1i}}{k_{3i}} \cdot Z_{2i} - \frac{k_{2i}}{k_{3i}} \cdot Z_{3i} - \hat{\theta}_{1i} \cdot E'_{qi} - \hat{\theta}_{2i} \cdot E'^2_{qi} - k_i \cdot \text{sign}(s_i) \quad (4.38)$$

Pour obtenir les signaux d'excitations réels E_{fdi} , on remplace l'équation (4.38) dans l'équation (4.11) de la commande linéarisante et découplante du système. On utilise la fonction de saturation (*sat*) au lieu la fonction discontinue (*signe*) pour éliminer le problème du phénomène du 'Chattering'.

La commande adaptative glissante décentralisée est donnée par :

$$v_i = -\frac{k_{1i}}{k_{3i}} \cdot w_{2i} - \frac{k_{2i}}{k_{3i}} \cdot \frac{w_0}{2H} (P_{mi} - P_{ei}) - \hat{\theta}_{1i} \cdot E'_{qi} - \hat{\theta}_{2i} \cdot E'^2_{qi} - g_i \cdot \text{Sat}(s_i) \quad (4.39)$$

4.7.3. Résultats de simulation

La structure de commande proposée considère le système comme un ensemble de sous-systèmes interconnectés dont chacun caractérise une machine synchrone. Chaque sous-système est commandé par une unité de commande qui n'a accès qu'aux informations locales. L'objectif visé par la commande est de garantir la régulation des angles internes. Les lois d'adaptations des gains sont élaborées en se basant sur la théorie des modes glissants et la théorie de stabilité au sens de Lyapunov. La synthèse des lois de commande ne nécessite pas la connaissance exacte du modèle et n'utilise que l'information locale au niveau de chaque sous-système.

La faisabilité et les performances de cette commande sont démontrées à travers les résultats de simulation effectués sur un réseau à trois générateurs. Ces résultats sont comparés avec une commande par mode glissant centralisée dont le but de monter l'efficacité de la technique de décentralisation utilisée.

En outre, des tests de robustesse et de régulation sont effectués afin de prouver les performances de la méthode proposée. Les réponses en traits continus représentent la dynamique de la commande décentralisée et celle en traits discontinus représente la commande centralisée.

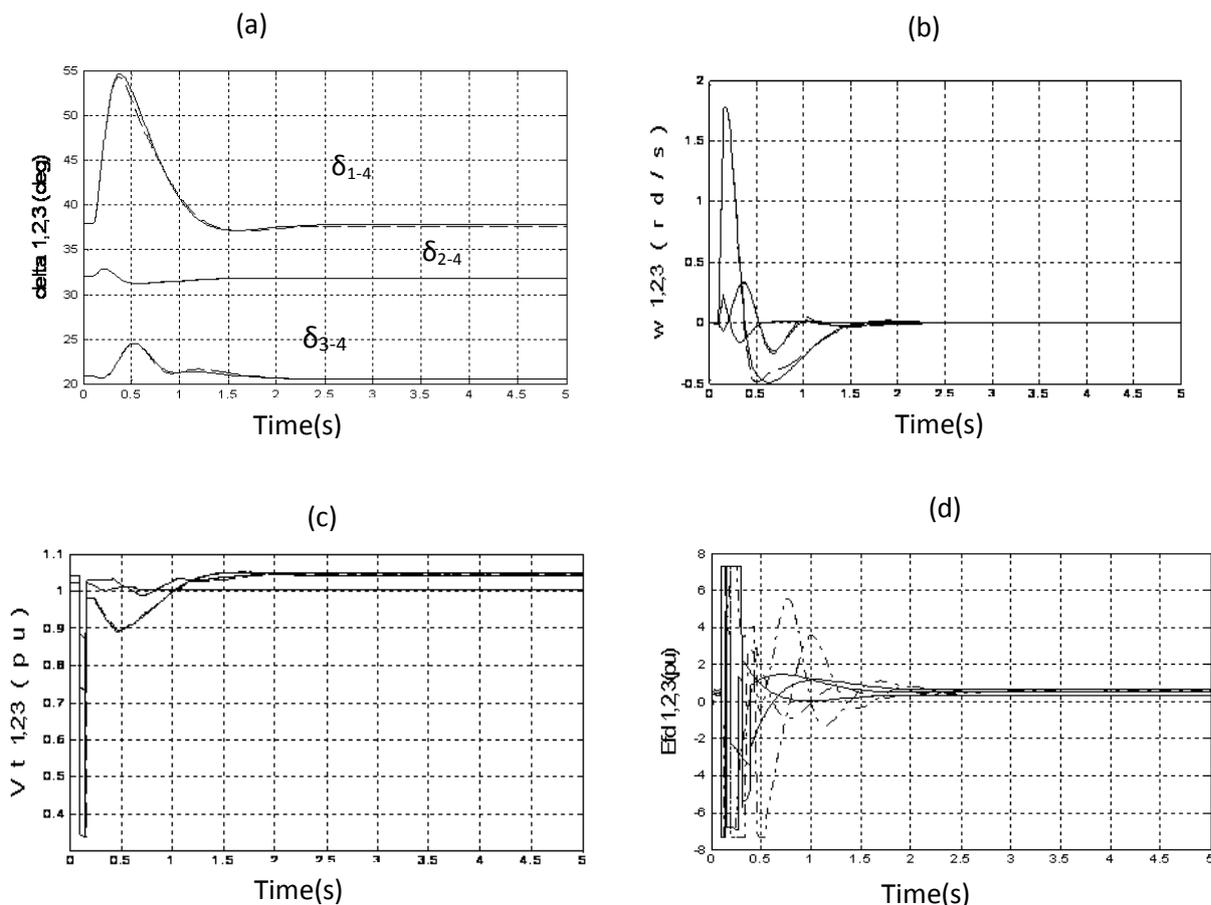


Fig 4.9. Réponse dynamiques du réseau par mode glissant centralisée et adaptative glissant décentralisée

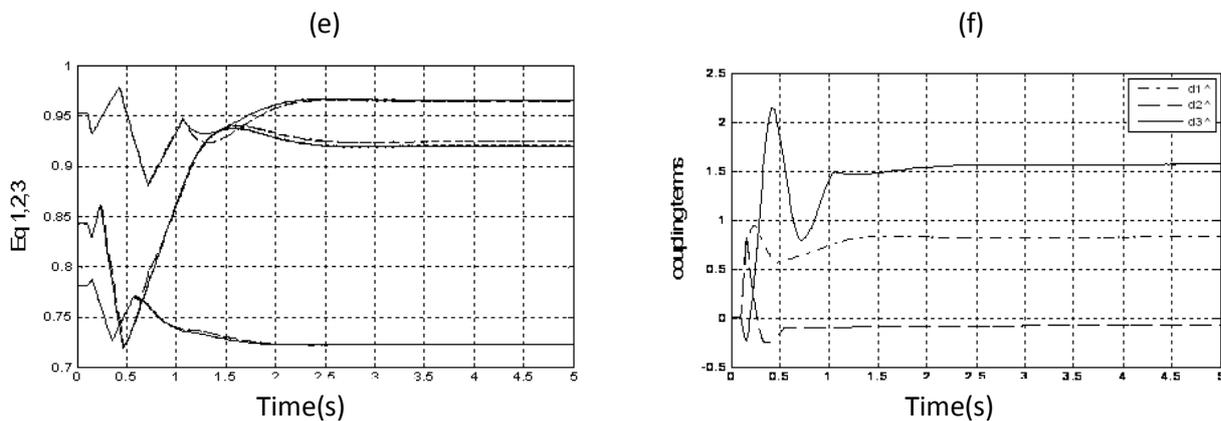


Fig 4.10. (e) dynamiques de E_{qi} réels et estimés, (f) les estimés de termes de couplages

Les performances de la commande proposée sont comparées à celle centralisée. Les résultats de simulations figure (4.9) et (4.10) montrent que les dynamiques des deux commandes sont assez proches.

Par ailleurs, nous remarquons que les angles des machines atteignent les références désirées avec des précisions très acceptables. Ces résultats, prouvent la robustesse de la commande proposée en termes de régulation et vis-à-vis du court-circuit triphasé. Nous concluons que l'estimation des polynômes quadratiques des perturbations par la technique adaptative a donné des résultats satisfaisants en améliorant les performances du système bouclé.

4.8. Commande par mode glissant d'ordre supérieur décentralisée

4.8.1. Conception de la commande MGOS

Dans cette section, une commande décentralisée par mode de glissement d'ordre supérieur a été appliquée à un réseau électrique multi-machines à modèle non linéaire. Afin d'illustrer l'efficacité de notre algorithme de CMG d'ordre supérieur, nous avons pu obtenir un modèle linéarisé par la technique de la linéarisation par bouclage non linéaire. Le modèle final est mis sous la forme normale à partir de laquelle nous déterminerons la commande linéarisante dans un contexte centralisé [59].

4.8.1.1. Décentralisation de la commande

Comme il a été déjà rappelé dans les systèmes complexes interconnectés, les structures de commande adoptées sont souvent décentralisées. En d'autres termes chaque sous-système est commandé par une station de commande locale qui n'a accès qu'aux mesures locales. Dans notre cas, nous avons supposés que, pour chaque machine, la commande appliquée n'utilise que les mesures disponibles localement. En effet, pour pouvoir décentraliser les unités de commandes deux méthodes ont été proposées [59]:

1. En disposant des variables I_i et E'_{qi} par des mesures locales et de la dérivée de I_i par la méthode d'approximation des dérivés d'Euler. Les termes de couplage w_i sont considérés en tant que perturbations de chaque sous- système.
2. La première méthode considère la connaissance exacte de la mesure de l'angle interne δ_i de chaque machine, mais malheureusement ce n'est pas le cas dans la pratique. Cette situation nous exige d'utiliser une autre méthode qui peut surmonter ce type de problème, ce dernier est le dérivateur de Levant [20].

Reprenant les équations d'état du réseau multi-machines linearisé:

$$\begin{cases} \dot{Z}_i = A_i Z_i + B_i v_i + B_{pi} w_i \\ Y_i = C_i Z_i \end{cases} \quad (4.40)$$

$i=1,2,3$ le nombre de sous-système

Le vecteur d'état dans le domaine Z est donné par :

$$Z_i = [Z_{1i} \ Z_{2i} \ Z_{3i}]^T \text{ et } Y_i = Z_{1i}$$

Rappelant que :

$$\begin{aligned} x_{1i} &= Z_{1i} \\ x_{2i} &= Z_{2i} \\ x_{3i} &= \frac{1}{I_{qi}} \left[P_{mi} - \frac{D_i}{\omega_0} (Z_{2i} - \omega_0) - \frac{2H_i}{\omega_0} Z_{3i} \right] \end{aligned} \quad (4.41)$$

4.8.1.2. Surface de glissement

En choisissant comme variables de glissement $\sigma_i(z)$, le but de la commande est d'annuler en temps fini cette surface, où la variable de sortie de chaque machine est Z_{1i} .

La surface de commutation donnée par :

$$\sigma_i(z) = Z_{1i} - Z_{id} = x_{1i} - x_{id} \quad (4.42)$$

Où

Z_{id} ou x_{id} : Sortie désiré de chaque machine.

Les dérivés de la surface $\dot{\sigma}_i, \ddot{\sigma}_i$ et $\sigma_i^{(3)}$ sont déterminé par :

$$\begin{aligned} \sigma_i &= Z_{1i} - Z_{id} \\ \frac{d\sigma_i}{dt} &= Z_{2i} - \dot{Z}_{id} \\ \frac{d^2\sigma_i}{d^2t} &= Z_{3i} - \ddot{Z}_{id} \\ \frac{d^3\sigma_i}{d^3t} &= -\frac{\omega_0}{2H_i} \left[\frac{1}{T'_{d0i}} (E_{fdi} - x_{3i} - \Delta x_{di} I_{di}) I_{qi} + x_{3i} \cdot \dot{I}_{qi} \right] - Z_{id}^{(3)} \end{aligned} \quad (4.43)$$

Le degré relatif du système (4.40) par rapport à la variable de glissement $\sigma_i(z)$ est $r=3$, car le signal d'excitation apparait dans la troisième dérivée.

Dans cette partie, nous allons introduire une technique de commande *r*-glissant avec un temps de convergence fini, qui a été proposée par A. Levant [20],[44-45].

a-Algorithmme

On suppose qu'on connaît le degré relatif *r* du système. Cela veut dire que *u* n'apparaît que dans le *r*^{ème} dérivée de σ et $\frac{d\sigma^{(r)}}{du} \neq 0$ en ce point. Le principe de cette loi de commande repose sur l'utilisation des différentes surfaces de glissement, chacune faisant converger le système en temps fini vers la prochaine surface. Par contre, une fois atteinte la surface suivante, le système peut quitter la surface d'origine. Donc la surface transite à une autre surface alternativement jusqu'à ce que le système atteigne l'origine en temps fini.

b- Construction de la commande

Soit *p* un nombre positif. On note

$$\begin{aligned} N_{1,r} &= |\sigma|^{(r-1)/r} \\ N_{i,r} &= \left(|\sigma|^{p/r} + |\dot{\sigma}|^{p/(r-1)} + \dots + |\sigma^{i-1}|^{p/(r-i+1)} \right)^{(r-i)/p} \quad i = 1, \dots, r-1 \\ N_{r-1,r} &= \left(|\sigma|^{p/r} + |\dot{\sigma}|^{p/(r-1)} + \dots + |\sigma^{i-2}|^{p/2} \right)^{1/p} \end{aligned} \quad (4.44)$$

$$\begin{aligned} \varpi_{0,r} &= \sigma \\ \varpi_{1,r} &= \dot{\sigma} + \beta_1 N_{1,r} \text{sign}(\sigma) \\ \varpi_{i,r} &= \sigma^{(i)} + \beta_i N_{i,r} \text{sign}(\varpi_{i-1,r}) \end{aligned}$$

Où

$\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont des nombres positifs.

les coefficients de $N_{1,r}$ sont des nombres positifs.

La commande *r* – glissant est donnée par le théorème suivant :

$$u = -\alpha_1 \text{sign} \left[\varpi_{i-1,r} \left(\sigma, \dot{\sigma}, \dots, \sigma^{(r-1)} \right) \right] \quad (4.45)$$

Certainement, le paramètre β_i peut prendre une infinité de valeurs. Dans ce qui suit, nous donnons quelques exemples avec β_i testé pour $r \leq 4$ ainsi, nous avons :

$$\begin{aligned}
 r=1 \quad u &= -\alpha_1 \text{sign}(\sigma) \\
 r=2 \quad u &= -\alpha_1 \text{sign}(\sigma + |\sigma|^{1/2} \text{sign}(\sigma)) \\
 r=3 \quad u &= -\alpha_1 \text{sign}(\ddot{\sigma} + 2|\dot{\sigma}|^3 + |\sigma|^2)^{1/6} \text{sign}(|\dot{\sigma}| + |\sigma|^{2/3} \text{sign}(\sigma)) \\
 r=4 \quad u &= -\alpha_1 \text{sign} \left\{ \sigma^{(3)} + 3(\ddot{\sigma}^6 + \dot{\sigma}^4 + |\sigma|^3)^{1/12} \text{sign} \left[\ddot{\sigma} + (\dot{\sigma}^4 + |\sigma|^3)^{1/6} \text{sign}(\dot{\sigma} + 0.5|\sigma|^{3/4} \text{sign}(\sigma)) \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{4.46}$$

Étant donné que le degré relatif du système est $r = 3$, la loi de commande est la loi 3 - *glissant* de A.Levant [22] qui s'écrit par l'équation suivante:

$$v_i = -\alpha_i \text{sign} \left(\ddot{\sigma}_i + 2 \left| \dot{\sigma}_i \right|^3 + |\sigma_i|^2 \right)^{1/6} \text{sign} \left(\left| \dot{\sigma}_i \right| + |\sigma_i|^{2/3} \text{sign}(\sigma_i) \right) \tag{4.47}$$

où les valeurs de α_i et Z_{id} sont données dans l'annexe.

A partir de (4.47), la loi de commande d'excitations de chaque sous-système est comme suit :

$$\begin{aligned}
 E_{fd_i} &= -\frac{1}{L_g L_f^2 h_{i1}(x)} \left[-L_f^3 h_{i1}(x) - w_i - \right. \\
 &\quad \left. \alpha_i \text{sign} \left(\ddot{\sigma}_i + 2 \left| \dot{\sigma}_i \right|^3 + |\sigma_i|^2 \right)^{1/6} \text{sign} \left(\left| \dot{\sigma}_i \right| + |\sigma_i|^{2/3} \text{sign}(\sigma_i) \right) \right]
 \end{aligned} \tag{4.48}$$

4.8.1.3. Résultats de simulation

Dans ce paragraphe nous allons appliquer la commande par mode glissant d'ordre arbitraire décentralisée sur notre système linearisé par bouclage non linéaire. L'objectif de la commande consiste à amener les angles internes du système global à se stabiliser autour d'un point d'équilibre en un temps fini en vue de garder le synchronisme du réseau et stabiliser la tension terminale à une valeur proche de (1pu). Afin de vérifier les propriétés de robustesse de la loi de commande, des tests ont été effectués en considérant une variation du point de fonctionnement ainsi qu'un court-circuit triphasé à $t=0.1$ (s).

Les résultats de simulation de test de régulation du système sont données par la Figure(4.11). Cette fois-ci les références des angles internes sont choisis proches de leurs point de fonctionnements $\delta_{1d} = 37^\circ, \delta_{2d} = 31^\circ, \text{et } \delta_{3d} = 20^\circ$ (changement des points de fonctionnements).

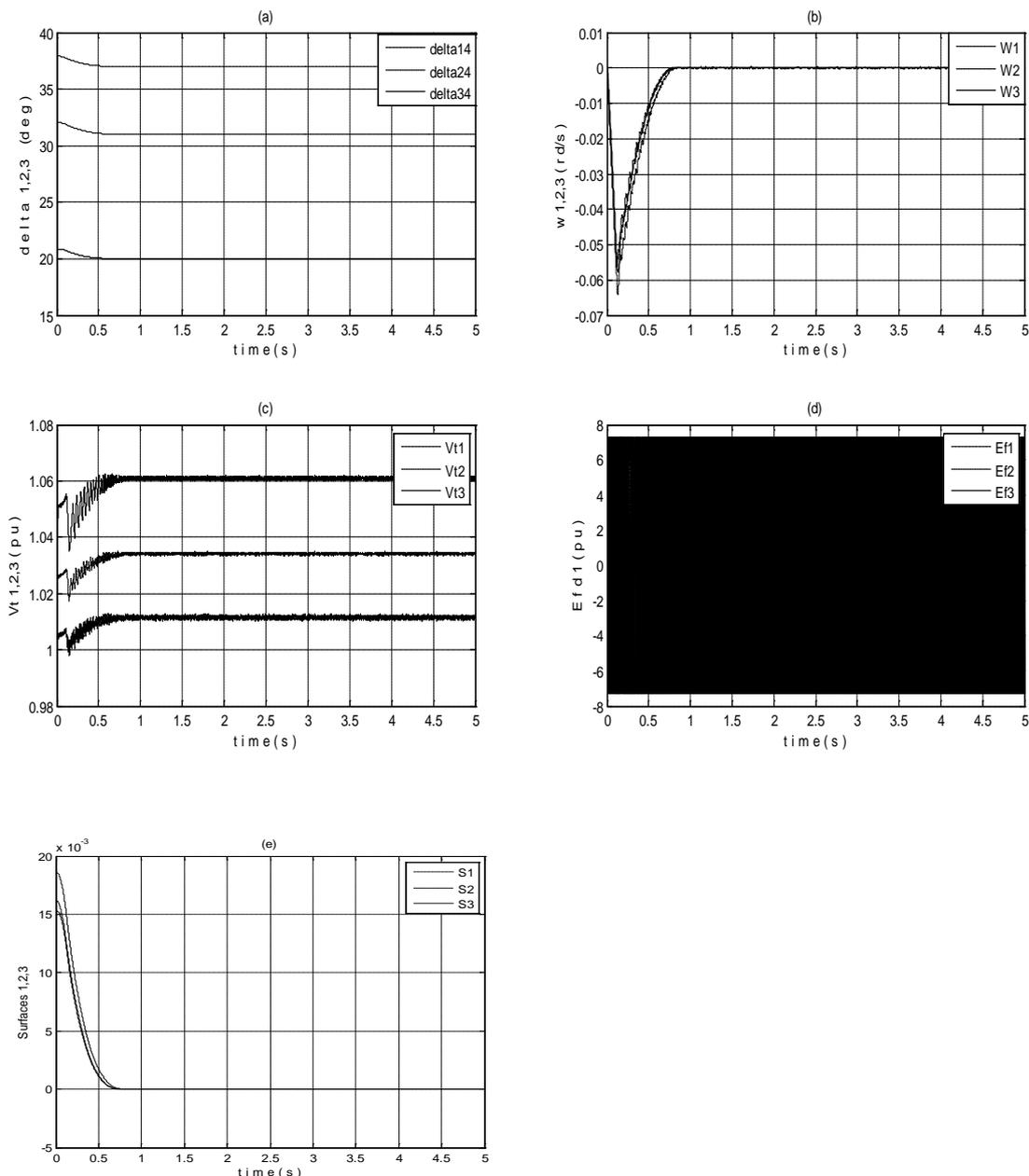


Fig 4.11. Réponse dynamique du réseau avec un test de poursuite par MGOS décentralisé

La figure 4.8(a) représente l'évolution des angles internes et montre la convergence en temps fini ($t = 0.5s$) vers le point de fonctionnement désiré avec une meilleure précision et les variations de vitesses s'annulent. On peut confirmer que la réponse du système est celle escomptée.

La figure (4.12) ci-dessous montre les résultats de simulations de la commande pour des références proches de celles des points de fonctionnements initiales et du comportement de la commande vis-à-vis des perturbations sévères provoquée par le court-circuit triphasé.

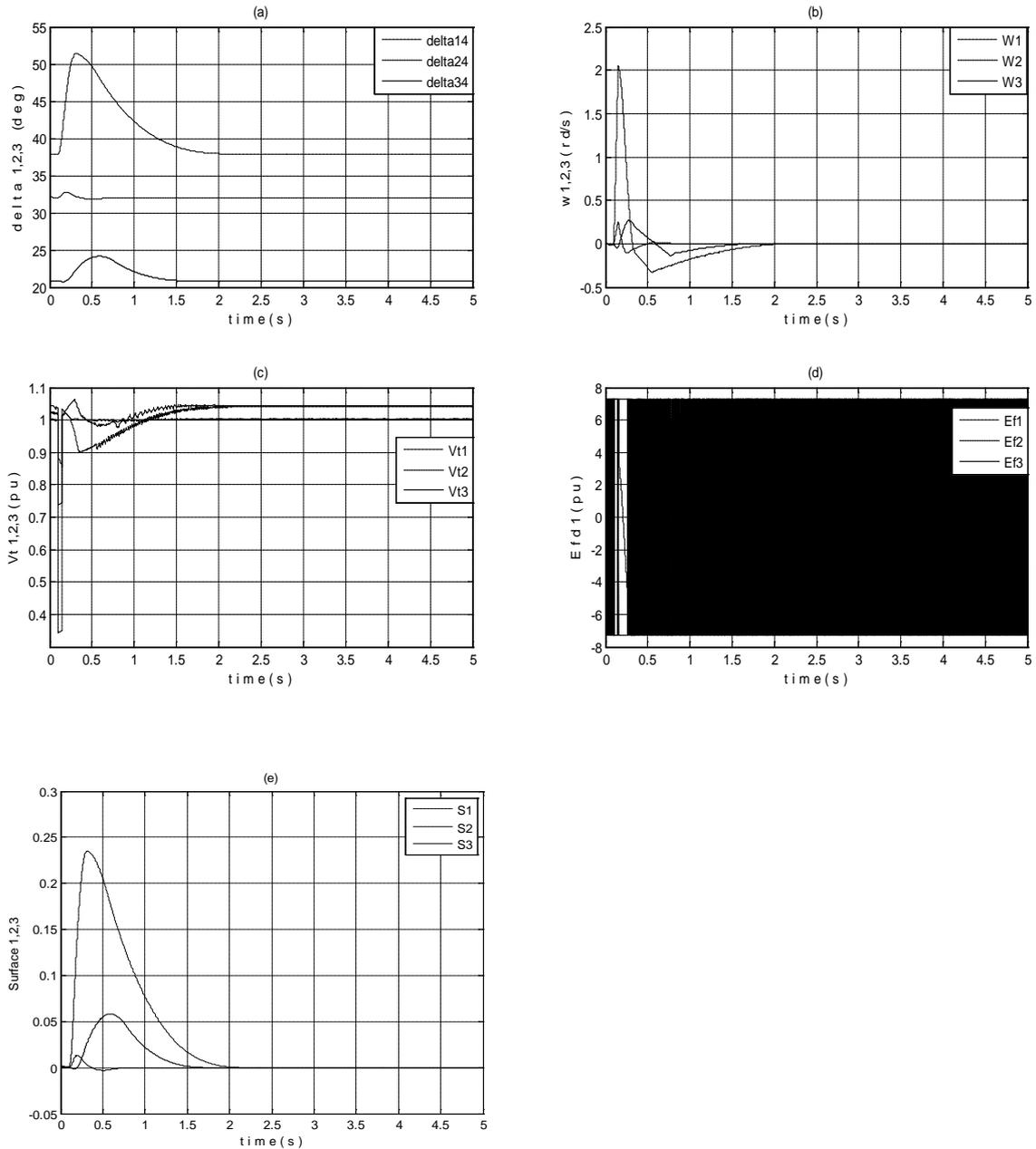


Fig 4.12. Réponse dynamiques du réseau par MGOS décentralisée avec les références autour des points de fonctionnements et un court-circuit à $t=0.1$ (s)

Nous avons appliqué la commande par mode glissant d'ordre 3 arbitraire. Notre objectif est de forcer l'angle interne de chaque générateur à suivre les δ_{id} désirés.

Les résultats de la figure (4.12) montrent la bonne régulation des angles internes et on peut constater que la tension terminale et la vitesse du rotor reviennent à leurs valeurs initiales au bout de 2 secondes.

4.8.2. Commande par MGOS avec le dérivateur de Levant décentralisée

La commande par le dérivateur de Levant est utilisée dont le but d'estimer les angles internes des machines synchrones par un observateur glissant d'ordre n , et en conséquence, obtenir une décentralisation de la commande globale.

La méthode présentée dans la section précédente considère l'angle interne comme une variable mesurable ce qui n'est pas le cas en pratique. Dans cette situation, on prend les estimés des angles internes et les courants comme des valeurs mesurables.

La stratégie de cette technique de commande est de considérer la variable de glissement comme une fonction à estimer (l'erreur entre l'angle et sa référence).

4.8.2.1 Calcul de l'observateur

Rappelant les mêmes étapes utilisées dans la commande par MGO Arbitraire présentée dans la partie précédente.

a-Algorithmme

L'algorithme de cette commande est donné par l'équation (2.20) donnée dans le chapitre 2. Dans notre cas on applique directement la commande où le système à un degré relatif $r=3$.

Les valeurs de λ_i utilisées dans notre dérivateurs sont des coefficients de Levant [20].

	λ_n	λ_{n-1}	λ_{n-2}	λ_{n-3}	λ_{n-4}
Coefficient de Levant	1.1	1.5	3	5	8

Le dérivateur d'ordre 3 utilise les coefficients de Levant avec $f(t) = \sigma(Z)$ donné par :

$$\begin{aligned}
 \dot{Z}_1 &= Z_2 - 3L^{\frac{1}{3}}|Z_1 - f(t)|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(Z_1 - f(t)) \\
 \dot{Z}_2 &= Z_3 - 1.5L^{\frac{1}{2}}|Z_2 - Z_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(Z_2 - Z_1) \\
 \dot{Z}_3 &= -1.1 L \text{sign}(Z_3 - \dot{Z}_2)
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

Où Z_i les estimés des variables de glissements et ces dérivés

L la constante Lipchitz positif

Le nouveau modèle pour une seule machine est donné par les équations d'états suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \dot{Z}_3 = v \\ \dot{Z}_1 = Z_2 - 3L^{\frac{1}{3}}|Z_1 - \sigma(Z_i)|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(Z_1 - \sigma(Z_i)). \\ \dot{Z}_2 = Z_3 - 1.5L^{\frac{1}{2}}|Z_2 - Z_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(Z_2 - Z_1) \\ \dot{Z}_3 = -1.1 L \text{sign}(Z_3 - \dot{Z}_2) \end{array} \right. \quad (4.50)$$

$$v_i = -\alpha_i \left[Z_{i2} + 2 \left(|Z_{i1}| + |Z_{i0}|^{\frac{2}{3}} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(Z_{i1} + |Z_{i0}|^{\frac{2}{3}} \cdot \text{sign}(Z_{i0}) \right) \right] / \left[|Z_{i2}| + 2 \left(|Z_{i1}| + |Z_{i0}|^{\frac{2}{3}} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (4.51)$$

Où

$$Z_{i0} = \sigma_i$$

4.8.2.2. Résultats de simulation

Les figure ci-dessous donnent les résultats de simulation du système étudié commandé par le dérivateur de Levant dont l'objectif est de décentraliser la commande globale par l'estimation des angles internes.

La figure (4.13) donne la dynamique du système avec les références des angles autour de leurs points de fonctionnements et un court-circuit triphasé à $t=0.1$ (s).

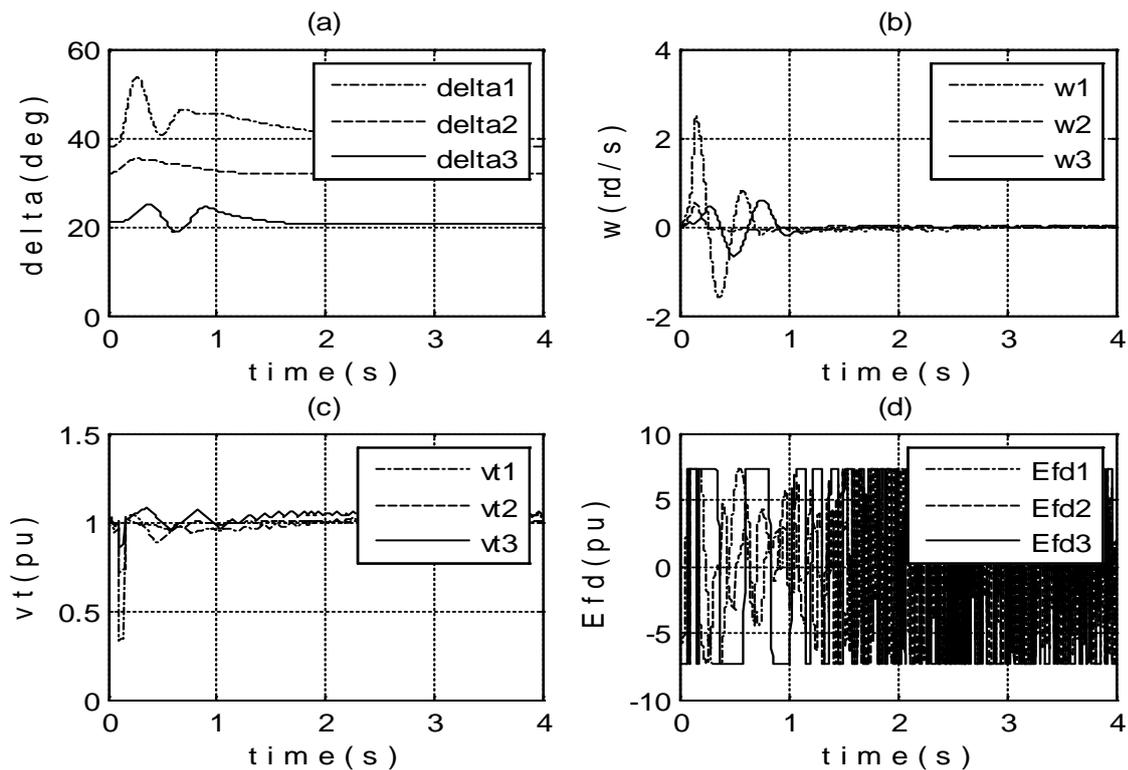


Fig 4.13. Dynamique du réseau à trois machines commandé par MGOS avec le dérivateur de Levant

La figure (4.14) ci-après, donnée les dynamiques des estimés des angles internes. Les traits en bleu représente les angles internes et les traits en rouge représentent leurs estimés.

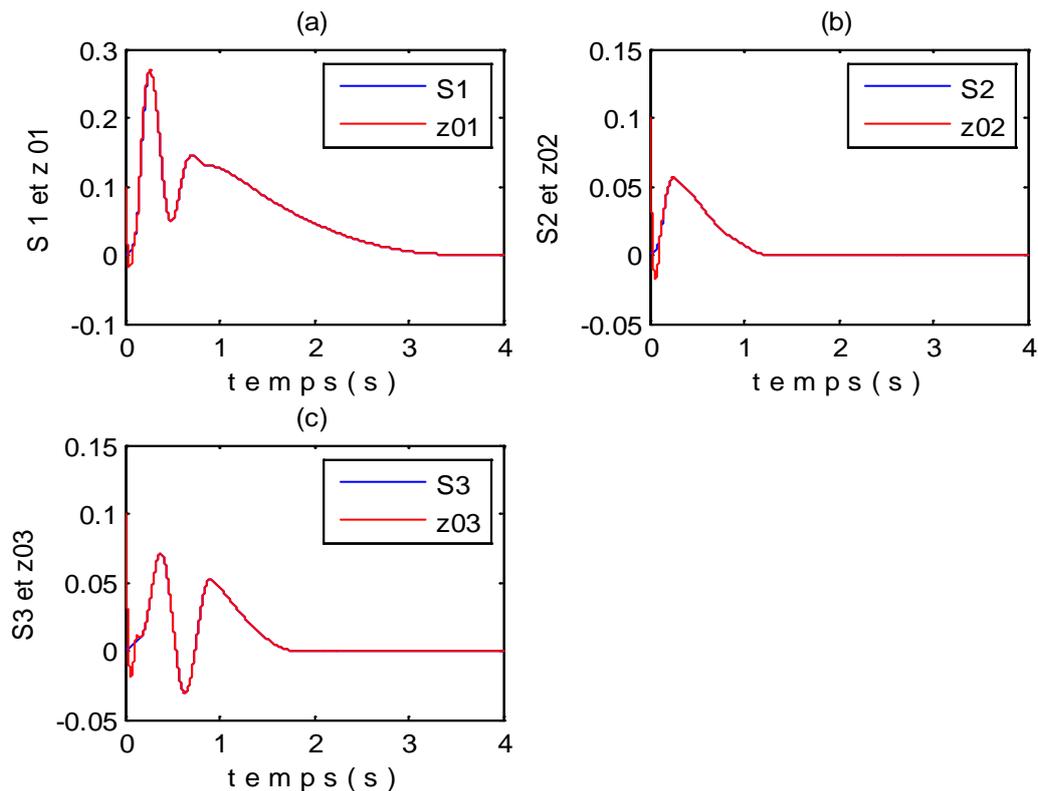


Fig 4.14. Estimations des angles internes

Nous remarquons que les estimés convergent rapidement vers les angles internes à $t=0.2$ (s), ceci confirme l'intérêt de l'application de la technique dans la décentralisation de la commande globale d'une part, et la garantie totale de la robustesse en terme de stabilité (changement de points de fonctionnements), et la robustesse vis-à-vis des perturbations sévères (court-circuit triphasé) d'autre part.

4.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé plusieurs techniques de commandes centralisées et décentralisées pour une classe de système complexe. Pour valider ces techniques de commandes, nous les avons appliqué sur un réseau mono/multi-machines interconnectées dont le but est de commander les angles internes et par conséquent la stabilisation des tensions terminales autour de leurs points de fonctionnements. Deux tests de validation ont été appliqués pour chacun des réseaux. Le premier est un test de régulation autour d'un point d'équilibre pour les angles internes et les tensions. Le deuxième concerne le test de robustesse

vis-à-vis des perturbations sévères (court-circuit triphasé). Ces deux tests ont permis de confirmer la validité des différentes commandes proposés.

La première partie, est consacrée à l'application de la commande centralisée à un réseau électrique mono-machine connecté à un nœud infini (SMIB). Nous avons appliqué une commande conventionnelle AVR de telle sorte à montrer l'insuffisance de cette commande vis-à-vis du court-circuit triphasé en premier lieu. Puis nous avons appliqué la commande par mode glissant et la commande hybride floue-glissant. Cette dernière, a été proposée pour éliminer le phénomène de '*Chattering*' de la commande glissante. L'analyse des résultats de simulation obtenus par la commande hybride floue-glissant confirme la robustesse de la commande et la réduction du '*Chattering*'.

Dans la deuxième partie, nous avons proposé cinq approches de commandes décentralisées par mode glissant, floue-glissant, adaptative-glissant et mode glissant d'ordre supérieur des réseaux électriques multi-machines. La loi de commande décentralisée n'exige pas une connaissance parfaite des paramètres du système. L'intérêt majeur de la décentralisation est la simplification de la synthèse et l'implémentation des régulateurs. Chaque générateur est considéré comme un sous-système commandé par une commande locale. Cette dernière n'utilise que les informations locales.

L'élimination du phénomène de '*Chattering*' est faite par l'introduction d'un superviseur floue continu, ce dernier a été remplacé la fonction discontinue (*signe*) de la commande par mode glissant.

La commande hybride adaptative-glissant a été appliquée pour approximer les termes d'interconnexions par des polynômes d'ordre deux.

Pour la commande MGOS, nous avons proposé deux techniques de décentralisations :

- 1- La première est la commande par mode glissant d'ordre arbitraire prenant les termes d'interconnexions comme des perturbations et les valeurs des angles internes comme des paramètres accessibles.
- 2- La deuxième est le dérivateur de Levant estime les angles internes et prend les valeurs des courants comme des paramètres accessibles.

La faisabilité et les performances des commandes proposées sont démontrées à l'aide d'une simulation du réseau électrique à trois générateurs. L'analyse des résultats confirme en général, l'atténuation rapide des oscillations transitoires, la régulation exacte des sorties désirées et la robustesse vis-à-vis des courts-circuits triphasés.

En terme comparatif, les différentes techniques de commandes ont assurées la régulation des angles internes et la stabilisation des tensions autour de leurs points de fonctionnements au moment de l'apparition de la perturbation, ce qui signifie la résolution du problème de la stabilité transitoire. Néanmoins, la commande floue-glissante a atténué rapidement les oscillations transitoires, ainsi que l'élimination du problème de '*Chattering*' dans la commande an présentant une petite erreur statique au niveau des angles internes.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail a pour but la synthèse et l'application de différentes techniques de commande par mode de glissement sur un réseau électrique mono et multi-machine à modèle non linéaire interconnecté. La contribution principale réside dans le développement des lois de commande hybrides par mode de glissement et la commande par mode de glissement d'ordre supérieur décentralisée, afin de résoudre les problèmes de la stabilité transitoire et d'amortir efficacement les oscillations des réseaux électriques perturbés.

Nous avons élaboré à cet effet, un schéma de commande permettant la régulation de l'angle interne (stabilisation en vitesse) au niveau de chaque générateur du réseau électrique, et par conséquent la stabilisation de la tension terminale autour de leur valeur nominale.

Le choix du réseau électrique comme application, est motivé par le fait qu'il représente un bon exemple appartenant à la classe des systèmes complexes fortement interconnectés, où les interactions dynamiques des générateurs sont prises comme des données dans le cas de la commande centralisée et comme perturbations dans le cas de la commande décentralisée. Ainsi, l'élaboration d'une étude approfondie nous a été très bénéfique sur le plan investigation sur les techniques de commandes modernes.

Aussi, nous avons pu appliquer différentes techniques hybrides par mode glissant dont le but est de remédier au problème de '*Chattering*' dans un premier temps, et de décentraliser la commande en second temps. Dans ce même contexte, nous avons proposé l'application de la commande par mode glissant d'ordre supérieur décentralisée au réseau électrique. Cette dernière permet non seulement de simplifier de manière significative la synthèse par rapport aux autres approches de commandes, mais également de réaliser une commande décentralisée pour chaque sous-système en tenant compte uniquement des informations locales.

La décentralisation a été faite par deux méthodes :

1. En disposant des variables I_i et E'_{qi} par des mesures locales et de la dérivée de I_i par la méthode d'approximation des dérivés d'Euler. Les termes de couplage w_i sont considérés en tant que perturbations de chaque sous- système.

2. Pour la deuxième méthode, les termes de couplages ont été supposés comme des polynômes d'ordre deux à paramètres inconnus. Ces derniers ont été estimés par la commande adaptative indirecte.

Les deux méthodes précédentes, prenaient comme hypothèse la connaissance exacte de la mesure de l'angle interne δ_i de chaque machine, mais malheureusement ce n'est pas le cas dans la pratique. Cette situation contraignante nous a mis sur une autre piste pour surmonter ce type de problème, ce dernier est le dérivateur de Levant [20].

Ainsi, la deuxième contribution de notre travail consistait à concevoir une commande d'ordre arbitraire en utilisant le dérivateur de Levant en décentralisée sur le réseau multi-machines, simplifiant considérablement le calcul au niveau de la surface de glissement.

L'application des différentes techniques de commandes présentées ont montré de très bonnes performances en termes de régulation des angles internes des machines et des tensions du réseau électrique d'une part, assurant ainsi sa stabilité. D'autre part, nous avons également pu mettre en évidence l'efficacité du schéma de commande proposée en termes de décentralisation.

Les tests de robustesses sont basés sur l'application des perturbations sévères, rapides et de fortes amplitudes pour pouvoir évaluer la stabilité transitoire du réseau électrique.

Le premier test de robustesse est visualisé sur la réponse transitoire de l'angle interne du rotor à un changement de son point de fonctionnement. Par contre, le deuxième test est provoqué par un court-circuit triphasé appliqué pendant une durée de 0.05(s) suivi par l'ouverture de la ligne affectée. Les différents contrôleurs ont pu surmonter ces perturbations et sont parvenus à rétablir le réglage des angles internes ainsi que les tensions terminales à une valeur près de 1 (pu) pour chaque générateur, c'est à dire à assurer la stabilité transitoire du réseau électrique. Les résultats de simulations montrent bien que la technique floue glissant est efficace et peut éliminer totalement le phénomène de '*Chattering*'.

Pour le premier test de régulation de l'angle interne de chaque machine, les différents régulateurs ont assurés le réglage des angles internes et les tensions terminales autour de leurs points de fonctionnements nominaux comme cité précédemment, alors que la commande hybride floue-glissante a présenté une petite erreur statique dû au superviseur floue qui a remplacé la fonction signe. Mais, cette dernière commande a pu minimiser rapidement le maximum des effets des perturbations (oscillations), ainsi que l'élimination du problème de '*Chattering*' dans la commande.

En termes de robustesse vis-à-vis des régulations des angles internes et la rejection des effets des perturbations, nous avons pu remarquer que les commandes par modes glissants sont robustes par rapport aux techniques hybrides. Mais ces dernières, ont un problème majeur dans l'application pratique et surtout les commandes par modes glissants d'ordres supérieurs où il faut augmenter le nombre des observateurs. Néanmoins, la synthèse des lois CMGOS est simple par rapports aux restes des commandes élaborées.

Et comme perspective nous proposons :

- Elaborations de la commande hybride Adaptative Floue Glissant aux réseaux électriques multi-machines dont le but est de décentraliser la commande en utilisant la deuxième méthode (cité précédemment) et d'éliminer au même temps le phénomène de '*Chattering*'.
- Etablir les commandes hybrides Mode Glissant d'Ordre Supérieur avec comme objectif de simplifier considérablement les calculs, ainsi que de garder la robustesse de la commande MGOS.

Annexe A

Réseau Mono-machine standard connecté à un nœud infini

Pour bien comprendre le modèle mathématique ainsi que les équations électromagnétiques de la machine synchrone à pôles saillant, nous montrons le diagramme vectoriel qui nous donne également toutes les relations vectorielles de la machine synchrone.

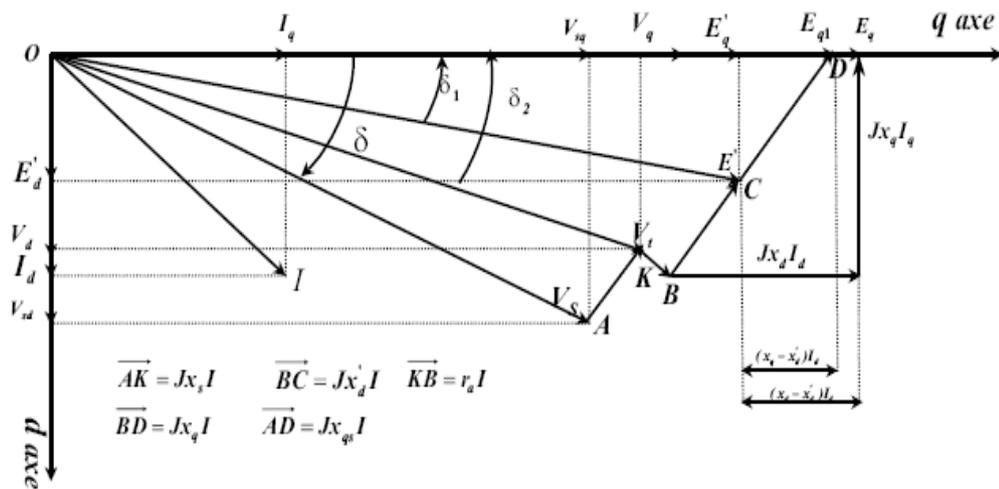


Figure 1. Diagramme vectoriel d'une machine connectée à nœud infini

Pour obtenir les équations algébriques et différentielles de la machine synchrone, nous avons besoin d'un circuit électrique qui soit en accord avec le diagramme donné par la fig(1). Ce modèle est décrit sur la figure (2) suivant et on l'appelle *Modèle E'*; ce modèle est bien adapté pour l'étude transitoire.

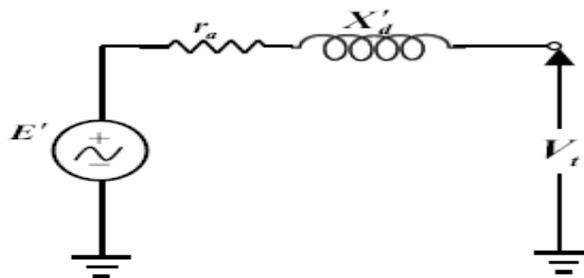


Figure 2 Modèle transitoire du générateur

Dans ce modèle nous notons :

E' : La tension transitoire interne du générateur.

V_t : La tension de sortie.

r_d : La résistance d'enroulement d'armature.

x_d' : La réactance transitoire d'enroulement d'armature.

Equation électrique de la machine synchrone

Calcul de E_q en fonction de E_q' et de V_s : D'après le diagramme de la fig(1) correspondant aux figure (2) et si on ne tient pas en compte de r_a ($r_a = 0$), on peut écrire :

$$E_{q1} = V_s \cos(\delta) + x_{qs} I_d \quad (1)$$

$$E_q = E_q' + (x_d - x_d') I_d \quad (2)$$

$$E_q' = E_{q1} - (x_q - x_d') I_d$$

$$E_q = E_{q1} + (x_d - x_q) I_d \quad (3)$$

En remplaçant (1) dans (3) on obtient

$$E_q = V_s \cos \delta + x_{qs} I_d + (x_d - x_q) I_d \quad (4)$$

D'après la relation (4) et les définitions de x_{qs} et x_{ds} nous avons :

$$E_q = V_s \cos \delta + x_{ds} I_d \quad (5)$$

Donc,

$$I_d = \frac{E_q - V_s \cos \delta}{x_{ds}} \quad (6)$$

D'autre part, avec l'équation (2) on peut écrire :

$$I_d = \frac{E_q - E_q'}{x_d - x_d'} \quad (7)$$

Il vient des équations (6), (7) :

$$E_q(t) = \frac{x_{ds}}{x_{ds}'} E_q'(t) - \frac{x_d - x_d'}{x_{ds}} V_s \cos(\delta(t)) \quad (8)$$

Calcul de l'équation de la tension de sortie V_t du générateur : d'après le diagramme vectoriel et en tenant compte de la règle du cosinus dans le triangle OBD ($r_a = 0$).

$$x_q^2 I^2 = V_t^2 + E_{q_1}^2 - 2V_t E_{q_1} \cos \delta_2 \quad (9)$$

D'autre part, en utilisant la règle de cosinus dans le triangle OAD ($r_a = 0$)

$$I^2 = \frac{V_s^2 + E_{q_1}^2 - 2V_s E_{q_1} \cos \delta}{x_{q_s}} \quad (10)$$

En remplaçant l'équation (10) dans l'équation (9) nous avons :

$$V_t^2 = \left(\frac{x_q^2}{x_{q_s}^2} - 1 \right) E_{q_1}^2 + \frac{x_q^2}{x_{q_s}^2} V_s^2 - \frac{2x_q^2}{x_{q_s}^2} V_s E_{q_1} \cos \delta + 2V_t E_{q_1} \cos \delta_2 \quad (11)$$

En observant le diagramme vectoriel, on peut également montre que :

$$E_{q_1} = V_t \cos \delta_2 + x_q I_d \quad (12)$$

An rempalcment (1) dans (12) on peut obtenir :

$$V_t \cos \delta_2 = \left(1 - \frac{x_q}{x_{q_s}} \right) E_{q_1} + \frac{x_q}{x_{q_s}} V_s \cos \delta \quad (13)$$

A la fin, en substituant (13) dans (11) nous aurons :

$$V_t^2 = \left(\frac{x_q^2}{x_{q_s}^2} - 1 \right) E_{q_1}^2 + \frac{x_q^2}{x_{q_s}^2} V_s^2 - \frac{2x_q^2}{x_{q_s}^2} V_s E_{q_1} \cos \delta + 2E_{q_1} \left\{ \left(1 - \frac{x_q}{x_{q_s}} \right) E_{q_1} + \frac{x_q}{x_{q_s}} V_s \cos \delta \right\} \quad (14)$$

En suite, après quelque manipulations de l'équation (14) on va obtenir :

$$V_t^2 = \frac{x_s^2}{x_{q_s}^2} E_{q_1}^2 + \frac{x_q^2}{x_{q_s}^2} V_s^2 + \frac{2x_q x_s}{x_{q_s}} V_s E_{q_1} \cos \delta \quad (15)$$

Pour trouver une relation directe entre E_{q_1} et E_q , on applique les équations (1) et (6) de la forme :

$$E_{q_1} = \frac{x_{q_s}}{x_{ds}} E_q + \frac{x_d - x_q}{x_{ds}} V_s \cos \delta \quad (16)$$

Donc, si on se sert l'équation (16) dans (15), on va obtenir une expression de la tension de sortie en fonction de E_q , V_s et δ .

$$E_q(t) = \frac{x_{ds}}{x'_{ds}} E'_q(t) - \frac{x_d - x'_d}{x'_{ds}} V_s \cos(\delta(t)) \quad (17)$$

$$V_t(t) = \frac{1}{x_{q_s}} \left\{ \frac{x_s^2 x_{q_s}^2}{x_{ds}^2} E_q^2(t) + \left[\frac{x_s^2 (x_d - x_q)^2 + 2x_q x_s x_{ds} (x_d - x_q)}{x_{ds}^2} \cos^2(\delta(t)) + x_q^2 \right] V_s \right. \\ \left. + 2 \left[\frac{x_s x_{q_s} (x_d - x_q) + x_q x_s x_{q_s} x_{ds}}{x_{ds}^2} \right] V_s E_q(t) \cos(\delta(t)) \right\}^{1/2} \quad (18)$$

Nous avons pouvons construire d'autre équations pour calculer V_t . dans cette nouvelle configuration, on va exprimer V_t en fonction de δ , P_e et V_s

La puissance électrique de sortie de bus infini est donnée par :

$$P_e = V_{sd} I_d + V_{sq} I_q \\ P_e = V_s \sin \delta I_d + V_s \cos \delta I_q \quad (19)$$

Nous allons obtenir une formule pour I_q à partir du diagramme vectoriel .Si ($r_a = 0$) alors

$$\vec{V}_s + jx_{q_s} \vec{I} = jE_{q_1} \\ (V_{sd} + jV_{sq}) + jx_{q_s} (I_d + jI_q) = jE_{q_1}$$

Donc, nous aurons :

$$V_{sd} - x_{q_s} I_q = 0 \quad \Rightarrow I_q = \frac{V_s \sin \delta}{x_{q_s}} \quad (20)$$

En appliquant (6) et (20) dans la relation (19), nous allons avoir :

$$P_e(t) = \frac{V_s E_q(t)}{x_{ds}} \sin(\delta(t)) + \frac{x_d - x_q}{x_{q_s} x_{ds}} V_s^2 \sin(\delta(t)) \cos(\delta(t)) \quad (21)$$

Si on calcule E_q par apport à P_e , δ et V_s

$$E_q(t) = \frac{x_{ds}}{V_s \sin(\delta(t))} P_e(t) - \frac{x_d - x_q}{x_{q_s}} V_s \cos(\delta(t)) \quad (22)$$

En substituant (22) dans (18) on obtient finalement :

$$V_t(t) = \frac{1}{x_{q_s}} \left\{ \frac{x_s^2 x_{q_s}^2}{V_s^2 \sin^2(\delta(t))} P_e^2(t) + x_q^2 V_s^2 + 2x_s x_q x_{q_s} P_e(t) \cot(\delta(t)) \right\}^{1/2} \quad (23)$$

Annexe B

Paramètres du réseau à trois machines

Paramètres de charges

$$A=0.4257-j2.038 \text{ p.u}$$

$$B=0.1121-j1.176 \text{ p.u}$$

$$C=0.4218-j1.475 \text{ p.u}$$

Paramètres de machines

Machine	$x_d(p.u)$	$x'_d(p.u)$	$T'_{d0}(p.u)$	$H(s)$	D
1	1.68	0.32	4.0	2.31	0
2	0.88	0.33	8.0	3.40	0
3	1.02	0.20	7.76	4.63	0

Points de fonctionnements

Machine	$\delta (deg)$	$P_m(p.u)$	$E_f(p.u)$	$V_t(p.u)$	$E_q'(p.u)$	$I_q(p.u)$	$I_d(p.u)$
1	37.93	0.8005	0.3770	0.9999	0.8430	0.9497	-0.3426
2	32.07	0.6863	0.4513	1.0200	0.7804	0.8795	-0.5983
3	20.88	0.5004	0.6077	1.0399	0.9509	0.5263	-0.4184

Calcul de la matrice admittance réduite

Le défaut considéré ici est un court-circuit triphasé survenant à la ligne de transmission qui lie le nœud (1) au nœud (2) égale à 20% de la longueur de cette ligne. Ce défaut est poursuivi par l'ouverture de cette ligne de transmission.

Matrice d'admittance avant le défaut

La figure ci-dessous montre le réseau avant l'arrivée du défaut :

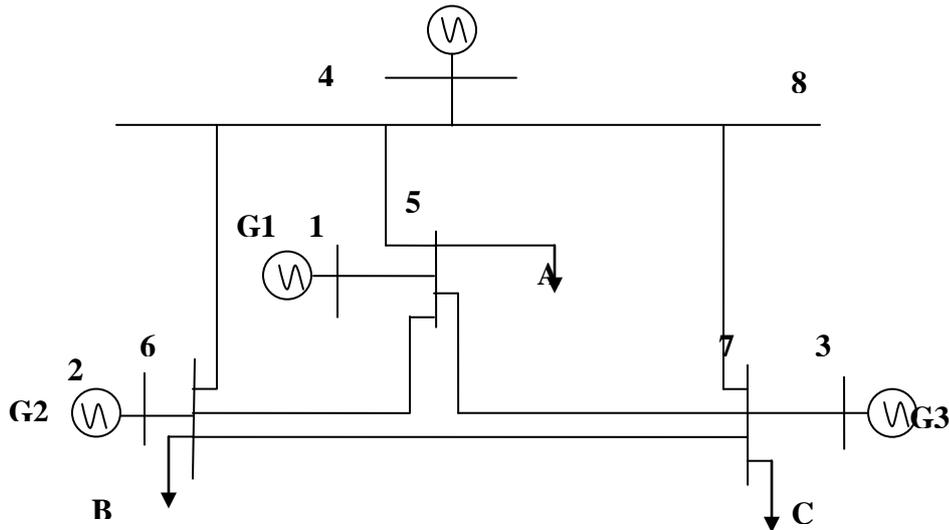


Fig 3 le réseau avant le défaut

Les matrices d'admittances sont :

$$Bbd = \begin{bmatrix} 0.1827 & 0.0281 & 0.0193 & -0.1161 \\ 0.0281 & 0.1462 & 0.0386 & -0.1161 \\ 0.0193 & 0.0386 & 0.2633 & -0.1382 \end{bmatrix}$$

$$Gbd = \begin{bmatrix} -1.5941 & 0.3818 & 0.5030 & 1.1017 \\ 0.3818 & -1.8560 & 0.5227 & 1.3949 \\ 0.5030 & 0.5227 & -2.0235 & 1.5809 \end{bmatrix}$$

Matrice d'admittance pendant le défaut

La figure ci-après montre le réseau pendant le défaut :

Les matrices d'admittances sont :

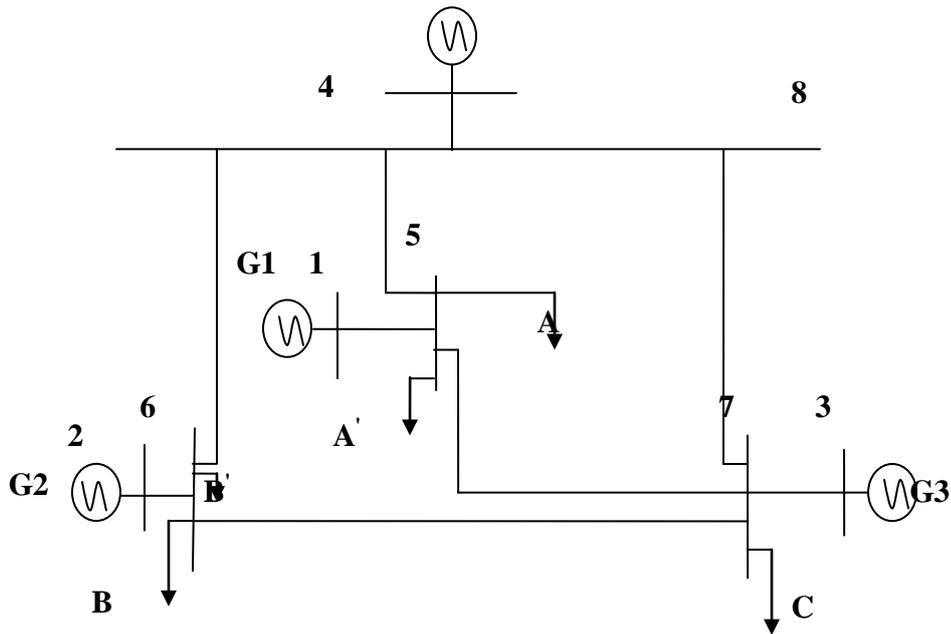


Fig 4. le réseau pendant le défaut

$$Bdd = \begin{bmatrix} 0.1023 & 0.0017 & 0.0115 & -0.0245 \\ 0.0017 & 0.1382 & 0.0381 & -0.0564 \\ 0.0017 & 0.1382 & 0.0381 & -0.0564 \end{bmatrix}$$

$$Gdd = \begin{bmatrix} -2.4492 & 0.0227 & 0.1688 & 0.3384 \\ 0.0227 & -2.0067 & 0.3826 & 1.0757 \\ 0.1688 & 0.3826 & -2.1535 & 1.2871 \end{bmatrix}$$

Matrice d'admittance après le défaut

La figure ci-après montre le réseau après le défaut :

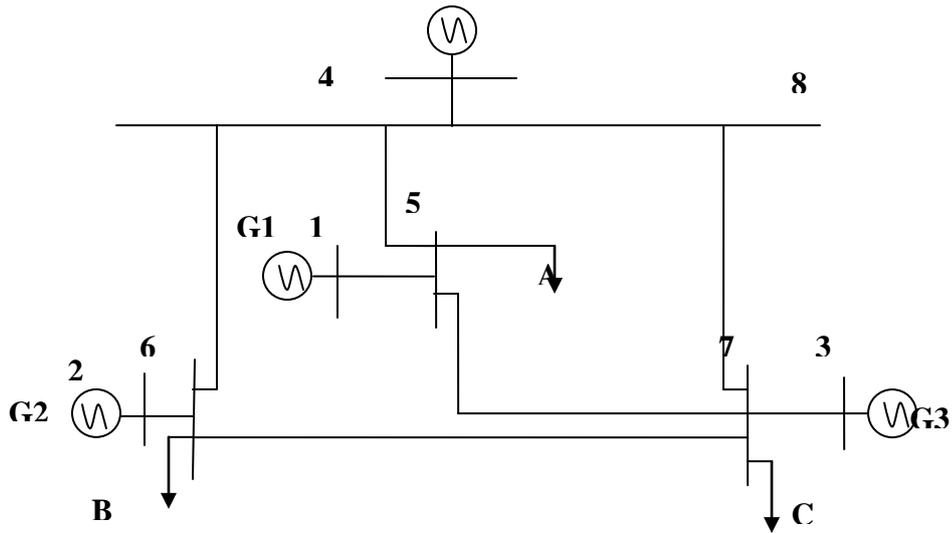


Fig 5. le réseau après le défaut

$$Bad = \begin{bmatrix} 0.2137 & 0.0017 & 0.0129 & -0.1134 \\ 0.0017 & 0.1682 & 0.0434 & -0.1022 \\ 0.0129 & 0.0434 & 0.2637 & -0.1367 \end{bmatrix}$$

$$Gad = \begin{bmatrix} -1.1909 & 0.0875 & 0.4899 & 0.9830 \\ 0.0875 & -1.6413 & 0.5322 & 1.4816 \\ 0.4899 & 0.5322 & -2.0232 & 1.5849 \end{bmatrix}$$

Bibliographies

- [1] A. MELAHI, « Commande Décentralisée par Logique Floue des Processus Complexe : Application au Réseau Electrique », thèse de Magister en automatique ENP, 2001.
- [2] P. M. Anderson, A. A. Fouad, « Power system control and stability », IOWA state university press, Ames, IOWA (1977).
- [3] R. Ali-Réiza, « contribution de la commande décentralisée non linéaire des réseaux électriques », thèse doctorat INPG, 2003.
- [4] B. Bandyopadhyay, F. Deepak, K.-S. Kim, « Sliding Mode Control Using Novel Sliding Surfaces », LNICS, Springer, (2009).
- [5] S. V. Emel'yanov, « Method of Designing Complex Control Algorithm Using an Error and its First Time Derivative Only », *Automation and Remote Control*, vol.18, iss.10, 1957.
- [6] S. V. Emel'yanov, I. A. Burovoi, et al, « Mathematical Models of Process in Technology and Development of Variable Structure Control System », *Metallurgy*, Moscow, 18(07) (1964).
- [7] V. I. Utkin, « Variable Structure System With Sliding Mode », *IEEE Transaction on Automatic Control*, Vol.22, iss.2, pp212–221, 1977.
- [8] U. Itkis, « Control Systems of Variable Structure », Wiley, New York, (1976).
- [9] A. Hussain, « Contribution à la Commande Adaptative Robuste par Modes Glissants », thèse de doctorat, l'Université de Reims Champagne Ardenne, 2009.
- [10] J. -J. E. Slotine, Li, « Applied Nonlinear Control », printice hall, (1991).
- [11] K. Ben Meziane, F. Dib, I. Boumhidi, « Fuzzy Sliding Mode Controller For Power System SMIB », *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 20th August, Vol. 54 No.2, 2013.
- [12] Z. Bouchama, M. N. Harmas, « Optimal Robust Adaptive Fuzzy Synergetic Power System Stabilizer Design », *Electric Power Systems Research*, vol. 83, no 1, pp. 170-175. 2012.
- [13] A. Benallegue, A. Mokhtari, L. Fridman, « Feedback Linearization and High Order Sliding Mode Observer for a Quadrotor UAV », *Int. Workshop on Variable Structure Systems*, pp. 365–372, 2006.
- [14] M. Ouassaid, M. Maaroufi, M. Cherkaoui, « Observer-based Nonlinear Control of Power System Using Sliding Mode Control Strategy », *Electric Power Systems Research*, Vol.84, Iss.1, pp. 135–143, March 2012.

- [15] Levantovsky, « Sliding Modes of High Orders and Their Applications for Controlling Uncertain Processes », Ph.D thesis, institute of Scientific and Technical Information, Moscow, 1987.
- [16] «IEEE International Workshop on Variable Structure Systems - VSS '96'», Institute of Industrial Science, University of Tokyo Roppongi, December 5 - 6, 1996.
- [17] G. Bartolini, A. PISANO, E. Usai, « First and Second Derivative Estimation by Sliding Mode Technique », *Journal of Signal Processing*, vol. 4, n. 2, pp. 167-176, 2000.
- [18] A. Levant, « Robust Exact Differentiation Via Sliding Mode Technique », *Automatica*, Vol. 34, No. 3, pp. 379-384, 1998.
- [19] A. Levant, « Universal Single-Input-Single-Output (SISO) Sliding-Mode Controllers With Finite-Time Convergence », *Automatic Control, IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, no 9, p. 1447-1451, 2001.
- [20] A. Levant, « Higher-Order Sliding Modes Differentiation and Output-Feedback Control », *International Journal of Control*, vol.76, pp.924-41,2003.
- [21] A. Levant, Y. Pavlov, « Generalized Homogeneous Quasi-Continuous Controllers », *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 18, no. 4-5, pp. 385–398, 2008.
- [22] A. Levant, L. Fridman, « Accuracy of Homogeneous Sliding Modes in the Presence of Fast Actuators », *IEEE transactions on automatic control*, vol. 55, no. 3, march 2010
- [23] H. Huerta, G. Alexander J.M.-C. Loukianov, « Decentralized Sliding Mode Block Control of Multimachine Power Systems », *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Vol.32, pp.1-11, 2010.
- [24] L. Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards, and X. G. Yan, « Higher Order Sliding Mode Observer for State Estimation and Input Reconstruction in Nonlinear Systems », *International Journal of Robust and Nonlinear Control, Special Issue on Advances in Higher Order Sliding Mode Control*, Vol. 18, Iss. 4-5, pp. 399-412, March 2008.
- [25] S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, « Higher Order Sliding Mode Control Based on Integral Sliding Mode », *Automatica*, Vol.43, N° 3, pp. 531-. 537, 2007.
- [26] D. A. Voytsekhovskiy, R. M. Hirschorn, « Stabilization of Single-Input Nonlinear Systems Using Higher Order Compensating Sliding Mode Control », *In 45th IEEE Conference on Decision and Control and the European Control conference*, pages 566–571, 2005.
- [27] M. Smaoui, X. Brun, D. Thomasset, « A Robust Differentiator-Controller Design for an Electropneumatic System », *44th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference CDC-ECC 2005*, Seville, Espagne, 12-15, 6p, December 2005.

- [28] G. Bartolini, A. PISANO, E.Usai,« First and Second Derivative Estimation by Sliding Mode Technique », *Journal of Signal Processing*, vol. 4, n. 2, pp. 167-176, 2000.
- [29] V. I. Utkin,« Sliding Modes in Control and Optimization », Vol. 116. Berlin: Springer-Verlag, 1992.
- [30] A.Isidori,« Nonlinear Control Systems (3rd edn) », Springer: Berlin, (1995).
- [31] Michael Defoort,« Contributions A La Planification Et A La Commande Pour Les Robots Mobiles Coopératifs », thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [32] J.J. E. Slotine et W. Li,« Applied Nonlinear Control », Prentice Hall, N.J., (1991).
- [33] J.J. Slotine, and S.S. Sastry, « Tracking Control of Nonlinear Systems Using Sliding Surfaces with Applications to Robot Manipulators », *International Journal of Control*, Vol.39, 1983.
- [34] W. Perruquetti, J.P. Barbot,« Sliding Mode Control in Engineering », CRC Press, (2002).
- [35] V. Bregeault,« Quelques Contributions à la Théorie de la Commande par Modes Glissants », Thèse de Doctorat, l'Ecole Centrale de Nantes, 2010.
- [36] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin and L.V. Levantovsky,« Higher Order Sliding Modes in the Binary Control Systems », *Soviet Physics, Doklady*, Vol. 31, No. 4, pp. 291-293 , 1986.
- [37] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin and L.V. Levantovsky,« Second Order Sliding Modes in Controlling Uncertain Systems », *Soviet Journal of Computer and System Science*, Vol. 24, No. 4, pp. 63-68 , 1986.
- [38] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin and L.V. Levantovsky,« Drift Algorithm in Control of Uncertain Processes », *Problems of Control and Information Theory*, Vol. 15, No. 6, pp. 425-438 , 1986.
- [39] A. Levant,« Homogeneity Approach to High-Order Sliding Mode Design », *Automatica*, Vol.41, iss.5, pp.823-830, 2005.
- [40] L. Fridman, A. Levant and J. Davila,« Observation of Linear Systems with Unknown Inputs via High-Order Sliding-Modes », *International Journal of SystemsScience*, vol.38, iss.10, pp.773-791, 2007.
- [41] M. Levant, L. Levantovsky,« Sliding Order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control », *International Journal of Control*, vol.58, no.6, pp.1247-1263, 1993.
- [42] A.F. Filippov,« Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides », Kluwer, (1988).

- [43] T. Salgado Jimenez, « Contribution à la Commande d'un Robot sous-Marin Autonome de Type Torpille », Thèse de Doctorat de l'université Montpellier II, Le 21 décembre 2004
- [44] A. Levant, « Arbitrary-Order Sliding Modes with Finite-Time Convergence », *Proc. of the 6th IEEE Mediterranean conference on control and systems*, 1998.
- [45] A. Levant, « Controlling Output Variable via Higher Order Sliding Modes », *European Control Conference*, 1999.
- [46] K. Guesmi, N. Essounbouli, N. Manamanni, A. Hamzaoui & J. Zaytoon, « Commande Hybride par Mode Glissant Flou Appliquée à un Moteur à Induction », *Proc. du CIFA'2004*, Douze (Tunisie), 2004.
- [47] E. Y. Y. Ho and P. C. Sen, « Control Dynamics of Speed Drive Systems Using Sliding Mode Controllers with Integral Compensation », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.27, pp. 883-892, 1991.
- [48] S.C. Lin, and Y.Y Chen, « A GA-based Fuzzy Controller with Sliding Mode », *IEEE International Conf on Fuzzy Systems*, pp.1103-1110, 1995.
- [49] N. Essounbouli, A. Hamzaoui. & N. Manamanni, « Fuzzy Supervisor for Combining Sliding Mode Control and H_∞ Control », *Proc. Of 10th International Fuzzy System Association World Congress, IFSA 2003*, Istanbul, Turkey, 2003.
- [50] A. Hamzaoui, N. Manamanni, N. Essounbouli and J. Zaytoon, « Switching Controller's Synthesis: Combination of a Sliding Mode and H_∞ Control by a Fuzzy Supervisor », *Proc. Of IFAC conference on Analysis and Design of Hybrid Systems ADHS 03*, Saint-Malo, France, pp.283-288, 2003.
- [51] **S. Benahdoug**, D. Boukhetala, F. boudjema, R. Khanfer and M. Meddad, « Decentralized Adaptive Sliding Mode Exciter Controller of Power Systems », *International Review of Automatic Control*, vol.5, N.6, pp. 790-797, November 2012.
- [52] L. Fan, A. Feliachi and A. Davar, « Decentralized Control of Power systems Using Disturbance Accommodation Technique », *Proceeding of American Control Conference Arlington, VA*, 25-27, 2001.
- [53] A. Karimi, A. Feliachi, « Decentralized Adaptive Backstepping Control of Electric Power Systems », *Electric Power Systems Research*, vol.78, pp.484-493, 2008.
- [54] J.-P. Brodier, « la Logique Floue et Régulateur PID », *Elektuur B.V D*, Pays-Bas, (1994).
- [55] E.H. Mamdani, « Application of Fuzzy Algorithms for Control of a Simple Dynamic Plant », *Proc. of the IEEE control and science*, pp. 1585-1588, 1974.
- [56] K. Johan Astrom, B Wittenmark, « Adaptive Control », Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1995.

- [57] T. Takagi et M. Sugeno, « Derivation of Fuzzy Control Rules From Human Operator's Control Actions », *Proc. of the IFAC Symposium on Fuzzy Information*, pp. 55-60, 1983.
- [58] **S. Benahdoug**, D. Boukhetala, F. Boudjema and K. Saoudi, « Decentralized Indirect Adaptive Sliding Mode Excitation Controller of Power Systems », *Proceeding of 4th International Conference on Electrical Engineering ICEE2012*, Algiers, Algeria, May 07-09, 2012.
- [59] **S. Benahdoug**, D. Boukhetala, F. Boudjema, « Decentralized High Order Sliding Mode Control of Multimachine Power Systems », *Electrical Power and Energy Systems*, vol.43, iss. 1, pp.1081–1086, 2012.
- [60] **S. Benahdoug**, D. Boukhetala, F. Boudjema, « Decentralized Variable Structure Control of Multimachine Power Systems », *5th ICEE 27-29*, Batna, Algeria, Octobre 2008.
- [61] **S. Benahdoug**, D. Boukhetala, F. Boudjema, « Decentralized Sliding Mode Control of Power Systems », *3rd ICEE2009 5-7*, Boumerdès, Algeria, December 2009.
- [62] L.Qiang, S.Yuanzhang, M. Shengwei, « Nonlinear Control Systems and Power System Dynamics », Kluwer Academic Publishers, USA, (2001).