

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique Projet de Fin d'Etudes

en vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en
Automatique

Thème

Linéarisation par bouclage non linéaire
et commandes à structure variable
centralisée et décentralisée appliquées à un
réseau électrique multimachines

Proposé et dirigé par :

D. Boukhetala
F. Boudjema

Présenté par :

Benahdouga Seddik
Laimeche Mohammed

Promotion : Juin 2003

في هذا العمل نقدم طريقتي التحكم المركزي واللامركزي بالنسبة لأنظمة المعقدة المتشابكة الأخطية للشبكات الكهربائية، حيث قمنا بداية بإزالة اللاخطية وذلك باستعمال طريقة التغذية الراجعة اللاخطية. نتيجة لهذا تمكنا من تطبيق طريقة التحكم بالبنية المتغيرة المركزية واللامركزية على شبكة كهربائية مكونة من ثلاث مولدات. نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت نجاعة الطرق المقترحة.

كلمات مفتاحية: الشبكة الكهربائية، التحكم المركزي، التحكم اللامركزي، التحكم ذي البنية المتغيرة، التغذية الراجعة اللاخطية

Abstract:

In this work, centralized control and decentralized control are applied to a nonlinear tree machines electrical power system. The non linearities are handled through a feedback linearization approach, which is applied to each generating unit in the system. Furthermore, a variable structure centralized and decentralized control schemes are used to ensure the transient stability of the system. Simulation results are performed to demonstrate the feasibility of the proposed schemes.

Keywords: Electrical power system, centralized control, decentralized control, variable structure control, feedback linearization.

Résumé:

Dans ce travail, nous traitons le problème des commandes centralisée et décentralisée des systèmes d'énergie électrique. Un modèle non linéaire d'un réseau électrique comportant trois machines a été utilisé. Dans un premier lieu, l'approche de linéarisation par bouclage non linéaire a été synthétisée dans un contexte centralisée puis appliquée en décentralisée. Deux commandes à structure variable centralisée et décentralisée ont été ensuite appliquées pour assurer la stabilité transitoire du système. Les résultats de simulation montrent l'efficacité des schémas de commande proposés.

Les mots clés : réseau électrique, commande centralisée, commande décentralisée, commande à structure variable, linéarisation par bouclage.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

☞ *A mes très chers parents qui m'ont toujours soutenu.*

☞ *A mon frère : Ali et ma sœur.*

☞ *A toute ma famille.*

☞ *A tous mes amis : Boualem, Samir, Riad,
Bachir, Meftah, Salah, Yassin, Derradji,
Abdlah*

☞ *A tous mes amis et collègues de Bouraoui
A tous qui me sont chers.*

Seddik

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

الإهداء

إلى التي خصتني برعايتها وبجناحتها، إلى التي سهرت الليالي من أجل

راحتي، إلى أغلى ما في الوجود: أمي العزيزة.

إلى أخي الكبير الذي ساعدني كثيرا، إلى الغالي عبد الله.

إلى كل اخوتي، جمال، سمير، يوسف وعبد الرحمان.

إلى كل الأصدقاء و الزملاء

اهدي هذا العمل المتواضع

محمد

Remerciement

*E*n premier, nous exprimons notre profonde gratitude à nos promoteurs, Mr D.Boukhetala et F.Boudjema pour ses conseils judicieux, son suivi attentif et sa confiance qui nous a été très précieuse, de plus nous tenons à la remercier pour nous avoir assuré l'encadrement et la documentation nécessaire pour l'élaboration de ce mémoire.

Nos remerciements à l'ensemble des enseignants et les membres du personnel de notre Département pour leurs aides et leur disponibilité tout au long de notre cursus à l'ENP.

Enfin, nous remercions toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

SOMMAIRE

INTRDUCTION GNERALE.....	1
Chapitre I : Modélisation du Réseau Electrique	
I.1. INTRODUCTION.....	4
I.2. PRESENTATION GENERALE.....	5
I.3. MODELISATION.....	6
I.3.1. Générateurs.....	6
I.3.2. Modèle de la partie mécanique.....	6
I.3.3. Modèle de la partie électrique.....	7
I.3.4. Principe de la transformation de Park.....	7
I.3.5. Equations électriques de la machine.....	8
I.4. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	10
I.4.1. Modèle électrique.....	10
I.4.2. Lignes de transmission.....	13
I.4.2.1. Le repère D-Q.....	13
I.4.2.2. Calcul de la matrice d'admittance.....	14
I.4.2.3. Calcul de la matrice réduite.....	15
I.4.2.4. Calcul des courants.....	16
I.4.2.5. Modélisation dans l'espace d'état.....	17
I.5. STABILITE DES RESEAUX ELECTRIQUES.....	18
I.5.1. Introduction.....	18
I.5.2. Stabilité statique, stabilité dynamique.....	18
I.5.3. Stabilité transitoire.....	18
I.6. SIMULATION.....	19
I.7. CONCLUSION.....	22

Chapitre II : Commande à Structure Variable et Linéarisation par Bouclage non Linéaire

II.1 INTRODUCTION	23
II.2 CONCEPTS DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE.....	24
II.2.1 Principe de la commande à structure variable	24
II.2.2 Configurations de base pour les systèmes à structure variable.....	24
II.3 THEORIE DES MODES GLISSANTS.....	26
II.3.1 Surface de commutation.....	26
II.3.2 Régime de glissement.....	27
II.3.3 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	29
II.3.4 Conditions d'existence d'un mode de glissement	29
II.4 CONCEPTION DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE	31
II.4.1 Choix de la surface de commutation.....	32
II.4.2 Calcul de la commande à structure variable.....	33
II.5 PROPRIETES DE ROBUSTESSE	33
II.5.1 Par rapport aux perturbations extérieures.....	33
II.5.2 Par rapport aux variations paramétriques	34
II.6. LINEARISATION PAR BOUCLAGE.....	35
II.6.1.Cas des Systèmes Mono Entrée/ Mono Sortie	35
II.6.1.1.Dérivée et crochet de lie	35
II.6.1.2. Détermination du degré relatif	36
II.6.1.3. Détermination du difféomorphisme.....	36
II.6.1.4.La forme normale	37
II.6.1.5.Linéarisation exacte par bouclage	39
II.6.1.6. Calcul de la commande	39
II.6.2.Cas des système Multi-entrée / Multi-sortie	40
II.6.2.1.Degré relatif vectoriel	40
II.6.2.2.La Forme normale	41
II.6.2.3.Calcul de la commande	42
II.7. CONCLUSION	44

Chapitre III : Découplage Linearisant Centralisé et Décentralisé

Appliqué à un Réseau Multimachines

III.1.INTRODUCTION.....	45
III.2.DEGRE RELATIF.....	46
III.3.FORME NORMALE	47
III.4.LA COMMANDE LINEARISANTE	48
III.5.LINEARISATION PAR BOUCLAGE CENTRALISE.....	50
Résultats de simulation	
III.6.LINEARISATION ET DECOUPLAGE PAR BOUCLAGE DECENTRALISE.....	55
Résultats de simulation	
III.7.INFLUENCE DES VALEURS DES BORNES SUR LA LINEARISATION ET LE DECOUPLAGE DECENTRALISE DU SYSTEME.....	58
Résultats de simulation	
III.8.CONCLUSION	66

Chapitre IV: Application de la Commande à Structure Variable Centralisée et Décentralisée à un Réseau Electrique Multimachines

IV.1.INTRODUCTION.....	67
IV.2 BUT DE LA REGULATION D'UN RESEAU ELECTRIQUE MULTIMACHINE.....	68
IV.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE APPLICATION ...	68
IV.4. COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE CENTRALISEE	72
Résultats de simulation	
VI.5. COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE DECENTRALISEE	79
Résultats de simulation	
VI.6.CONCLUSION	86
CONCLUSION GENERALE.....	87
ANNEXE.....	89
BIBLIOGRAPHIE.....	91

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, les réseaux d'énergie électrique sont de plus en plus confrontés à des problèmes de stabilité, de complexité de structure ou des problèmes de transport d'énergie entre les grands systèmes électriques. Face à une demande d'énergie électrique qui ne cesse d'augmenter, les réseaux électriques deviennent de plus en plus maillés et interconnectés. Ces derniers sont souvent soumis à diverses perturbations qui ont un effet sur leur stabilité. Selon la nature de ces perturbations, deux types de stabilité peuvent être analysés. Il s'agit de la stabilité transitoire et dynamique. Pour l'étude de la stabilité transitoire le réseau est supposé soumis à des fortes et rapides perturbations allant jusqu'à dépasser la capacité des dispositifs de commande conventionnels. Ainsi dans ce cas le modèle utilisé est non linéaire. Lorsque le réseau est sujet à de faible perturbation lentes ou rapides, on parle plutôt de la stabilité statique et dynamique et un modèle linéaire ou linéarisé peut être utilisé [5] [7].

L'objectif de base lors de la synthèse d'une loi de commande pour le réseau électrique, est de maintenir la stabilité du réseau. D'une part, d'améliorer les performances du système selon les exigences technologiques, d'autre part.

Notre travail est consacré à l'étude de la stabilité transitoire des réseaux électriques multi-machines. Cette étude vise l'application de la commande à structure variable dans le but de stabiliser l'angle interne et par conséquent stabiliser la tension terminale pour chaque générateur.

Le modèle du réseau multi-machine étant non linéaire et fortement interconnecté, la synthèse d'une loi de commande devient difficile. Cependant, l'approche de découplage et linéarisation par bouclage non linéaire s'avère nécessaire pour faciliter la synthèse [5].

Par ailleurs, le réseau électrique étant composé de plusieurs sous système interconnectés peuvent être géographiquement éloignés rend parfois l'utilisation de la commande centralisées impossible à cause du transfert d'information (mesures) et le volume de calcul important au niveau de l'unité de commande. Ainsi, l'utilisation de la structure de commande décentralisée qui consiste à synthétiser pour chaque sous système une loi de commande locale ne nécessite que des mesures locales au niveau de chaque sous système [14]. Les structures de commande centralisées et décentralisées sont illustrées par les figures suivantes :

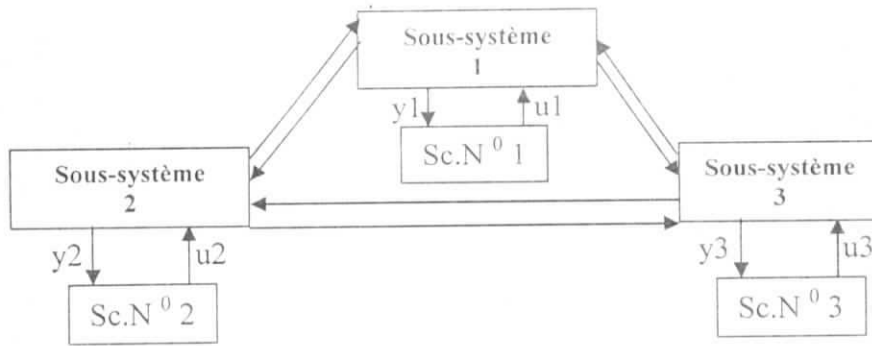


Figure.1 Schéma de principe de la commande décentralisée

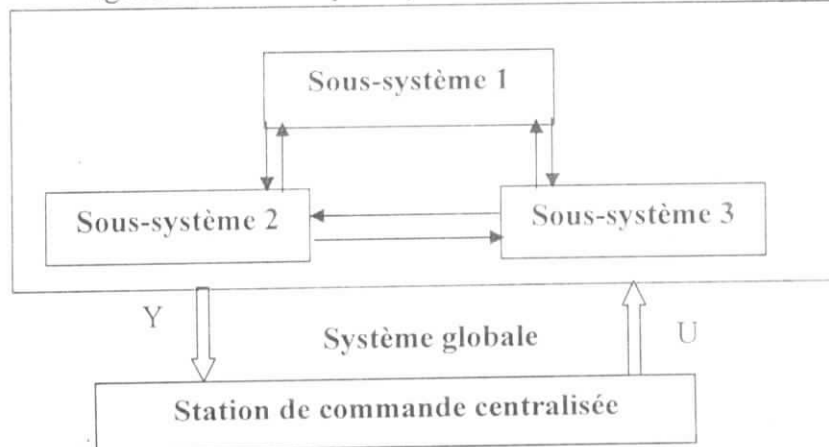


Figure.2 Schéma de principe de la commande centralisée

La commande à structure variable est basée sur le principe du changement de la structure du système commandé en fonction d'une loi mathématique qui détermine les instants de commutation d'un organe de commande. Celui-ci possède un comportement discontinu par morceaux à deux positions. La fréquence de commutation de l'organe de commande étant théoriquement infinie, l'application de cette technique est facilitée grâce aux développements technologiques de l'électronique de puissance et des microprocesseurs. L'avantage apporté par l'utilisation des modes glissants est la robustesse de la loi de commande vis à vis les variations paramétriques et des perturbation (ce qui est le cas du réseau électrique). [5] [3]

Notre travail est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons la modélisation du réseau électrique multi-machines non linéaires, un modèle finale est élaborée, en considérant une représentation à deux axes (modèle de Park) pour les machines synchrones associées aux équations algébriques des connexions.

Le second chapitre est organisé en deux parties, la première un rappel sur la théorie des systèmes à structure variable, ainsi que la méthode de conception de la commande à structure variable par contre la deuxième partie expose la commande linéarisante par bouclage non linéaire.

Dans le troisième chapitre, une commande linéarisante et découplante par bouclage a été synthétisé pour le cas centralisé et des résultats de simulation ont été obtenus. Afin de tester la validité de cette commande dans le cas décentralisé une application au un réseau à trois machines a été présenter avec des teste de simulation.

Le quatrième et dernier chapitre est consacré à l'application de la commande à structure variable au réseau électrique dans les deux cas centralisé et décentralisé. Dans ce dernier cas, les organes de commande de chaque sous-système disposent seulement de la mesure des l'états ou des la sorties locales. L'objectif de ce chapitre est de tester les performances de la commande centralisée et décentralisée avec une étude comparative.

Chapitre I

Modélisation du Réseau Electrique

Chapitre I

Modélisation du Réseau Electrique

I.1. Introduction

Le réseau électrique est un système décrit généralement par un modèle mathématique complexe et de dimension élevé. Dans la plupart des cas, le réseau électrique est caractérisé par plusieurs sous-systèmes géographiquement éloignés. Les éléments constituant un réseau d'énergie électrique sont en général : [7]

- Station de génération de la puissance électrique.
- Station de transformation ou de distribution de l'énergie électrique.
- Les consommateurs utilisant la puissance électrique dans leurs champs de travail.
- Les lignes de transmission, qui acheminent l'énergie électrique vers les consommateurs.

Vu de cette manière, le réseau électrique est un système fortement interconnecté, qui nécessite un traitement délicat et compliqué aussi bien sur le plan de planification que sur celui de l'optimisation et de la commande.

Dans ce chapitre nous consacrons à la modélisation du réseau électrique en commençant par une description succincte de ses différents composants. Un modèle non linéaire assez complet est élaboré. [7]

I.2. Présentation générale

La figure (I.1) montre un type d'un réseau électrique multi-machine. Les générateurs sont présentés par des tensions et des impédances, connectés aux lignes de transmission par les nœuds dits « nœuds générateurs ». Les charges, quant à elles, sont présentées par des impédances (cas des charges statiques ou variant peu). Celles-ci sont connectées aux lignes de transmission via les nœuds dits « nœuds charges ».

n générateurs

r Charge

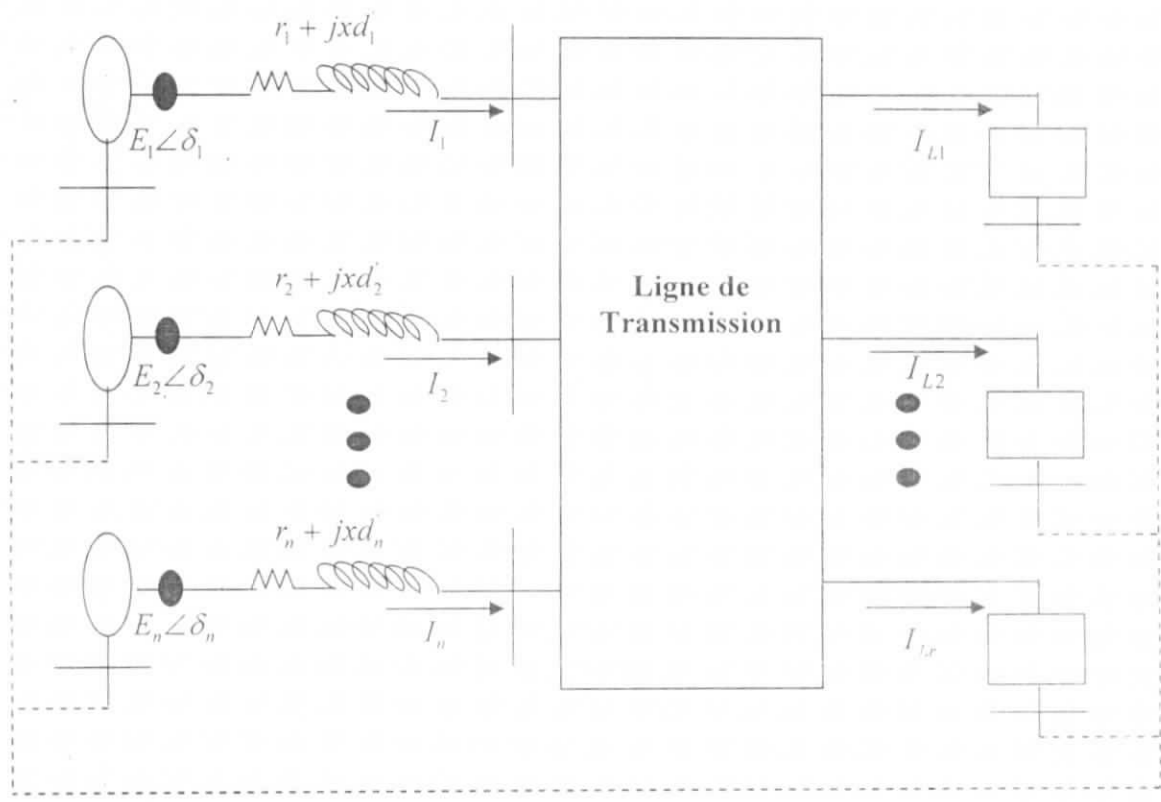


Figure.I.1 Schéma représentatif d'un réseau électrique multi-machine

I.3. Modélisation

Dans cette section, nous allons modéliser les constituants des réseaux électriques, à savoir, les générateurs, les lignes de transmission, les charges. [7]

I.3.1. Générateurs

Les générateurs, sont des machines synchrones utilisées pour la génération du courant à partir de la puissance mécanique fournie par des turbines ou d'autres dispositifs. Les générateurs sont constitués de deux parties, une partie statique dit le stator et l'autre partie tournante dit 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.

I.3.2. Modèle de la partie mécanique

Les équations mécaniques de la machine synchrone sont bien déterminées. Pour les obtenir, nous utilisons 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.

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\delta} = \omega - \omega_0 \\ \dot{\omega} = \frac{\omega_0}{2H} (P_m - P_c) - \frac{D}{2H} (\omega - \omega_0) \end{array} \right. \quad (I.1)$$

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.

I.3.3. 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 du, à la fois, à la rotation du rotor et à la géométrie des bobines et leurs emplacements dans la machine.

I.3.4. 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 (Fig.I.2) 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.[5][7]

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. I.2).

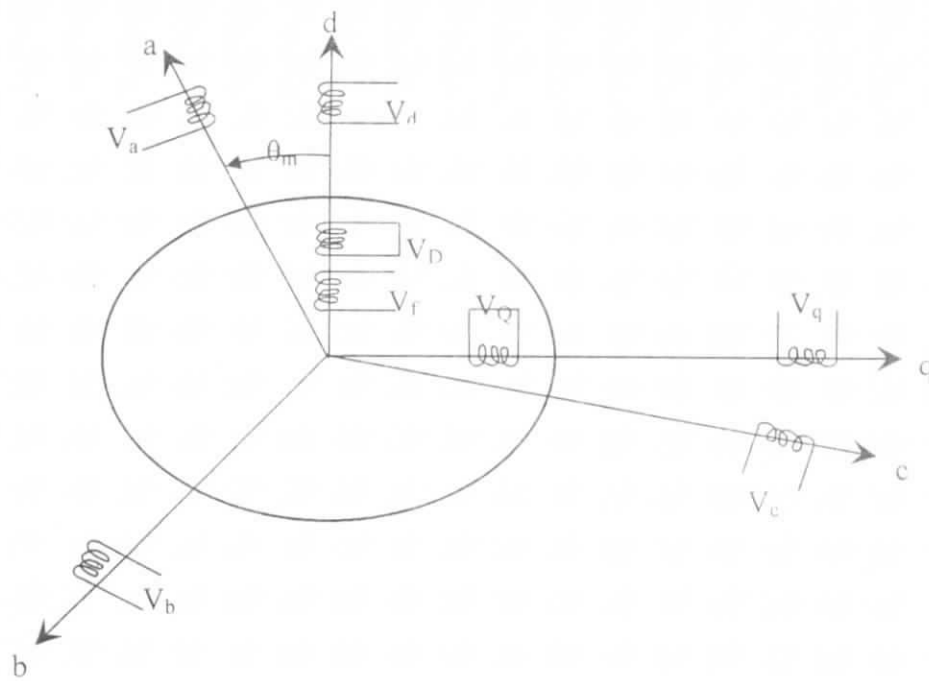


Figure. I.2 Représentation de la machine synchrone avec la transformation de Park.

La matrice de transformation de park. S'écrit. [5].

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

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.

1.3.5. 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 [5] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = -r_d \cdot I_d - \omega \phi_q - \frac{d\phi_d}{dt} \\ V_q = -r_q \cdot I_q + \omega \phi_d - \frac{d\phi_q}{dt} \\ V_f = r_f \cdot I_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 = r_D \cdot I_D + \frac{d\phi_D}{dt} \\ 0 = r_Q \cdot I_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} \end{array} \right. \quad (1.3)$$

Avec :

V_d, V_q, V_f : respectivement les tensions aux bornes des enroulements 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 :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & kM_f & kM_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ kM_f & 0 & L_f & kM_R & 0 \\ kM_D & 0 & kM_R & L_D & 0 \\ 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

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.

I.4. Hypothèses simplificatrices [7]

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

- ✓ 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.

I.4.1. Modèle électrique [7] [8]

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.

$$E_{d'} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\omega \frac{kM_f}{L_f} \right) \phi_f$$

$$E = \frac{1}{\sqrt{3}} (\omega k M_f) \dot{\gamma}_f \quad (1.5)$$

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

Où

$E_{d'}$: 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 :

$$V_d = x_q I_q \quad (1.6)$$

et pour la composante en quadrature :

$$V_q = E_q - x_d' I_d \quad (1.7)$$

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

$$\overline{V}_t = V_q + jV_d \quad (1.8)$$

Où

$$\overline{V}_t = V \angle \delta_t$$

Avec

$$V = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)}$$

De ce même manière, pour le courant dans le stator :

$$\overline{I} = I_q + jI_d \quad (1.9)$$

Où

$$\overline{I} = I \angle \delta_t$$

V_d : Composante de la tension terminal sur l'axe d.

V_q : Composante de la tension terminal sur l'axe q.

I_d : Composante du courant sur l'axe d.

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 :

$$\overline{V}_t = E_q - jx_d' \overline{I} + j(x_q - x_d') I_q \quad (1.10)$$

La représentation de Fresnel correspondante est donnée par la figure

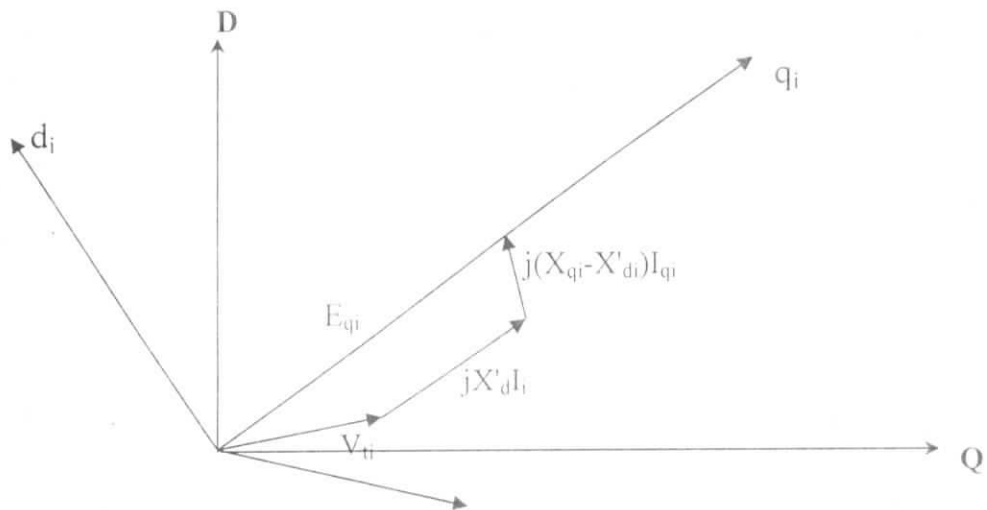


Figure I.3 : Diagramme des phases de la machine synchrone

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.

$$\dot{E}_{q_i} = \frac{1}{T_{d0}} (E_{fd} - E_{q_i} + (x_d - x'_d) I_d) \quad (I.11)$$

Avec

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

E_{q_i} : La 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.

$$P_{ei} = E_{q_i} I_{q_i} \quad (I.12)$$

I.4.2. Lignes de transmission

I.4.2.1. Le repère D-Q

Dans un réseau électrique multi-machine, 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.[8]

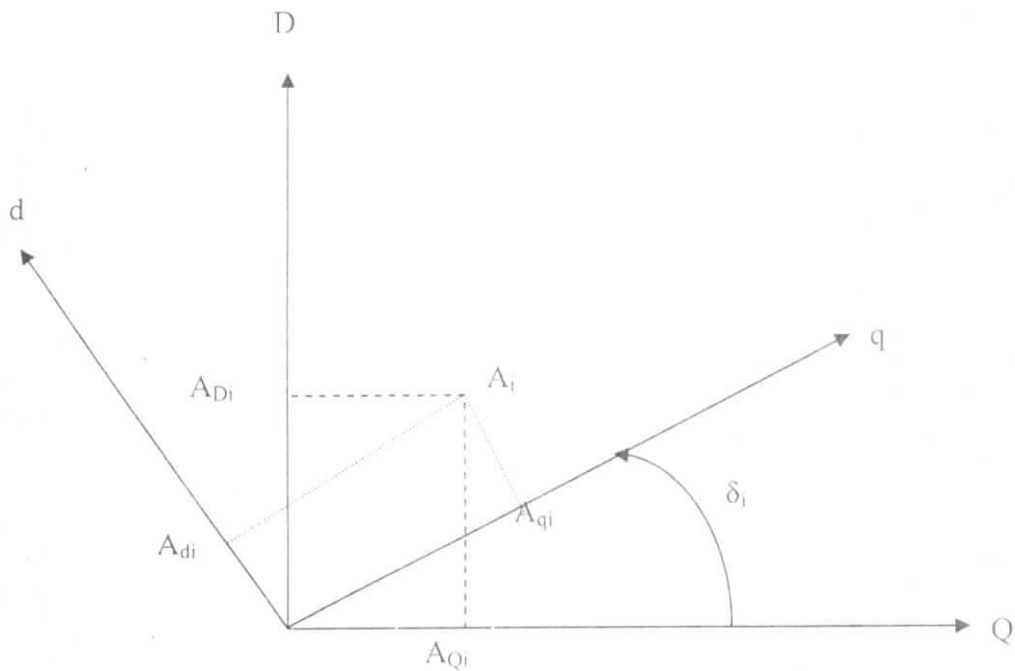


Figure. I.4 : les repère (d_q) et (D_Q)

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

$$\overline{A}_i = \overline{A}_{dq} = A_{qi} + jA_{di} \quad (I.13)$$

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

$$\overline{A}_i = \overline{A}_{DQ} = A_{Qi} + jA_{Di} \quad (I.14)$$

La figure (I.4) montre que l'on peut écrire :

$$\overline{A}_i = A_{Qi} + jA_{Di}$$

$$= (A_{qi} \cos \delta_i - A_{di} \sin \delta_i) + j(A_{di} \cos \delta_i + A_{qi} \sin \delta_i)$$

Pour chaque machine nous avons donc :

$$\bar{A}_{DQ_i} = A_{dq_i} \angle \delta_i$$

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

$$[\bar{A}_{DQ}] = [T] \cdot [\bar{A}_{dq}] \quad (I.15)$$

Avec

$$[\bar{A}_{dq}] = [\bar{A}_{dq1} \cdots \bar{A}_{dqm}]$$

$$[\bar{A}_{DQ}] = [\bar{A}_{DQ1} \cdots \bar{A}_{DQm}]$$

et

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

telle que

$$\begin{cases} T = e^{j\delta_i} \\ T_{ij} = 0, \text{ pour } i \neq j \end{cases} \quad (I.16)$$

I.4.2.2. Calcul de la matrice d'admittance

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

- 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

$$Y_{ii} = G_{ii} + jB_{ii}$$

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

Avec

$$Y_{ij} = G_{ij} + jB_{ij}$$

1.4.2.3. Calcul de la matrice réduite [8]

Soit le réseau électrique multi machine comportant n nœud liés aux générateur et m nœuds liés aux charges. Les courants électriques, au niveau des nœuds, sont liés aux tensions par la formule suivante.

$$[\bar{I}] = [\bar{Y}] \cdot [\bar{V}] \quad (I.17)$$

Avec

$$[\bar{I}] = \begin{bmatrix} [\bar{I}_G] \\ [\bar{I}_L] \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} Y_{GG} & Y_{GL} \\ Y_{LG} & Y_{LL} \end{bmatrix}$$

$$[\bar{V}] = [\bar{V}_G \ \bar{V}_L]$$

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

Après élimination des nœuds de charge, on pose $[\bar{I}_L] = 0$. Le système décrit par (I.7) devient alors :

$$[\bar{I}_G] = [\bar{Y}_{GG}] [\bar{V}_G] + [\bar{Y}_{GL}] [\bar{V}_L] \quad (I.19a)$$

$$[0] = [\bar{Y}_{LG}] [\bar{V}_G] + [\bar{Y}_{LL}] [\bar{V}_L] \quad (I.19b)$$

En tirant l'expression de $[\bar{V}_L]$ à partir de (I.19b) et en la substituant dans (I.19a) nous obtenant l'expression qui lie les courants et les tensions au niveau des nœuds des générateurs.

$$[\bar{I}_G] = [\bar{Y}_R][\bar{V}_G]$$

Avec

$$[\bar{Y}_R] = [\bar{Y}_{GG}] - [\bar{Y}_{GL}][\bar{Y}_{LL}]^{-1}[\bar{Y}_{LG}] \quad (I.20)$$

1.4.2.4. Calcul des courants

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

$$[\bar{I}_G] = [\bar{Y}_R][\bar{V}_G]$$

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 $[v_G] = [E'_q]$ et en négligeant les effets transitoires sur l'axe q, les expressions des composantes d et q des courant au niveau des nœud des générateurs [8]

$$I_{qi} = \sum_{j=1}^n E'_q Y_{ij} \cdot \cos(\delta_{ij} - \theta_{ij}) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (I.21)$$

$$I_{di} = \sum_{j=1}^n E'_q Y_{ij} \cdot \sin(\delta_{ij} - \theta_{ij}) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (I.22)$$

$$\bar{Y}_{ij} = Y_{ij} \cdot e^{j\theta_{ij}} \quad (I.23)$$

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

$$I_{qi} = \sum_{j=1}^n B_{ij} E'_q \sin \delta_{ij} + G_{ij}^{eq} E'_q \quad (I.24)$$

$$I_{di} = \sum_{j=1}^n B_{ij} E'_q \cos \delta_{ij} + B_{ij} E'_q \quad (I.25)$$

La conductibilité dans le réseau équivalent de transfert avait été négligée, ($G_{ij} = 0$). Pour expliquer l'équilibre de puissance dans le système la conductance équivalente G_{ij}^{eq} en (I.24) inclut les pertes de l'énergie qui auraient été présentées dans la conductibilité G_{ij} de transfert. [1]

1.4.2.5. Modélisation dans l'espace d'état

Soit le réseau d'énergie électrique à n générateur. Le modèle non linéaire est le suivant [1].

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\delta_i}{dt} = \omega_i - \omega_0 \\ \frac{d\omega_i}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (P_{mi} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H} (\omega_i - \omega_0) \\ \frac{dE_{qi}}{dt} = \frac{1}{T_{doi}} (E_{fdi} - E_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) I_{di}) \end{array} \right. \quad (1.26)$$

Avec :

i : l'indice indiquant le générateur i .

δ_i : des 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} : fem 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

$$I_{qi} = \sum_{j=1}^n E_{qj} Y_{ij} \cdot \cos(\delta_j - \theta_j) \quad (1.27)$$

$$I_{di} = \sum_{j=1}^n E_{qj} Y_{ij} \cdot \sin(\delta_j - \theta_j) \quad (1.28)$$

$$P_{ei} = E_{qi} I_{qi} \quad (1.29)$$

$$V_{di} = x_{qi} I_{qi} \quad (1.30)$$

$$V_{qi} = E_{qi} - x'_{di} I_{di} \quad (1.31)$$

$$V_{ii} = \sqrt{(V_{di}^2 + V_{qi}^2)} \quad (1.32)$$

I.5. Stabilité des réseaux électriques

I.5.1.Introduction

La stabilité d'un réseaux 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 [5].

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. [7]

I.5.2.Stabilité statique, stabilité dynamique [7]

I.5.2.1.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.

I.5.2.2.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).

1.5.3. Stabilité transitoire [7]

Elle correspond à la stabilité d'un réseau électrique siége d'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 nonlinéaire du réseau électrique est nécessaire pour l'évolution de la stabilité transitoire.

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

Pour étudier la stabilité transitoire, il faut

- établir le modèle nonlinéaire 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.

I.6. Résultats des simulations

Le modèle précédemment établi est soumis à une forte 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 :

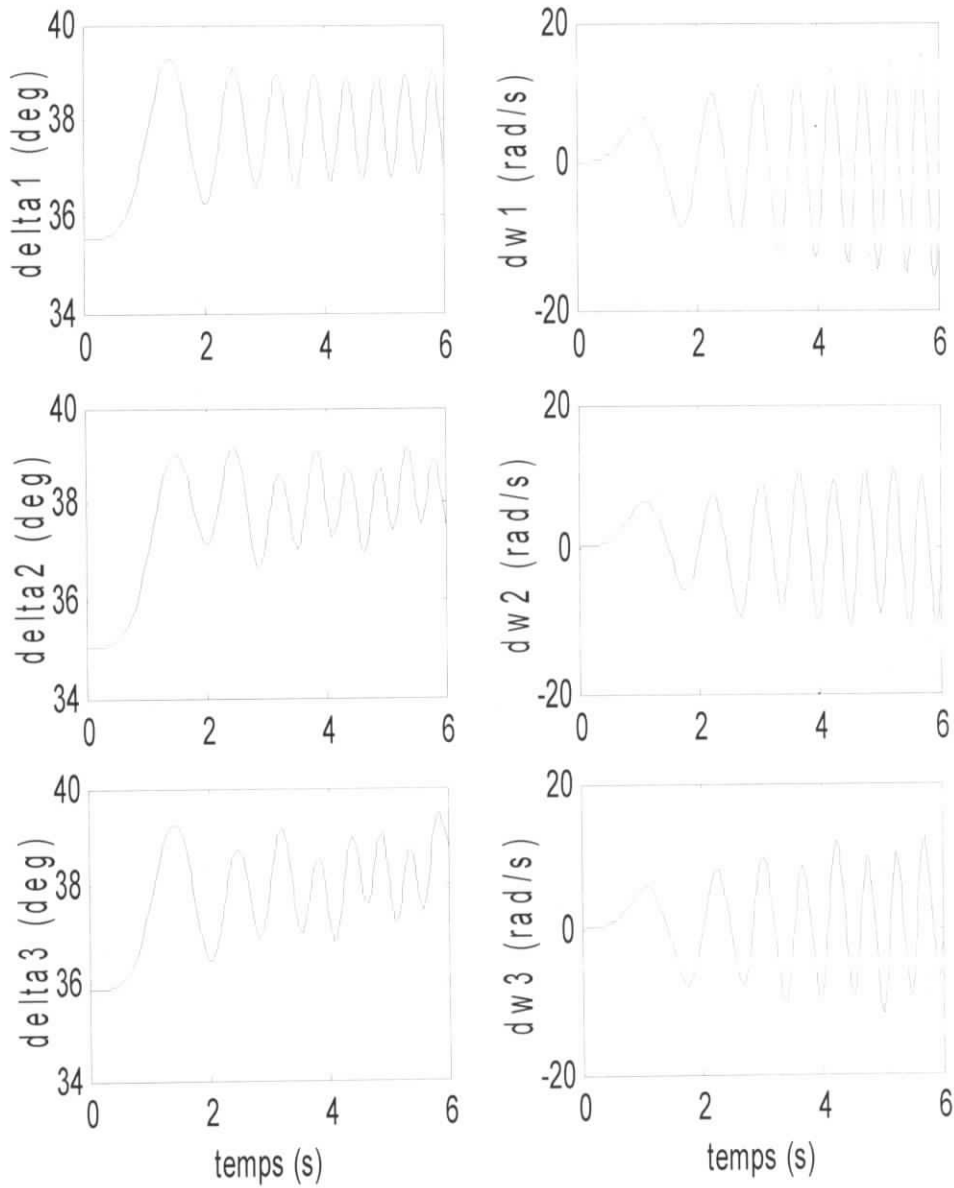


Figure I.5 : Réponses du système en boucle ouverte

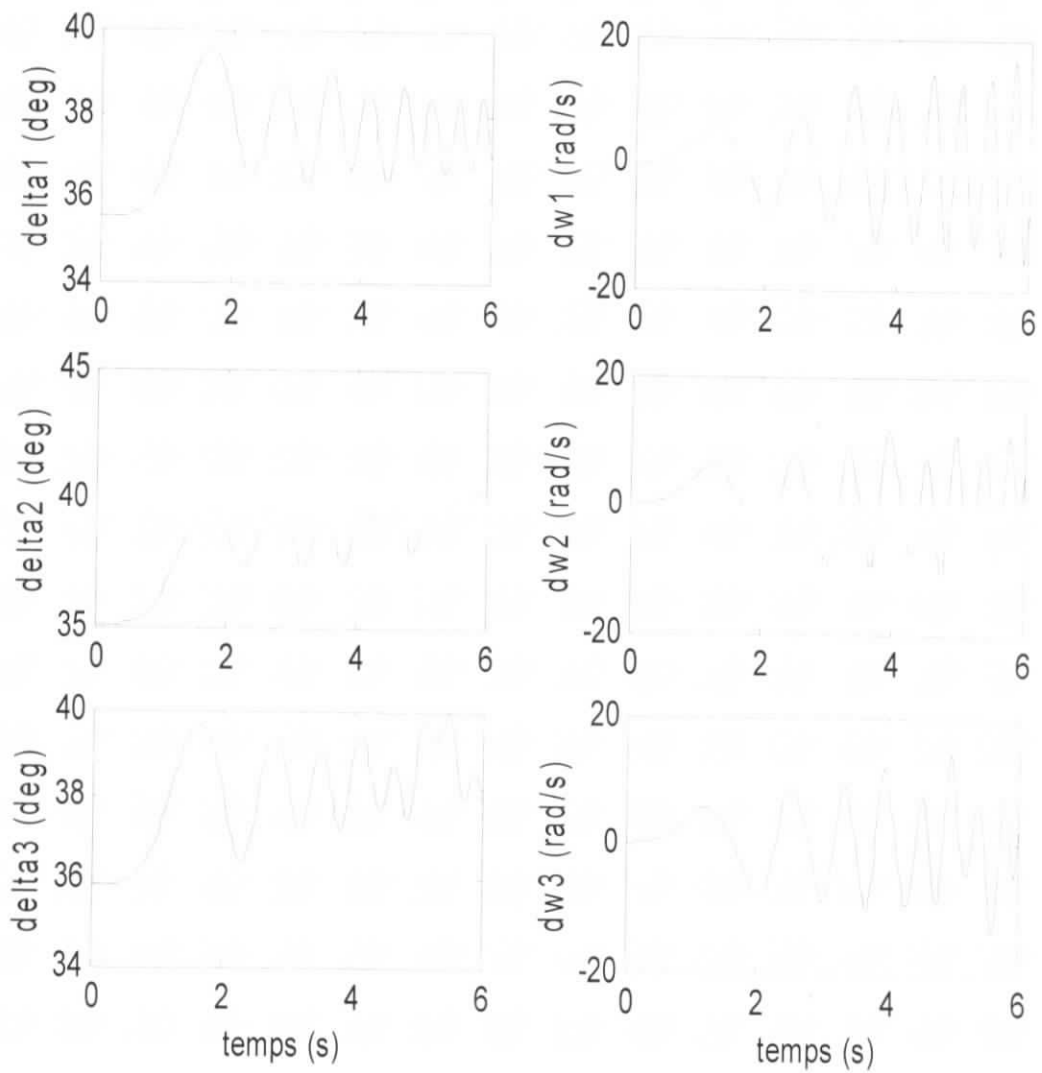


Figure I.6 : Réponses du système en boucle ouverte avec augmentation de la puissance mécanique de 20%

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les éléments nécessaires pour la modélisation des réseaux électriques multimachines. Un modèle non linéaire a été aussi élaboré pour un réseau comportant n générateurs ce modèle permettra d'évaluer la stabilité transitoire. Afin de valider le modèle ainsi obtenu des tests de simulation ont été effectués. Un accroissement brutal de la puissance mécanique a été également simulé.

Chapitre II

Commande à Structure Variable et Linéarisation par Bouclage Non Linéaire

Chapitre II

Commande à Structure Variable et Linéarisation par Bouclage Non Linéaire

II.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de rappeler quelques notions fondamentales de la commande à structure variable, et quelques concepts de base de la théorie des modes glissants. Ainsi que la théorie de la linéarisation par bouclage non linéaire.

Dans une première partie, nous donnons le principe de base de la commande à structure variable et la relation qui existe entre elle et les systèmes à structure variable où deux configurations de base sont données.

Dans la deuxième partie, on s'intéresse à la théorie des modes glissants. On donne en premier lieu une définition générale du mode de glissement, puis on présente les conditions suffisantes du point de vue mathématique pour l'existence du phénomène de glissement. Cela permet de mieux comprendre les concepts de base du fonctionnement des régulateurs à structure variable. [2] [3] [15]

La troisième partie est consacrée à la conception de la commande à structure variable en basant sur la méthode de la commande équivalente. Ensuite, une présentation générale des propriétés de robustesse liées à la commande à structure variable est donnée. C'est une caractéristique qui doit être prise en considération, car elle est d'une importance considérable dans les applications pratiques. [2] [3]

En dernier lieu, nous donnons les outils de base concernant la théorie de la géométrie différentielle et son application au découplage et à la linéarisation des systèmes non linéaires. [10] [16]

II.2 Concepts des systèmes à structure variable

II.2.1 Principe de la commande à structure variable

La commande à structure variable présente un caractère particulier par rapport aux divers types de commandes et ce pour deux raisons : d'une part parce que, au moins théoriquement, la commande appliquée au processus est fondamentalement discontinue, d'autre part parce- que la dynamique du processus commandé dans le régime recherché, dit de glissement, ne dépend que de la surface de glissement. On pourrait ajouter également qu'elle se caractérise par des propriétés de robustesse, en particulier vis à vis des variations paramétriques du système.

Le terme "systèmes à structure variable" apparaît à cause de la structure particulière du système ou du régulateur utilisé, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures. La variation de la structure du système est régie par une loi sur une surface dans l'espace d'état appelée surface de commutation.[2][3]

La commande à structure variable est donc basée sur l'idée d'attirer la trajectoire de l'état d'un système vers la surface de commutation, et par un choix approprié des gains de la commande, la faire maintenir sur cette surface.[2]

II.2.2 Configurations de base pour les systèmes à structure variable

Il existe deux configurations de base pour les systèmes à structure variable, la première permet un changement de structure par simple commutation entre plusieurs retours d'état différents pour le système (Fig. II.1). [3]

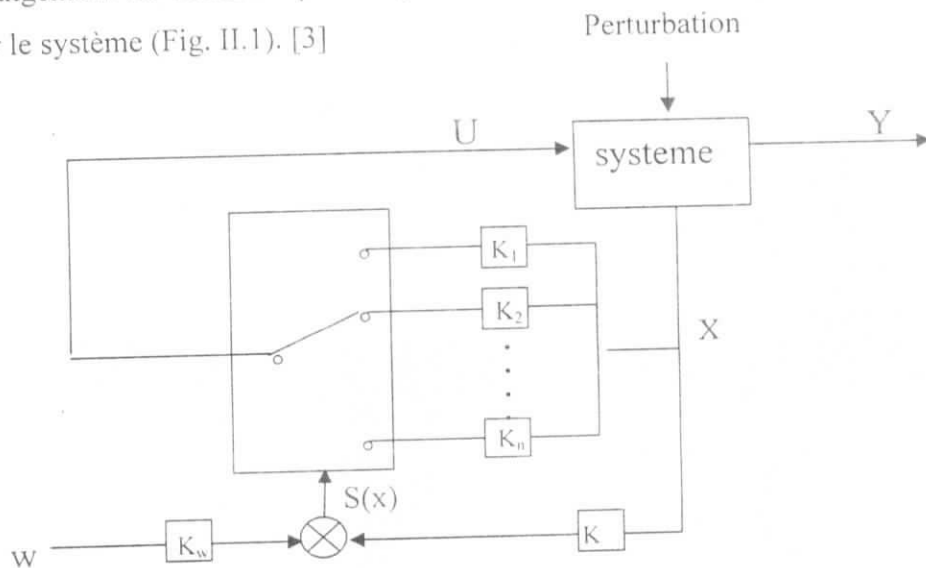


Fig. II.1 Configuration par changement de retour d'état

Le système est représenté dans l'espace d'état par l'équation suivante :

$$\dot{X} = f(X) + g(X)U \quad (\text{II.1})$$

La surface de commutation $S(X)$ est donnée par :

$$S(X) = KX + K_w w = 0 \quad (\text{II.2})$$

Avec :

K : Vecteur de la contre réaction d'état.

w : grandeur de consigne.

K_w : Coefficient de l'intervention directe de la consigne.

Cette configuration est adoptée pour tout le reste de notre travail. Sa loi de commutation sera donnée plus loin.

La deuxième configuration de base permet la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteurs (Fig II.2).[3]

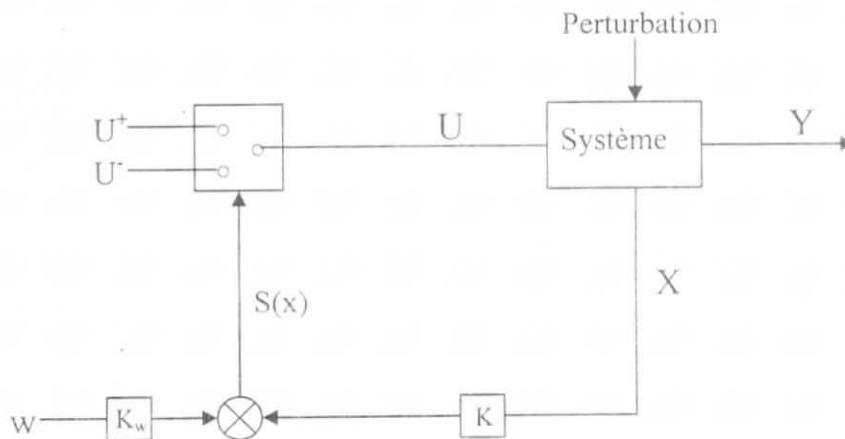


Fig. II.2 Configuration par changement de la structure par commutation

Dans ce cas la logique de commande est donnée par :

$$\begin{cases} U = U^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ U = U^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Pour illustrer la configuration par changement de retour d'état, on considère l'exemple de la figure (II.3) [3]. Dans cet exemple, l'entrée du système est donnée par :

$$U = V_1 X_1 + V_2 X_2 \quad (\text{II.4})$$

Avec une commutation de K_1 entre α_1 et β_1 , et de K_2 entre α_2 et β_2 , le système peut avoir donc quatre structures possibles. Chacune de ces structures peut correspondre à un comportement différent du système.

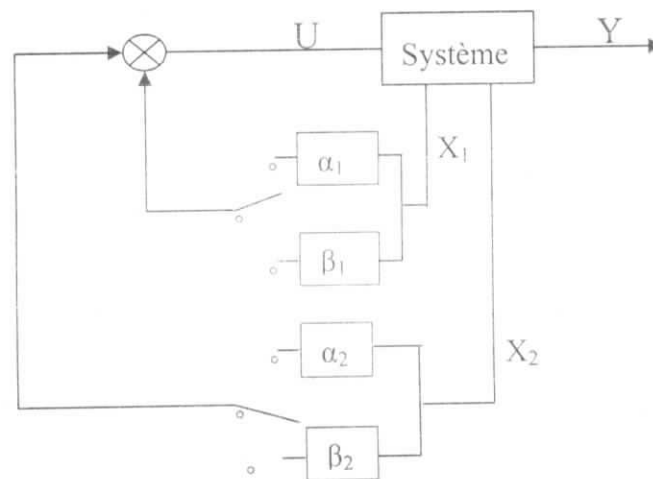


Fig. II.3 Bloc diagramme d'un système à structure variable

II.3 Théorie des modes glissants

II.3.1 Surface de commutation

Une surface de commutation est un hyperplan linéaire d'ordre n (de même ordre que le système). La loi de commande se sert de la surface de commutation comme référence pour déterminer les instants de commutation entre les différentes structures du système. La surface de commutation est construite de façon à ce que le système restreint à cette surface ait un comportement désiré. Il existe plusieurs méthodes pour le choix des coefficients de la contre réaction d'état qui déterminent en fait la surface de commutation. Cependant, on se limite à utiliser une seule méthode d'entre elles, qui est la méthode d'imposition des pôles.[3] [5]

La forme d'une surface de commutation est donnée par (II.2). Généralement, le coefficient K_w est pris égale à un, on a donc :

$$S(X, t) = KX(t) + w(t) = \sum_{i=1}^n k_i x_i(t) + w(t) \quad (\text{II.5})$$

Avec : $K = [k_1 \dots k_n]$, $x = [x_1 \dots x_n]$, $w \in \mathbf{R}$

Les coefficients k_i ($i=1,2,\dots, n$) jouent un rôle très important dans les commandes à structure variable. En effet, ils permettent le choix approprié des gains des contre réaction d'état pour que le phénomène de glissement existe dans le système.

II.3.2 Régime de glissement

L'existence d'un mode de glissement dans les systèmes à structure variable est d'une importance primordiale, puisqu'il permet d'une part d'obtenir un système équivalent linéaire, d'autre part, la réduction de l'ordre du système sur la surface de glissement.[3]

Pour comprendre le concept de base du mode glissant, il suffit d'imaginer un système dynamique pouvant être représenté par :

$$\dot{X} = f(X, U) \quad (\text{II.6})$$

Selon la signe de la surface le système peut avoir la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f^+(X, U) & \text{si } S(X) > 0 \\ \dot{X} = f^-(X, U) & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Si les trajectoires correspondant à ces équations sont telles qu'elles soient toujours dirigées vers la surface de commutation $S(x)=0$, il est intuitif qu'une fois sur cette surface on ne peut plus la quitter et qu'on est condamné à évoluer dessus.

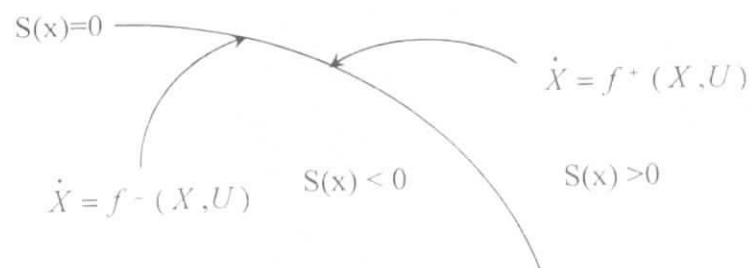


Fig.II.4 Trajectoires dans le plan des phases par rapport à $S(x)=0$.

Afin d'introduire le concept le plus simple du régime glissant, considérons le cas du système de la figure (II.3).

Supposons que la surface de commutation est donnée par :

$$S(X) = k_1 x_1 + x_2 = 0 \quad (\text{II.8})$$

La commande étant :

$$U = V_1 x_1 + V_2 x_2 \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$V_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{si } S.x_1 < 0 \\ \beta_1 & \text{si } S.x_1 > 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$V_2 = \begin{cases} \alpha_2 & \text{si } S.x_2 < 0 \\ \beta_2 & \text{si } S.x_2 > 0 \end{cases}$$

Avec cette commande, il est possible de voir que la surface $S(x)=k_1x_1+x_2=0$ est attractive des deux côtés, toutes les trajectoires étant dirigées vers cette surface (Fig II.5). Il en résulte que, partant d'un point M_0 quelconque, on arrive en un point M_1 à un temps t_1 sur la surface de commutation $S(x)=0$ et qu'à partir de ce point aucune des trajectoires d'évolution précédemment définies n'est plus acceptable. Le point M_1 , est parfois appelé un point d'arrêt, de la phase d'approche de la surface et en même temps constitue le point de naissance du régime de glissement.

Pour comprendre physiquement ce qui se passe, il suffit d'imaginer que la commutation n'est pas instantanée et s'accompagne par exemple d'un retard θ aussi infini soit-il. On a alors la situation de la figure (II.5.a) et si θ tend vers zéro (II.5.b), la commutation de la trajectoire d'état se fait à une fréquence qui tend vers l'infini par conséquent la trajectoire coïncide avec la surface. [2][3]

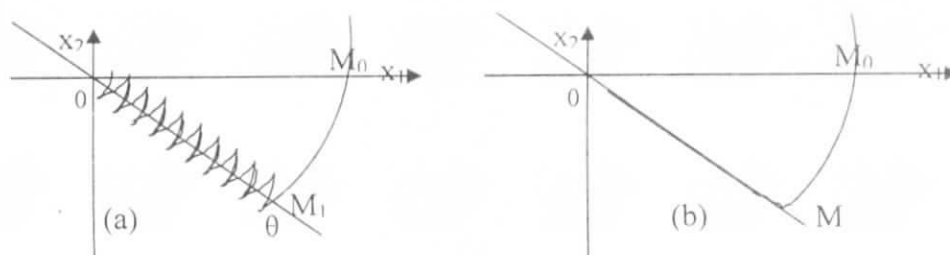


Fig. II.5 Trajectoires dirigées vers la surface de commutation

Fondamentalement on peut considérer deux phases. Une phase d'approche de la surface et une autre phase de commutation autour de la surface de glissement. La succession de commutation de la trajectoire autour de la surface constitue le régime glissant.

On voit également que, comme on reste toujours sur la surface $k_1x_1+x_2=0$, on a $x_2=-k_1x_1$ et donc \dot{x}_2 est fonction de x_1 et de k_1 , soit une dynamique entièrement définie par le coefficient k_1 , c'est à dire par le choix de la surface de commutation.

II.3.3 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase [2]

La trajectoire d'état d'un système fonctionnant en mode de glissement, est constituée de trois parties distinctes :

- **Le mode de convergence** : où le point représentatif du système d'un point initial vers la surface.
- **Le mode de glissement** : durant lequel la trajectoire d'état est sur la surface de glissement, et est restreinte à se déplacer dessus.
- **Le mode de régime permanent** : c'est un point d'équilibre sur la surface.

II.3.4 Conditions d'existence d'un mode de glissement [2][3]

Considérons un système dont la commande est discontinue, ce système est représenté par :

$$\dot{X}(t) = f(X, t, U) \quad (\text{II.11})$$

Où X et f sont deux vecteurs colonne de dimension n , U est une fonction scalaire avec des discontinuités sur la surface $S(x)=0$:

$$U = \begin{cases} U^+(X, t) & \text{si } S(x) > 0 \\ U^-(X, t) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$U^+(x,t)$, $U^-(x,t)$, et $S(x)$ sont des fonctions continues, $U^+ \neq U^-$. Puisqu'on veut entériner le système en mode de glissement dans le système, une condition doit être vérifiée sur la fonction $S(x)$, dans le but de créer un phénomène de glissement sur la surface $S(x)=0$.

Pour les systèmes de forme générale représentés par les équations (II.11), un mode de glissement existe si dans des régions spécifiques de la surface de commutation $S(x)=0$, les

opposés et dirigés vers cette surface (Fig II.6). Sous forme analytique, les conditions d'apparition d'un mode de glissement sont données par :

$$\lim_{s \rightarrow +0} \dot{S} < 0 \qquad \lim_{s \rightarrow -0} \dot{S} > 0 \qquad (II.13)$$

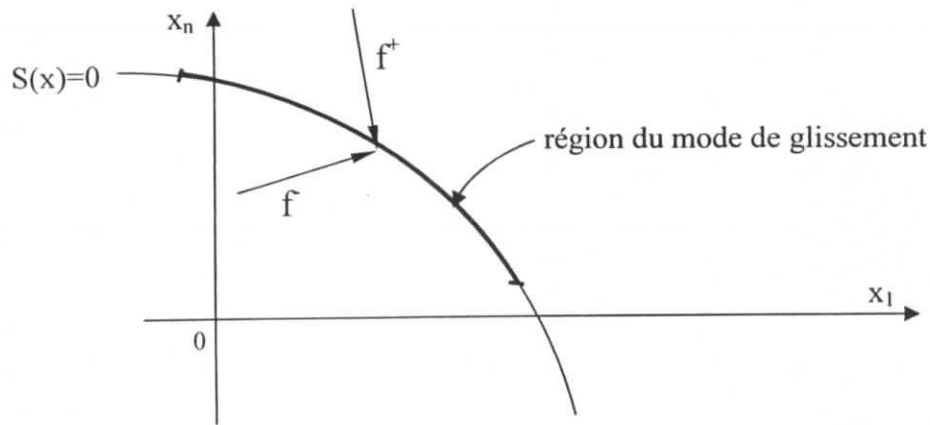


Fig II.6 Interprétation dans le plan de phase de la condition d'existence du mode de glissement.

Pour un régime de glissement réel la trajectoire d'état coupe la surface de commutation, et reste dans un voisinage ε de $S(x)=0$.

De façon idéale, il existe un mode de glissement seulement si $\varepsilon = 0$. Cela est équivalent à une fréquence de commutation infinie. Dans la pratique, les circuits électroniques présentent toujours des imperfections qui rendent la commutation de la commande à fréquence finie, mais cet effet peut être négligé en raison de la différence entre cette fréquence de commutation et la dynamique du système.

Intuitivement, l'existence d'un mode de glissement sur la surface de commutation implique la stabilité de la trajectoire d'état du système sur cette surface de commutation dans un voisinage de celle-ci. Si le point représentatif de la trajectoire est dans ce voisinage, il converge vers la surface de commutation au moins asymptotiquement. Les conditions d'existence du mode de glissement ressemblent donc aux problèmes généralisés de la stabilité. Il est souvent plus convenable de considérer le problème du point de vue de la deuxième méthode de Lyapunov, on doit alors sélectionner une fonction de Lyapunov $V(x,t)$. Cette fonction doit être définie positive, et sa dérivée doit être négative dans la région d'attraction.

La définition et les théorèmes suivants donnent une interprétation du concept de stabilité sous forme mathématique, pour la surface de commutation.

Définition :[2] Un domaine D dans la surface $S(x)=0$ est un domaine de glissement si pour chaque $\varepsilon > 0$, il existe $\delta > 0$ tel que n'importe quel mouvement commençant dans le voisinage

(de dimension n) δ de D , peut quitter le voisinage (de dimension n) ε de D sauf à travers le voisinage ε des extrémités de D .

Théorème 1 : [2] Pour que le domaine D de dimension $n-1$ soit un domaine de glissement, il est suffisant que dans certain domaine $\Omega \supset D$ de dimension n , il existe une fonction continûment différentiable, $V(x,S,t)$, satisfaisant les conditions suivantes :

1) $V(x,S,t)$ est définie positive et pour tout $x \in D$ et $\forall t$:

$$\begin{aligned} 1. \quad \inf_{x \in D} V(X,S,t) &= h_s & h_s &\geq 0 \\ 2. \quad \sup_{x \in D} V(X,S,t) &= H_s & H_s &> 0 \end{aligned} \tag{II.14}$$

Où $h_s=0$ si et seulement si $S=0$, h_s et H_s sont des constantes dépendant seulement de S .

2) La dérivée de $V(x,S,t)$ est négative pour tout $x \in D$ sauf pour x appartenant à la surface de commutation où les entrées de commande ne sont pas définies, et donc la dérivée n'existe pas.

Théorème 2 : [2] Pour la surface $S(x,t)=Kx(t)+w=0$, et un système représenté par :

$$\dot{X}(t) = f(X,t) + B(X,t)U \tag{II.15}$$

Si les gains de la commande sont choisis tels que : $\frac{dS^2(X,t)}{dt} < 0$ dans un voisinage suffisamment petit de $S(x,t)=0$, alors un mode de glissement existe sur $S(x,t)$.

En résumé, pour un système mono entrée, la condition $\frac{dS^2(X,t)}{dt} < 0$ pour tout $x \in \mathbf{R}^n$ est suffisante pour l'existence d'un mode de glissement. Cependant, la méthode de Lyapunov implique des conditions suffisantes mais pas nécessaires, par conséquent la condition précédente est une condition suffisante et pas nécessaire pour l'existence d'un mode de glissement.

II.4 Conception de la commande à structure variable

La conception des régulateurs à structure variable prend en charge les problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement deux étapes.[2]

La première étape est le choix de la surface de commutation de façon à ce que le système restreint à cette surface prend une dynamique ou un comportement désiré.

La deuxième étape consiste à déterminer les gains de contre réactions d'état qui garantissent l'existence du mode de glissement.

II.4.1 Choix de la surface de commutation

Soit le système décrit par (II.15) :

$$\dot{X}(t) = f(X, t) + B(X, t)U$$

Pour un système qui peut être représenté par une forme canonique linéaire ou non linéaire, la méthode de détermination de la surface de commutation est plus simple et ne demande pas beaucoup de calculs. Cependant, cette méthode ne peut être généralisée pour les systèmes de formes arbitraires.

Nous allons par la suite faire appel à une méthode plus générale, qui est la méthode de la commande équivalente. Cette méthode a pour but d'établir une expression explicite pour la fonction de commande $U_{eq}(t)$, qui une fois substitué dans le modèle du système (II.15), conduit à un système équivalent au système d'origine restreint à la surface de commutation [3].

Pour la surface de commutation donnée par $S(x,t) = Kx(t) + w = 0$, cela implique que :

$$\dot{S}(X, t) = K \dot{X}(t) + \dot{w}(t) = 0 \quad (\text{II.16})$$

Supposons que la matrice carré de dimension $(n \times n)$ $KB(x,t)$ est non singulière pour tout x et t , nous avons :

$$K \dot{X}(X, t) = Kf(X, t) + KB(X, t).U_{eq}(t) \quad (\text{II.17})$$

Donc :

$$\dot{S}(X, t) = Kf(X, t) + KB(X, t).U_{eq} + \dot{w}(t) \quad (\text{II.18})$$

On a alors :

$$U_{eq}(t) = -[KB(X, t)]^{-1} . Kf(X, t) - [KB(X, t)]^{-1} . \dot{w}(t) \quad (\text{II.19})$$

En substituant cette expression dans la dynamique du système d'origine, on obtient :

$$\dot{X}(t) = [I - B(X, t).[KB(X, t)]^{-1} K]f(X, t) - B(X, t)[KB(X, t)]^{-1} \dot{w}(t) \quad (\text{II.20})$$

La technique de la commande équivalente répond à la question comment trouver le système équivalent pour un système non linéaire dont le modèle est de forme générale, et ceci dans des conditions d'existence d'un mode de glissement.

La dynamique du système équivalent:

$$A^* = [I - B(X, t)[KB(X, t)]^{-1} K]A(X, t) \quad (\text{II.21})$$

Où $A(x,t)$ est telle que :

$$f(X,t) = A(X,t).X(t) \quad (\text{II.22})$$

II.4.2 Calcul de la commande à structure variable

La deuxième étape dans la conception de la commande à structure variable est la détermination des gains des contre réactions d'état de la commande qui permet à la trajectoire d'état du système d'évoluer vers la surface de commutation. La loi de commande est donnée par [2]:

$$U(X) = V(X,t).X(t) \quad (\text{II.23})$$

Où :

$$V(X,t) = [V_1(X,t) \quad V_2(X,t) \quad \dots \quad V_n(X,t)] \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$V_i(X,t) = \begin{cases} \alpha_i(X,t) & \text{si } x_i.S > 0 \\ \beta_i(X,t) & \text{si } x_i.S < 0 \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Chaque gain de contre réaction d'état de la commande est une fonction du vecteur d'état et du temps. Par ailleurs, $\alpha_i(x,t)$ et $\beta_i(x,t)$ sont indépendants des paramètres k_i de la surface de la commutation. Dans beaucoup de cas, $\alpha_i(x,t)$ et $\beta_i(x,t)$ peuvent être choisis comme constantes.

Comme précédemment dit, l'objectif de cette étape est de déterminer $\alpha_i(x,t)$ et $\beta_i(x,t)$ de telle façon à amener la trajectoire d'état vers la surface de commutation. Si la trajectoire d'état coupe la surface de commutation et reste dessus, la réponse du système non linéaire correspond à la réponse du système linéaire équivalent donnée par l'intersection de la dynamique du système avec l'équation de la surface de commutation.

II.5 Propriétés de robustesse

II.5.1 Par rapport aux perturbations extérieures [3]

Considérons le système linéaire donné par :

$$\dot{X} = A.X + B.U + B_p.P \quad (\text{II.26})$$

P est une grandeur de perturbation

Avec la présence de cette perturbation, l'expression de la commande devient :

$$U_{eq} = -(KB)^{-1} \cdot K \cdot AX - (KB)^{-1} \cdot K \cdot B_p P \quad (II.27)$$

Le système équivalent est représenté par :

$$\dot{X} = [I - B(KB)^{-1} K] \cdot AX - B(KB)^{-1} K \cdot B_p P \quad (II.28)$$

Il en résulte de la dernière équation que toutes les perturbations exogènes dans les champs de B n'ont aucune influence sur la dynamique de glissement.

Plus généralement, si une perturbation n'est pas dans le champ de B, il est toujours possible de la décomposer en deux parties, l'une dans le champ de B l'autre dans le noyau de B, sous la forme $B_p P = Bv + \eta$, et la dynamique n'est pas influencé par le premier terme.

Il faut signaler que la perturbation induit toujours une erreur de sortie, c'est à dire que la sortie n'est pas égale à la consigne, mais avec un terme en plus proportionnel à la grandeur de perturbation, pour cela on doit ajouter au système un régulateur intégrateur pour éliminer cette erreur.

II.5.2 Par rapport aux variations paramétriques [3]

Si la matrice A dans (II.26) est modifiée en $\bar{A} = A + \Delta A$, la nouvelle dynamique de glissement est :

$$\bar{A}^* = [A + \Delta A - B(KB)^{-1} K(A + \Delta A)] = A^* + [I - B(KB)^{-1} K] \cdot \Delta A \quad (II.29)$$

Le mouvement de glissement ne sera pas affecté par ΔA si :

$$(I - B(KB)^{-1} K) \cdot \Delta A = 0 \quad (II.30)$$

Le mouvement se faisant dans le noyau de K, cela revient, si T_k est une base de K, à imposer que :

$$\text{rang}[B, \Delta A \cdot T_k] = \text{rang} B \quad (II.31)$$

Comme cas particulier, supposons par exemple qu'on ait un système donné par :

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

Les dimensions des différentes matrices sont :

Les dimensions des différentes matrices sont :

$$A_{11} : (n-m).(n-m) , A_{12} : (n-m).m , A_{21} : m.(n-m) , A_{22} : m.m , B : m.1$$

Pour ce type de système, on montre que la dynamique ne dépend que de A_{11} et A_{12} [2].

Comme on l'a déjà vu précédemment, pour des systèmes de forme canonique la dynamique est entièrement définie par les coefficients de la contre réaction d'état.

II.6. Linéarisation par bouclage.

II.6.1. Cas Des Systèmes Mono Entrée/ Mono Sortie

Considérant le système non linéaire définis par les équations dynamiques suivantes :

$$\sum \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

U: entrée du système (commande)

Y : sortie du système.

x : état du système

Où f, g, h sont des fonctions analytiques et vectorielles de dimensions appropriées.

II.6.1.1. Dérivée et crochet de lie [16]

Soit $h : IR^n \rightarrow IR$, est une fonction scalaire différentiable et $f : IR^n \rightarrow IR^n$ un champs de vecteur.

On appelle dérivée de lie de h associée à f évaluée au point $x = x_0$, le nouveau champ de vecteur noté

$L_f h|_{x_0}$ défini par :

$$L_f(h)|_{x_0} \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i|_{x_0} \quad (\text{II.34})$$

Itérativement, on définit

$$L_f^k(h) = L_f(L_f^{k-1}(h)) \quad (\text{II.35})$$

Avec :

$$L_f^0(h) = h$$

Si f et g sont dérivée champs de vecteurs sur IR^m alors le champs de vecteurs, notés $(\text{ad}_f g)$ ou "[f g]"

Et défini par :

$$ad_f^0 g = [f, g] = L_f L_g - L_g L_f \quad (\text{II.36})$$

Itérativement, on définit

$$ad_f^k g = [f, ad_f^{k-1} g] \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$$ad_f^0 g = g$$

II.6.1.2. Détermination de degré relatif

Définition : [16] le système Σ a un degré relatif r_i en $x = x_0$ ssi :

$$L_g L_f^k h(x) = 0 \quad \text{Pour tous les } k < r-1 \text{ et } x \text{ voisin de } x_0$$

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \Big|_{x=x_0} \neq 0$$

Le degré relatif d'un système représente de façon générale le nombre d'état qu'en peut linéariser, en dérivant la sortie du système jusqu'à ce que la commande apparaisse.

$$\dot{y} = L_f h(x) + UL_g h(x) \quad (\text{II.38})$$

Si $L_g h(x) \Big|_{x=x_0} \neq 0$ alors $r=1$, sinon on dérive encore une fois

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + U(L_g L_f h(x)) \quad (\text{II.39})$$

Si $L_g L_f h(x) \Big|_{x=x_0} \neq 0$ alors $r=2$, si non on continue l'étape de dérivation

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + U(L_g L_f^{r-1} h(x)) \quad (\text{II.40})$$

Avec :

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \Big|_{x=x_0} \neq 0 \quad (\text{II.41})$$

II.6.1.3. Détermination de difféomorphisme [16]

On appelle $z = \Phi(x)$ un difféomorphisme ssi $\Phi(x)$ est inversible et les fonctions vectorielles $\Phi(x)$ et $\Phi(x)^{-1}$ sont continûment dérivables.

$$\Phi(x) = \begin{pmatrix} \Phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{pmatrix} \quad (\text{II.42})$$

Et que le jacobien de $\Phi(x)$ est non singulier.

Avec :

$$\frac{d\Phi}{dx} = \begin{bmatrix} \frac{d\Phi_1}{dx_1} & \dots & \frac{d\Phi_1}{dx_1} \\ \cdot & & \\ \cdot & & \\ \frac{d\Phi_n}{dx_1} & \dots & \frac{d\Phi_n}{dx_n} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

II.6.1.4. La forme normale [16]

Soit le système Σ non-linéaire suivant:

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

$$\begin{cases} Z_1 = h(x) = \Phi_1(x) \\ Z_2 = L_f h(x) = \Phi_2(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_r = L_f^{r-1} h(x) = \Phi_r(x) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

En choisissant (n-r) fonction $\Phi_{r+1}, \dots, \Phi_n$ telles que l'application

$$\Phi(x) = (\Phi_1(x), \dots, \Phi_n(x))$$

Soit un difféomorphisme.

Le système Σ dans la nouvelle base s'écrit sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{Z}_1 = L_f h(x) = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = L_f^2 h(x) = Z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{Z}_r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) U = b(Z) + a(Z) U \\ \dot{Z}_{r+1} = L_f \Phi_{r+1}(x) + L_g \Phi_{r+1}(x) U = q_{r+1}(Z) + p_{r+1}(Z) U \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{Z}_n = q_n(Z) + p_n(Z) U \end{array} \right. \quad (\text{II.46})$$

Remarque : dans le cas mono entrée/mono sortie, on peut toujours choisir les $(n-r)$ fonctions $\Phi_{r+1}, \dots, \Phi_n$ de telle manière que $L_g \Phi_i(x) = 0$ pour $r+1 \leq i \leq n$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{Z}_r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) U \\ \dot{Z}_{r+1} = q_{r+1}(Z) \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{Z}_n = q_n(Z) \end{array} \right. \quad (\text{II.47})$$

Cette forme est appelée forme normale

Remarque : dans le cas où $r=n$ on parle de linéarisation entrée/sortie exacte.

II.6.1.5. Linéarisation exacte par bouclage

Supposant qu'il y a un système ayant un degré relatif $r = n$ c.à.d complètement linéarisable, la forme normale de ce système est de la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = L_f h(x) = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = L_f^2 h(x) = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_n = L_f^n h(x) + L_g L_f^{n-1} h(x) U = b(Z) + a(Z)U \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

II.6.1.6. Calcul de la commande

La nouvelle commande dans cette espace (z) est :

$$v = b(Z) + a(Z)U \quad (\text{II.49})$$

Implique une loi de commande comme suit :

$$U = \frac{1}{a(Z)} (-b(Z) + v) \quad (\text{II.50})$$

Le système va être décrit dans l'espace (Z) par la forme suivante:

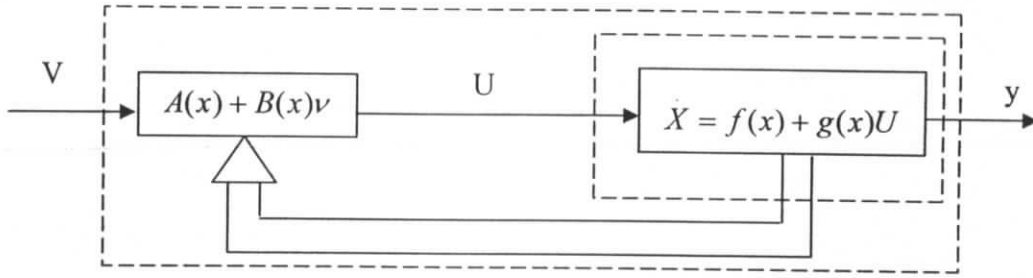
$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_{n-1} = Z_n \\ \dot{Z}_n = v \end{cases} \quad (\text{II.51})$$

Cette forme représente la forme canonique de "Brunovsky" c'est une forme linéaire et commandable.

Finalement le bouclage qui linéarise exactement le système est donnée par

$$U = a^{-1}(x)(-b(x) + v) \quad (\text{II.52})$$

$$\dot{Z} = AZ + b v$$



Commande linéarisante d'un système non-linéaire

II.6.2.Cas Multi-entrée / Multi-sortie [16]

Dans cet cas, on peut appliquer les résultats obtenus dans le cas précédent, mais seulement sur les systèmes carrés (m, m) c-à-d le nombre d'entrée égale ou le nombre de sortie du système. Cette condition nous à conduit d'introduire une nouvelle notion « la notion du découplage » entre les sorties et les nouvelles entrées du système.

On considérant le système non linéaire carrée suivant :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y_1 = h_1(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m = h_m(x) \end{cases} \tag{II.32}$$

Avec : X état du système

U commande vectorielle à m composante

y₁...y_m m sortie du système

II.6.2.1.Degré relatif vectoriel

Définition : soit le système a un degré relatif vectoriel r₁...r_m au point x₀ ssi

$$L_{g_j} L_f^k h_i(x) = 0 \quad 1 \leq j \leq m \quad 1 \leq i \leq m \quad \text{Pour tous les } k \leq r_i$$

et la matrice de découplage Ω(x) est non singulière au point x=x₀.

$$\Omega(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1}^{r_1-1} L_f h_1(x) \dots L_{g_1}^{r_1-1} L_f h_m(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L_{g_m}^{r_m-1} L_f h_1(x) \dots L_{g_m}^{r_m-1} L_f h_m(x) \end{pmatrix} \tag{II.54}$$

Remarque

si $r_1 + \dots + r_m = n$ (le nombre des états) alors le système est exactement linéarisable, ce que signifie qu'après le difféomorphisme et le découplage, le système ne sera composé que de m sous système linéaire découplés.

II.6.2.2. La Forme normale

Pour trouver la forme normale qui correspond au système Σ , on définit les nouvelles variables :

Z_1, \dots, Z_Γ Avec $\Gamma = r_1 + \dots + r_m$ comme suit :

$$\begin{cases} Z_1 = h_1(x) \\ Z_2 = L_f h_1(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_{r_1} = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_{\Gamma-m} = h_m(x) \\ Z_{\Gamma-m+1} = L_f h_m(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_\Gamma = L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{cases} \tag{II.55}$$

On note que si $n > \Gamma$ il est toujours possible de choisir $(n - \Gamma)$ fonctions.

$l_1, \dots, l_{n-\Gamma}$ pour compléter le difféomorphisme avec un tel choix la forme normale devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{Z}_{r_1-1} = Z_{r_1} \\ \dot{Z}_{r_1} = b_1(Z) + a_{11}(Z)U_1 + \dots + a_{1m}(Z)U_m \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{Z}_{r_1+m-1} = Z_{r_1+m} \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{Z}_r = b_m(Z) + a_{m1}(Z)U_1 + \dots + a_{mm}(Z)U_m \\ \dot{l} = q_m(Z) + p_1(Z)U_1 + \dots + p_m(Z)U_m \end{array} \right. \quad (II.56)$$

On peut montrer que si la distribution engendrée par $\{g_1, \dots, g_m\}$ est involutive alors on peut toujours compléter le difféomorphisme par des fonctions l_i telle que $L_g l_i = 0$. Ceci implique que les p_i dans (II.56) va être nuls.

II.6.2.3. Calcul de la commande

Soit le système dont le degré relatif (r_1, r_2, \dots, r_m) est tq

$$r_1 + r_2 + \dots + r_m = n$$

En prenant en compte que :

$$y_1 = h_1(x) = Z_1, y_2 = h_2(x) = Z_{r_1+1} \text{ Et } y_3 = h_3(x) = Z_{r_1+r_2+1} \dots etc$$

On trouve :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) U_i$$

En regroupant les équations (1.45) on obtient la forme compacte :

$$\begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ y_2^{(r_2)} \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m^{(r_m)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{pmatrix} + \Omega(x) \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \cdot \\ U_m \end{pmatrix} \quad (II.57)$$

On voit facilement que si on choisit le retour d'état :

$$U = -\Omega^{-1}(x) \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{pmatrix} + \Omega^{-1}(x)V \quad (\text{II.58})$$

Alors le système bouclé s'écrit :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1^{(r_1)} \\ \dot{y}_2^{(r_2)} \\ \vdots \\ \dot{y}_m^{(r_m)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_m \end{pmatrix} \quad (\text{II.59})$$

est un système linéarisé et découplé.

Cette dynamique est composée de 'm' dynamiques linéaires découplées à savoir la sortie y_i ne dépend que de la nouvelle entrée V_i correspondante. La même manière que dans le cas des systèmes mono variables, on peut imposer à chaque sous système un comportement E/S désiré, en choisissant convenablement les nouvelles entrées V_i après ce bouclage le système va se trouver sous la forme canonique.

$$\dot{Z} = AZ + bV$$

$$y = CZ$$

Où :

$$A = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_m) \text{ et } b = \text{diag}(b_1, b_2, \dots, b_m)$$

$$A_i = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \vdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} [r_i, r_i] \quad (\text{II.60})$$

$$b_i = (00\dots 1)^T_{(r_i \times 1)}$$

$$C = \text{diag}(C_1, C_2, \dots, C_m)$$

Où

$$C_i = (1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0)$$

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé brièvement les différentes notions de base de la commande à structure variable ainsi que la commande linéarisante.

Pour la première approche, nous avons donné les conditions suffisantes pour l'existence du mode de glissement. Ces conditions exprimées sous la forme mathématique sont exploitées pour établir la loi de commande du système permettant d'avoir des réponses désirées. Les propriétés de robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres internes du système sont sans doute la plus importante caractéristique de la commande à structure variable.

Pour la deuxième approche la possibilité d'avoir un système équivalent linéaire est étudié. On peut donc appliquer les méthodes de commande linéaire sur des systèmes non linéaires mais d'une façon indirecte (à travers le difféomorphisme).

Chapitre III

Découplage Linéarisant Centralisé et Décentralisé Appliqué à un Réseau Multimachines

Chapitre III

Découplage Linéarisant Centralisé et Décentralisé Appliqué à un Réseau Multimachines

III.1.Introduction

Nous présenterons dans ce chapitre la linéarisation et découplage par bouclage non-linéaire du modèle du réseau électrique modélisé dans le chapitre I. Pour cela, les notions théoriques exposés dans le chapitre II seront utilisées. La linéarisation exacte du système par bouclage est assurée par un choix adéquat des sorties selon l'objectif de la commande.

Notre objectif étant de commander l'angle interne de la machine, le choix de cette sortie est de grande importance. Après avoir déterminé le degré relatif du système, le modèle est mis sous la forme normale à la base de laquelle nous calculons la commande découplante et linéarisante dans un contexte centralisé. Afin de vérifier l'efficacité de cette approche, des tests de simulation sont effectués.

Dans le but de vérifier l'influence de la décentralisation sur le découplage et la linéarisation ainsi synthétisé, des résultats de simulation sont obtenus dans le cas décentralisés où nous supposons que des mesures ne sont disponibles que localement au niveau de chaque machine.

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:

$$\begin{cases} \dot{x}_{1i} = x_{2i} \\ \dot{x}_{2i} = \frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mi} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H_i} (\omega_i - \omega_0) \\ \dot{x}_{3i} = \frac{1}{T_{doi}} (u_{1i} - x_{3i} - \Delta x d_{1i} I_{di}) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où $x_i = [\delta_{1i} \ \omega_{1i} \ \dot{E}_{q1i}]^T$ 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 avec les autres sous-systèmes.

III.2. Détermination du degré relatif [12][16]

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 $h_{1i}(x) = x_{1i} = \delta_{1i}$, et nous calculons leurs dérivées successives jusqu'à faire apparaître l'entrée.

Sortie $h_{1i}(x) = x_{1i}$

$$\frac{dh_{1i}(x)}{dt} = \frac{dx_{1i}}{dt} = x_{2i} \quad (\text{III.2})$$

$$\frac{d^2h_{1i}(x)}{dt^2} = \frac{d^2x_{1i}}{dt^2} = \frac{dx_{2i}}{dt} = \frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mi} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H_i} (\omega_i - \omega_0) \quad (\text{III.3})$$

$$\frac{d^3h_{1i}(x)}{dt^3} = \frac{d^3x_{1i}}{dt^3} = \frac{d^2x_{2i}}{dt^2} = \frac{\omega_0}{2H_i} \frac{d}{dt} (P_{mi} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H_i} \frac{d}{dt} (\omega_i - \omega_0) \quad (\text{III.4})$$

$$\frac{d^3h_{1i}(x)}{dt^3} = \frac{\omega_0}{2H_i} \left(\frac{dP_{mi}}{dt} - \frac{dx_{3i}}{dt} I_{qi} - x_{3i} \frac{dI_{qi}}{dt} \right) - \frac{D_i}{2H_i} \left(\frac{d\omega_i}{dt} \right) \quad (\text{III.5})$$

$$\frac{d^3 h_i(x)}{dt^3} = -\frac{\omega_0}{2H_i} \left[\frac{1}{T_{d0i}} (u_i - x_{3i} - \Delta x_{di} I_{qi}) I_{qi} + x_{3i} \frac{dI_{qi}}{dt} \right] - \frac{D_i}{2H_i} \left(\frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mi} - x_{3i} I_{qi}) - \frac{D_i}{2H_i} (\omega_i - \omega_0) \right) \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$I_{qi} = \sum_{j=1}^3 E_{qj} Y_{ij} \cdot \cos(\delta_{ij} - \theta_{ij}) \quad i = 1, 2, 3 \quad (\text{III.7})$$

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

III.3. Détermination de la forme normale [11] [12]

La forme normale d'un système donné par les équations différentielles (III.1) est calculée à l'aide de la transformation non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} Z_{1i} &= h_{1i}(x) \\ Z_{2i} &= L_f h_{1i}(x) = x_{2i} \\ Z_{3i} &= L_f^2 h_{1i}(x) = \frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mi} - x_{3i} I_{qi}) - \frac{D_i}{2H_i} (\omega_i - \omega_0) \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

La transformation inverse des coordonnées s'écrit :

$$\begin{aligned} x_{1i} &= Z_{1i} \\ x_{2i} &= Z_{2i} \\ x_{3i} &= -\frac{2H_i}{\omega_0 I_{qi}} \left[\frac{D_i}{2H_i} (x_{2i} - \omega_0) - \frac{\omega_0}{2H_i} P_{mi} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

A partir de (III.8) nous obtenons la forme normale du système (III.1).

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_{1i} \\ \dot{Z}_{2i} \\ \dot{Z}_{3i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{1i} \\ Z_{2i} \\ Z_{3i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_{1i} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} W_i \quad (\text{III.10})$$

III.4. Détermination de la loi de commande linéarisante [12]

La commande qui linéarise et découple le système s'écrit :

$$u_i = -\frac{1}{L_g L_f^2 h_{i1}(x)} \left[-L_f^3 h_{i1}(x) - W_i + v_i \right] \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$L_g L_f^2 h_{i1}(x) = \frac{2 H_i T_{d0i}}{\omega_0 I_{qi}} \quad (\text{III.12})$$

$$L_f^3 h_{i1}(x) = \frac{\omega_0}{2 H_i} \left[\frac{1}{T_{d0i}} (x_{3i} + \Delta x_{di} I_{di}) I_{qi} \right] - \frac{D_i}{2 H_i} \left(\frac{\omega_0}{2 H_i} (P_{mi} - x_{3i} I_{qi}) - \frac{D_i}{2 H_i} (\omega_i - \omega_0) \right) \quad (\text{III.13})$$

$$W_i = -x_{3i} \frac{dI_{qi}}{dt} = -x_{3i} \left[G_{ii} \dot{x}_{3i} - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^3 B_{ij} \dot{x}_{3j} \sin(x_i - x_j) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^3 B_{ij} \dot{x}_{ij} x_{3j} \cos(x_i - x_j) \right] \quad (\text{III.14})$$

$$\dot{x}_{3i} = \frac{1}{T_{d0i}} (u_{1i} - x_{3i} - \Delta x_{di} I_{d1i}) \quad (\text{III.15})$$

$$\dot{x}_{3j} = \frac{1}{T_{d0j}} (u_{1j} - x_{3j} - \Delta x_{dj} I_{d1j}) \quad (\text{III.16})$$

Pour notre système ou (n=3) la commande qui linéarise et découple le système est :

$$u_1 = -\frac{1}{L_g L_f^2 h_1(x)} \left[-L_f^3 h_1(x) - W_1 + v_1 \right] \quad (\text{III.17})$$

$$u_2 = -\frac{1}{L_g L_f^2 h_2(x)} \left[-L_f^3 h_2(x) - W_2 + v_2 \right] \quad (\text{III.18})$$

$$u_3 = -\frac{1}{L_g L_f^2 h_3(x)} \left[-L_f^3 h_3(x) - W_3 + v_3 \right] \quad (\text{III.19})$$

Alors

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = -[A]^{-1} \begin{bmatrix} L_f^3 h_1(x) \\ L_f^3 h_2(x) \\ L_f^3 h_3(x) \end{bmatrix} - [A]^{-1} \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \end{bmatrix} + [A]^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{2H_1}{\omega_0 T_{d01}} [I_{q1} + G_{11}x_3] & -\frac{2H_1 B_{12} x_3}{\omega_0 T_{d02}} \sin(x_1 - x_4) & -\frac{2H_1 B_{13} x_3}{\omega_0 T_{d03}} \sin(x_1 - x_7) \\ -\frac{2H_2 B_{21} x_6}{\omega_0 T_{d01}} \sin(x_4 - x_1) & -\frac{2H_2}{\omega_0 T_{d02}} [I_{q2} + G_{22}x_6] & -\frac{2H_2 B_{23} x_6}{\omega_0 T_{d03}} \sin(x_4 - x_7) \\ -\frac{2H_3 B_{31} x_9}{\omega_0 T_{d01}} \sin(x_7 - x_1) & -\frac{2H_3 B_{32} x_9}{\omega_0 T_{d02}} \sin(x_7 - x_4) & -\frac{2H_3}{\omega_0 T_{d03}} [I_{q3} + G_{33}x_9] \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

alors :

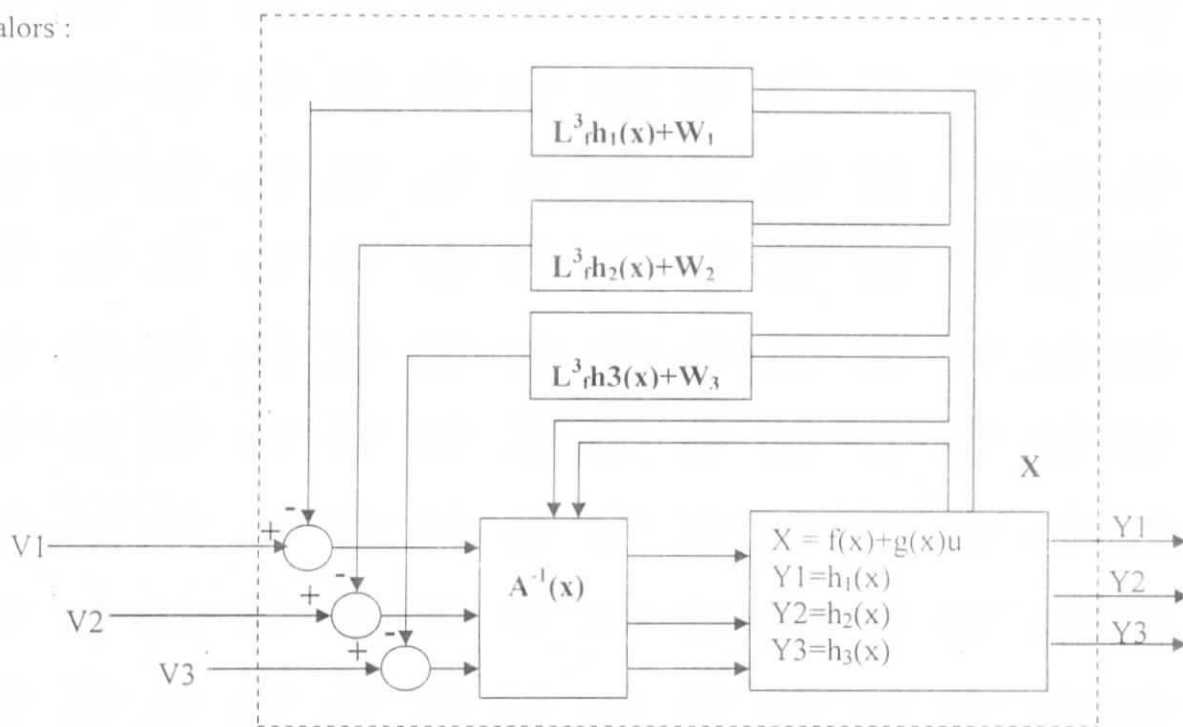


Figure III.1. Schéma de principe de linéarisation par bouclage

III.5. Linéarisation par bouclage centralisé du modèle du réseau à trois machines

Afin de valider les résultats théoriques des tests par simulation numérique ont été effectués. Ces tests consistent à vérifier le découplage et la linéarisation du modèle. Pour cela, nous avons, dans un premier lieu, données des échelons d'amplitude de 10% à chaque entrée, et nous avons visualisé les sorties. Les résultats obtenus sont représentés par la figure (III.1)

D'après les résultats obtenus, nous constatons que le comportement des sorties est similaire à un système linéaire avec intégrateur, cela confirme la présence d'une triple intégration dans le modèle linéarisé.

Un autre essai a été effectué afin de vérifier le découplage de différentes sorties par rapport aux différentes entrées. Pour cela des signaux échelons ont été appliqués sur une seule entrée sachant que les deux autres entrées sont mises à zéro.

D'après les résultats obtenus, nous constatons qu'en général, le découplage est effectif, sauf que la deuxième sortie, pour le premier test, est affectée par la première entrée. Cela s'explique dans la structure de la loi découplante dont son expression dépend des autres commandes.

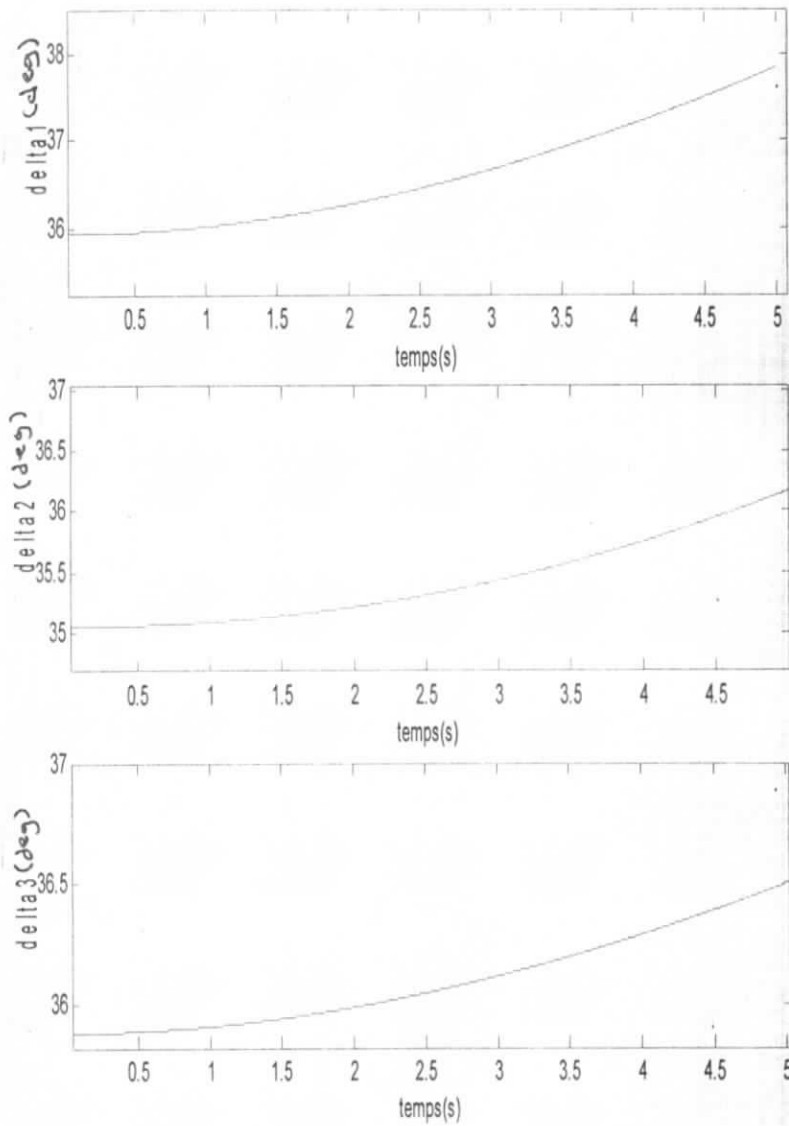


Figure III.1 : test de linéarisation par bouclage centralisé, V1=10% V2=10% V3=10%.

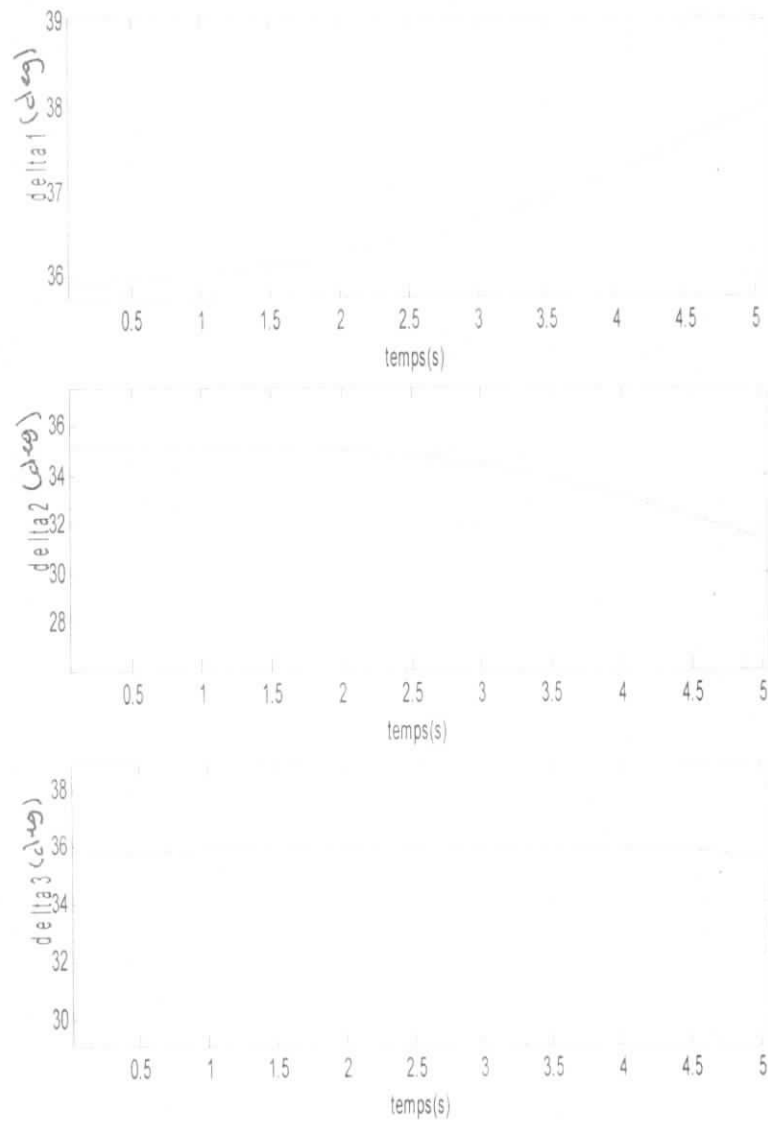


Figure III.2 : test de découplage par bouclage centralisé, $V1=10\%$ $V2=0\%$ $V3=0\%$.

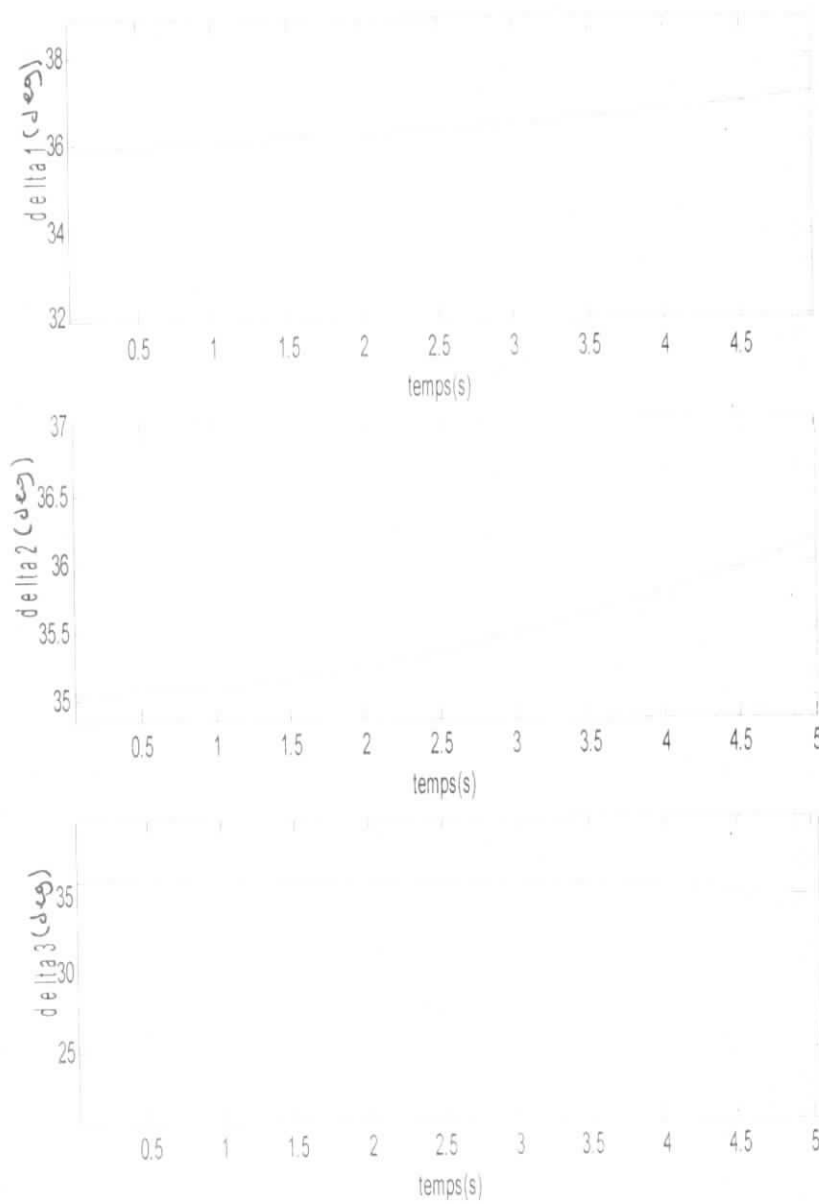


Figure III.3 : test de découplage par bouclage centralisé, $V1=0\%$ $V2=10\%$ $V3=0\%$.

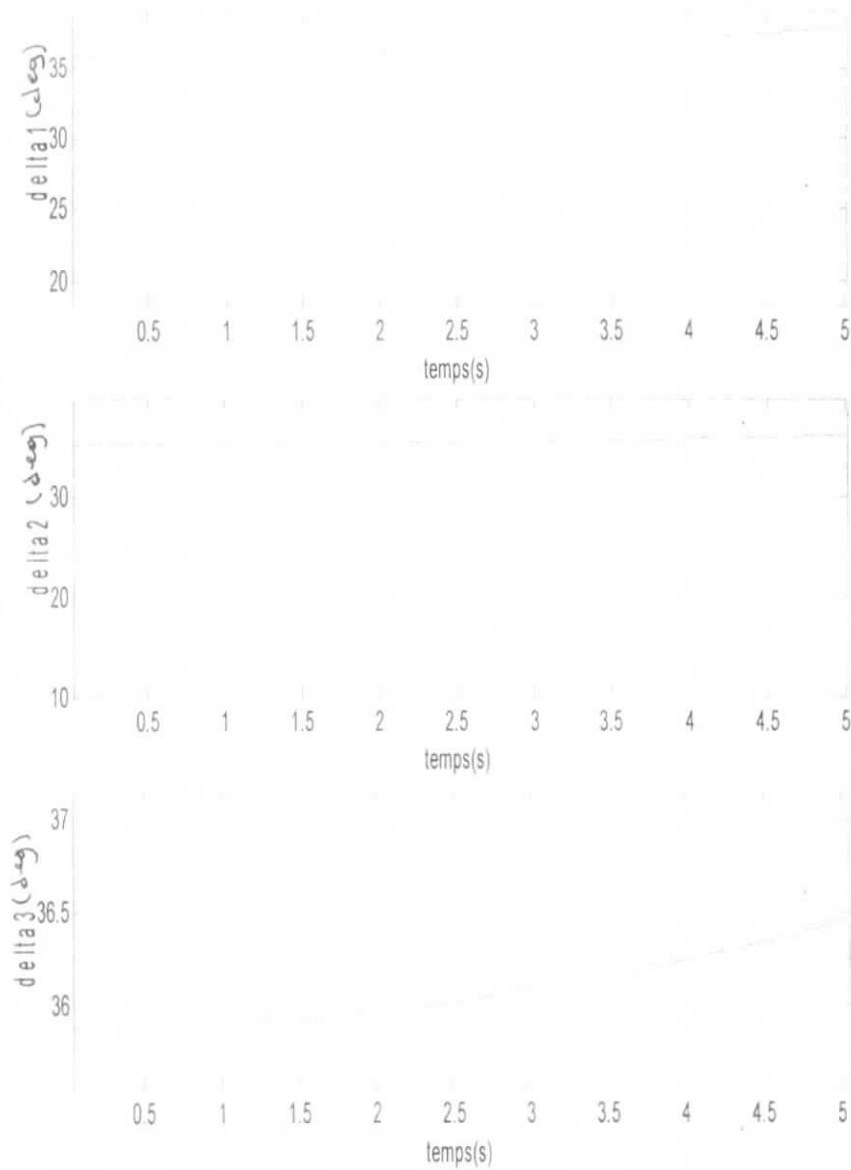


Figure III.4 : test de découplage par bouclage centralisé, $V1=0\%$ $V2=0\%$ $V3=10\%$.

III.6. Influence de la décentralisation sur la linéarisation par bouclage décentralisé

Etant donné que dans les systèmes complexes interconnectés, les structures de commande adoptées sont souvent décentralisées. Dans cette structure 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. C'est-à-dire, le terme W_i dans l'équation (III.11) est nul. Cette décentralisation va affecter les résultats de découplage et de linéarisation, synthétisés dans le cas centralisé. En vue de vérifier cet aspect, pour notre système, nous avons négligé les mesures provenant des autres machines. Les résultats obtenus par simulation (Figure III.5) ont montrés que les performances de linéarisation sont sérieusement détériorées.

Pour améliorer les performances, dans le cas décentralisé, nous avons superposé au signal de commande locale un signal additif constant majorant les grandeurs de mesure des autres sous-systèmes, ce signal a été introduit pour compenser l'effet de la décentralisation. La valeur maximale de ce signal a été obtenue par simulation. Les résultats obtenus sont satisfaisants dans le sens où la linéarisation décentralisée est réalisée (Figure III.6).

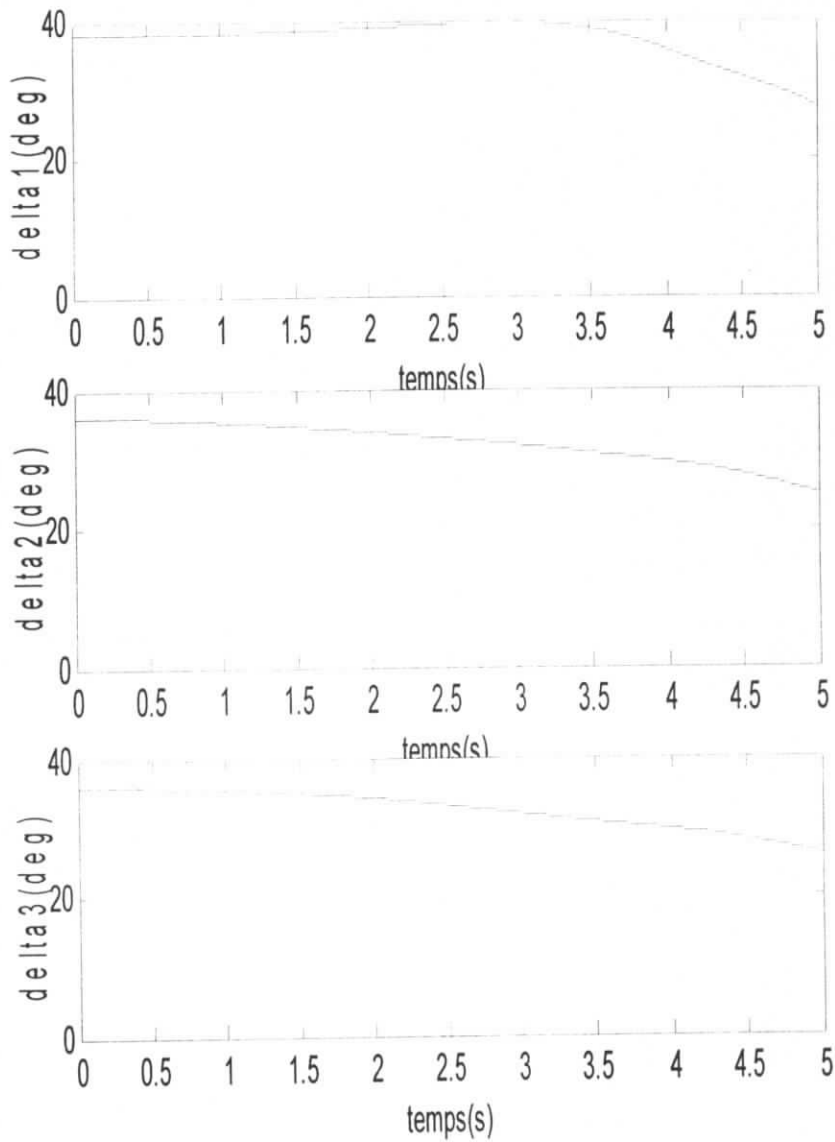


Figure III.5 : test de découplage par bouclage décentralisé, $V1=0\%$ $V2=0\%$ $V3=0\%$.

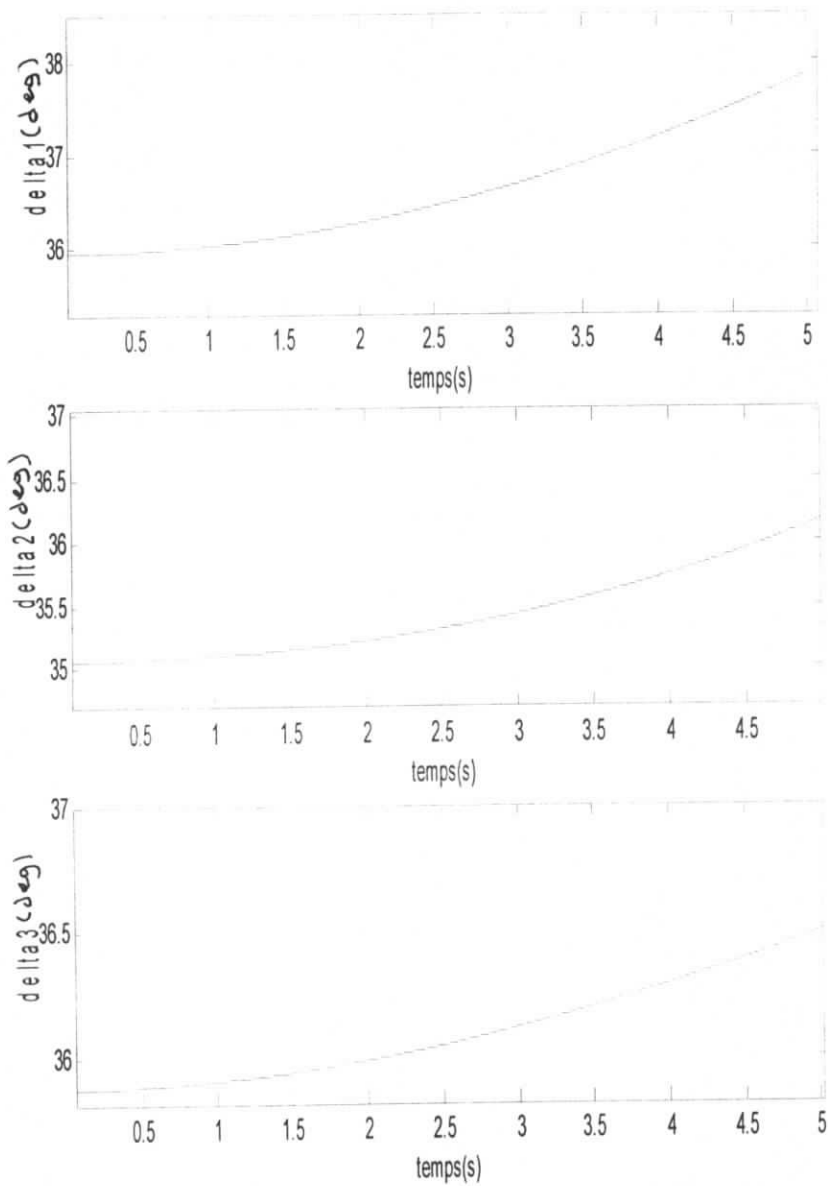


Figure III.6 : test de découplage par bouclage décentralisé, $V1=10\%$ $V2=10\%$ $V3=10\%$.

III.7. Influence des valeurs du signal additif sur la linéarisation et le découplage décentralisé du système

Afin de tester l'influence de la valeur du signal additif sur les performances de la linéarisation et le découplage du système, des tests supplémentaires ont été effectués en augmentant et en diminuant la valeur de ce signal. Les résultats sont donnés par les figures (III.7, ..., III.13).

D'après les résultats obtenus, on constate que l'augmentation de la valeur de ce signal au-delà de 50% et sa diminution au-delà de 40% les performances en terme de linéarisation se détériorent sérieusement (voir figure III.10,III.12).

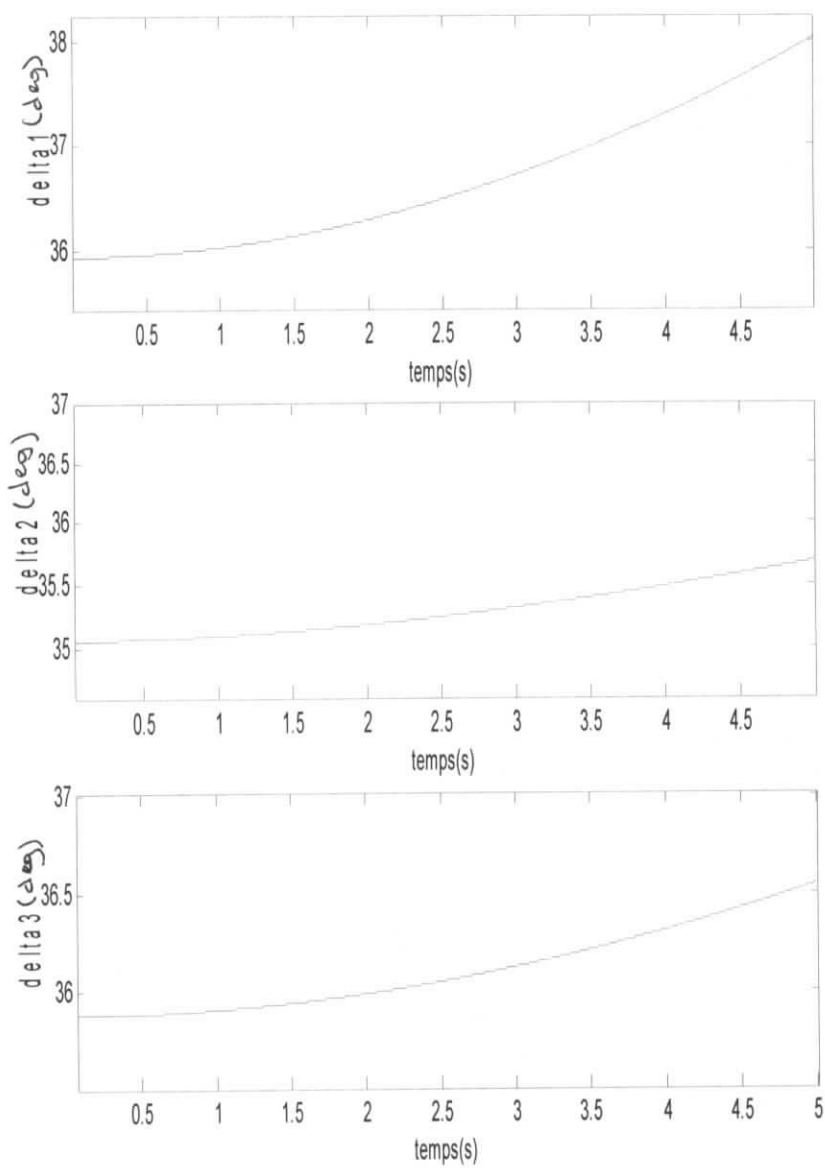


Figure III.7 : test de l'influence des variations des majorant, augmentation de 10%.

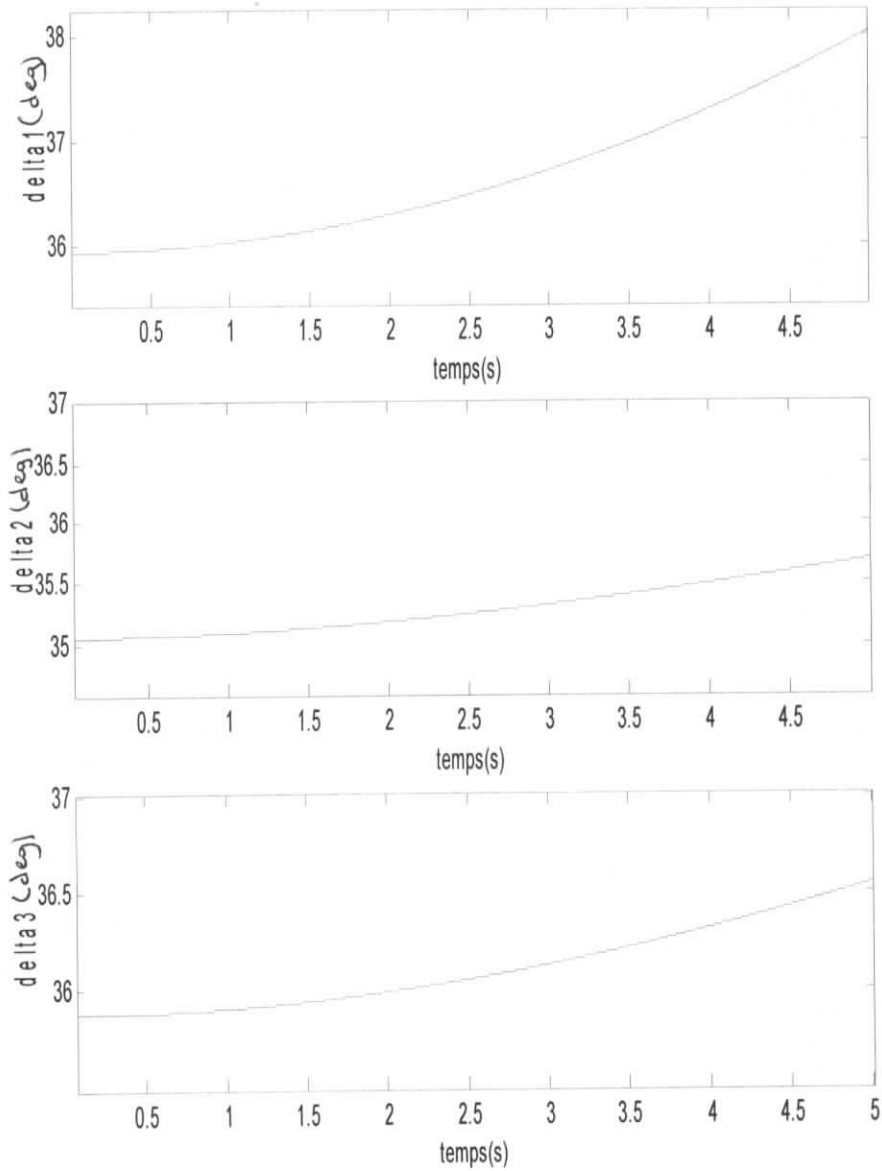


Figure III.8 : test de l'influence des variations des majorant, augmentation de 20%.

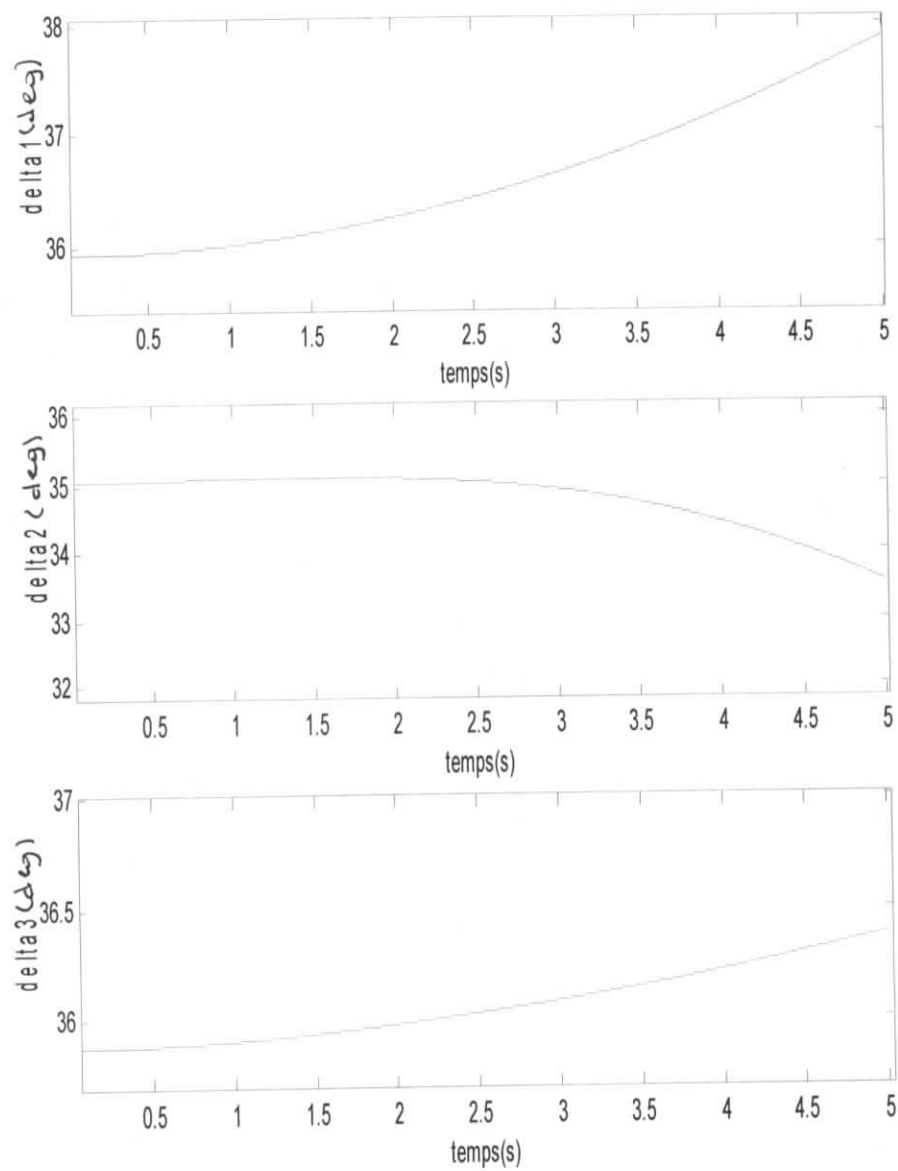


Figure III.9 : test de l'influence des variations des majorant, augmentation de 50%

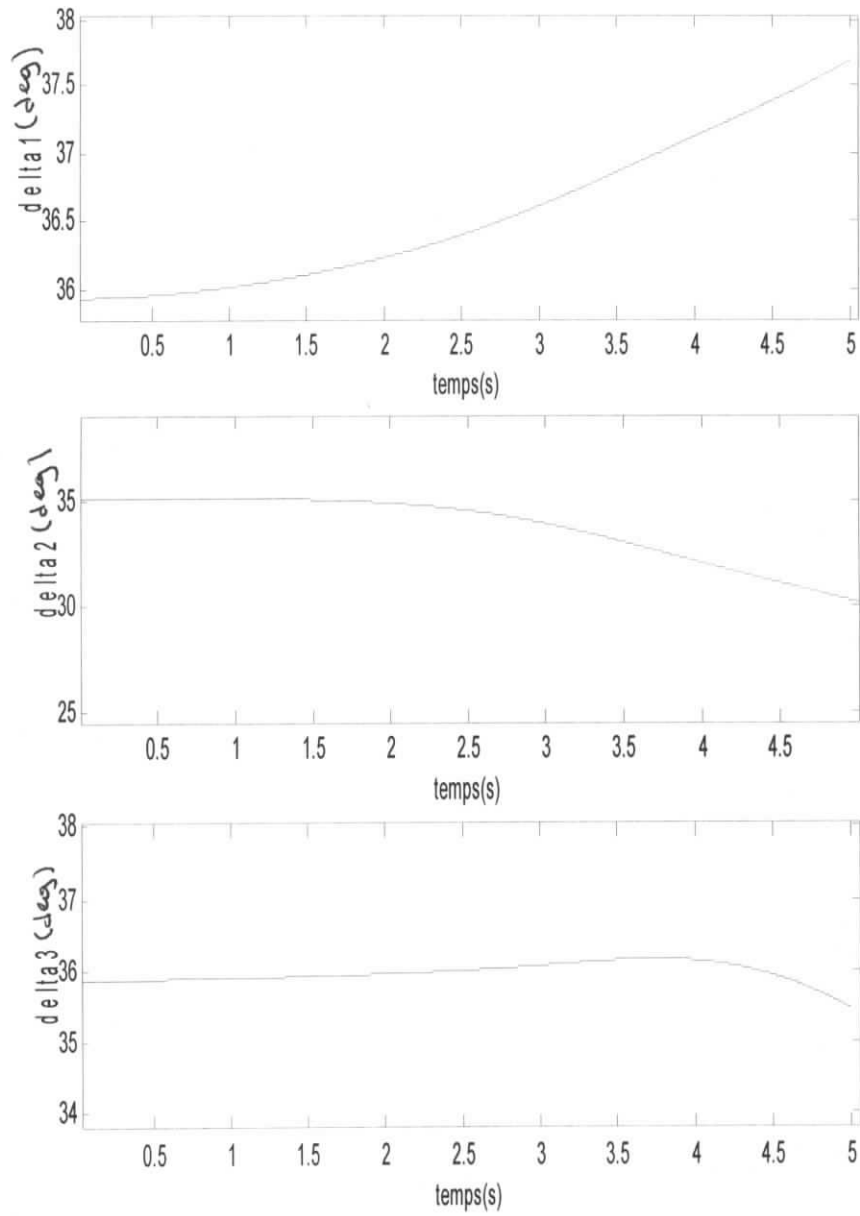


Figure III.10 : test de l'influence des variations des majorant, augmentation de 65%.

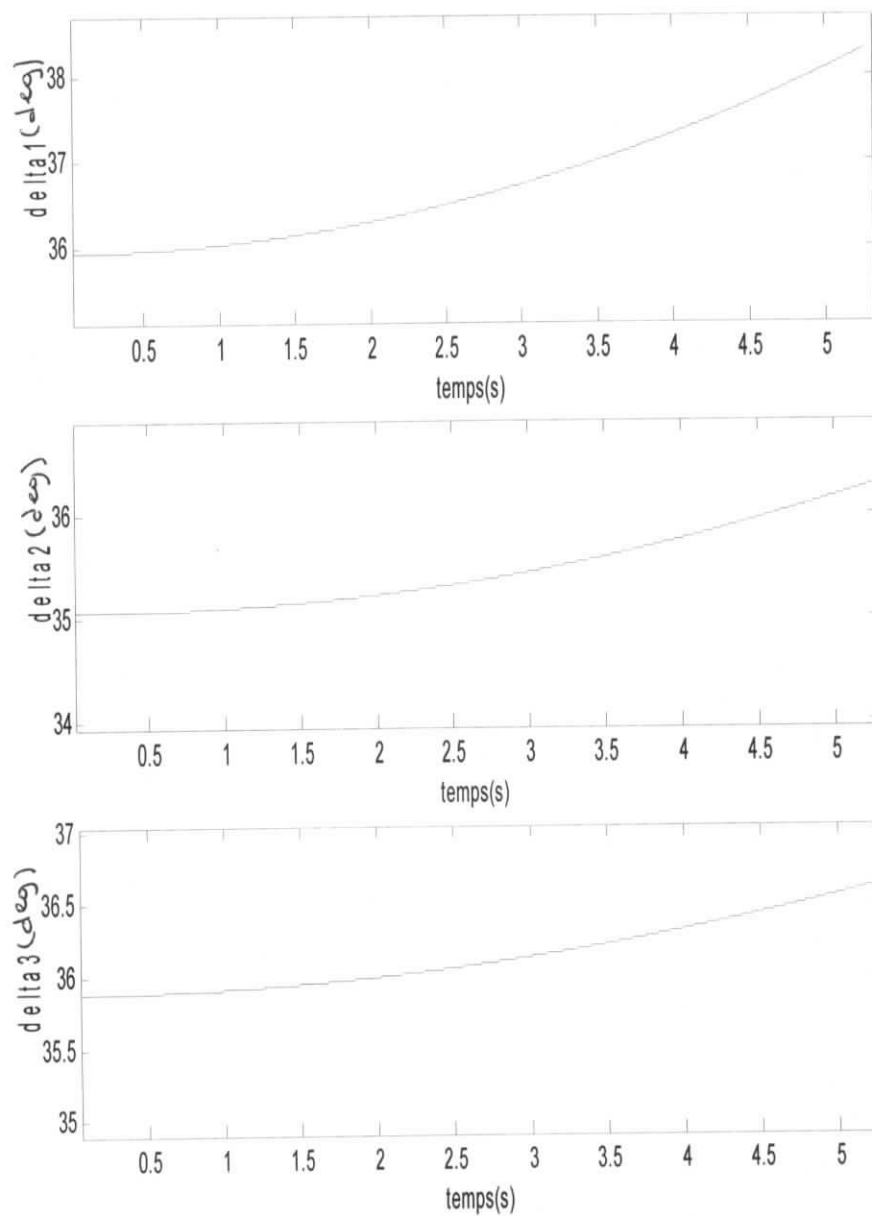


Figure III.11 : test de l'influence des variations des majorant, diminution de 20%.

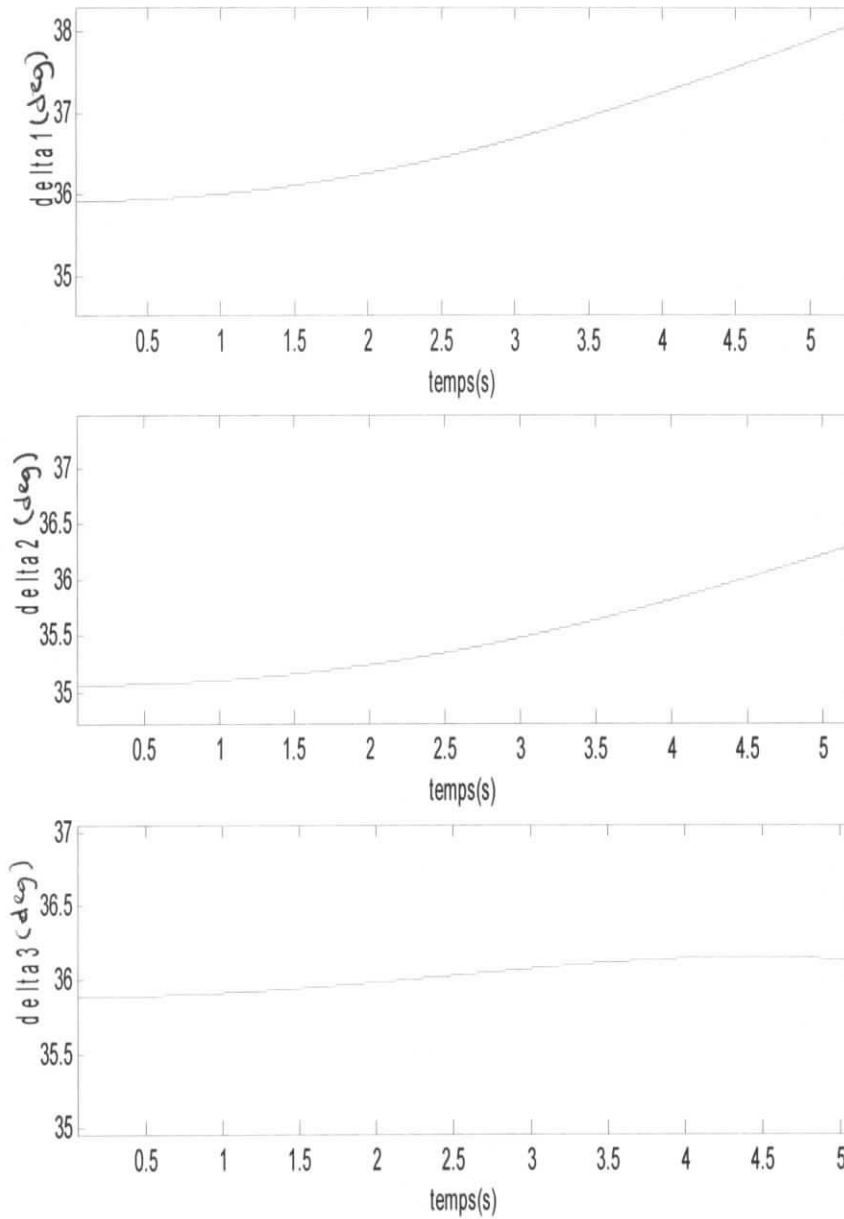


Figure III.12 : test de l'influence des variations des majorant, diminution de 40%.

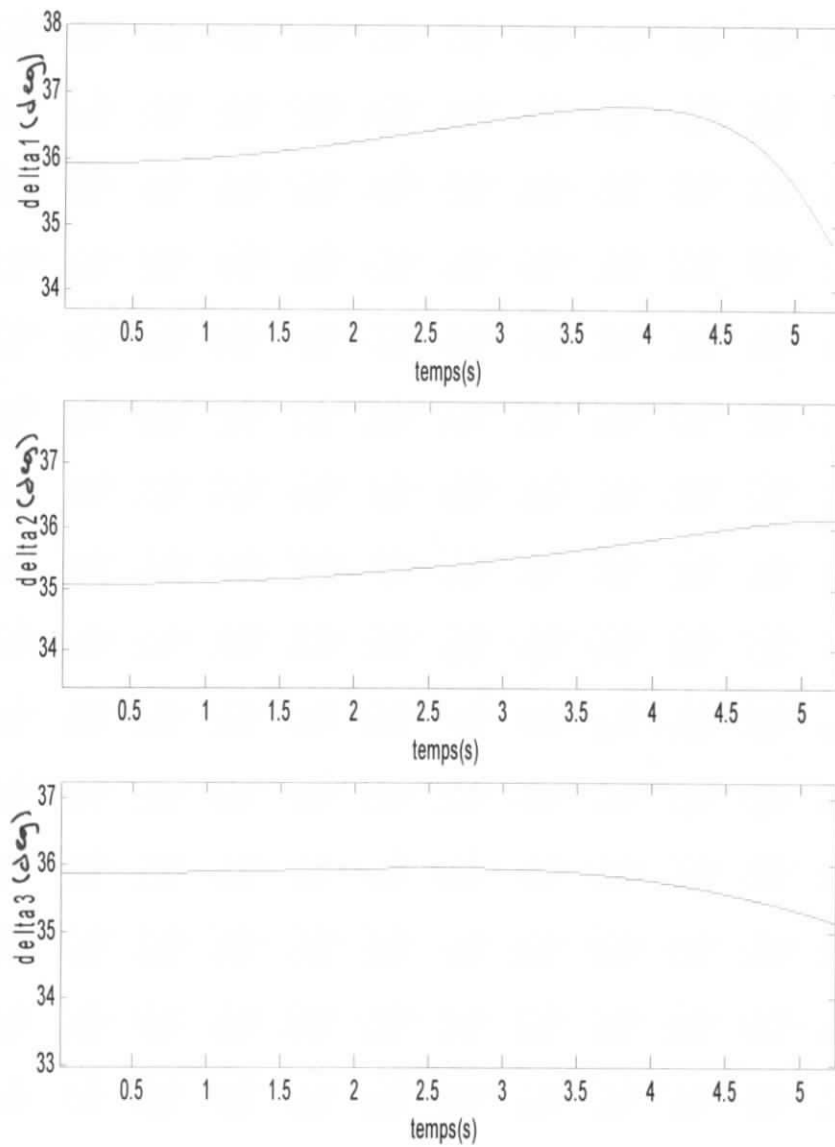


Figure III.13 : test de l'influence des variations des majorant, diminution de 65%.

III.8.Conclusion

Dans ce chapitre, la technique de linéarisation et découplage par bouclage non linéaire a été appliquée à un réseau électrique à trois machines. Cette approche est introduite pour permettre l'utilisation des techniques disponibles dans la théorie de la commande. Ainsi, le bouclage linéarisant a été synthétisé dans un contexte centralisé puis appliqué dans le cas centralisé et décentralisé. Ce dernier cas est motivé par le fait que dans les systèmes interconnectés géographiquement distribués, tels que les réseaux électriques, les mesures des grandeurs physiques ne sont disponibles que localement, ce qui engendre une contrainte supplémentaire pour l'élaboration de la commande (contrainte de décentralisation).

Pour remédier à cet inconvénient, la loi linéarisante locale a été renforcée par un signal majorant la valeur des signaux de mesure provenant des autres sous-systèmes. Cela permet de compenser l'effet des interconnexions entre les sous-systèmes.

Les résultats de simulation obtenus confirment clairement l'efficacité de cette approche, en particulier pour la linéarisation aussi bien en centralisé qu'en décentralisé.

Chapitre IV

Application de la Commande à Structure Variable Centralisée et Décentralisée à un Réseau Electrique Multimachines

Chapitre IV

Application de la Commande à Structure Variable Centralisée et Décentralisée à un Réseau Electrique Multimachines

IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'application de la commande à structure variable centralisé et décentralisé à un réseau électrique multimachine. Notre but est d'examiner les différentes propriétés de cette commande.

Dans une première partie, nous donnons les différents buts qu'on vise à travers l'application de la commande. C'est en fait les références qu'on possède pour tester l'efficacité de la commande à structure variable.

La deuxième partie est consacrée à la synthèse de la commande à structure variable. Cette partie étant la plus importante, car elle contient toutes les étapes conduisant à l'établissement de la commande. En effet, c'est le cas pour n'importe quelle procédure de régulation.

La partie consacrée à la simulation des réponses et des comportements internes du système constitue une validation des lois élaborées. Pour cela, on examine les propriétés de poursuite et la robustesse pour les deux cas, centralisé et décentralisé.

IV.2 Le but de régulation d'un réseau électriques multimachines

Le but général à travers la régulation automatique pour les réseaux électriques est bien sur de maintenir la stabilité des systèmes lors de l'apparition des défauts susceptibles de survenir dans les réseaux électriques. Ces défauts sont classés suivant leur nature en deux classes.

Perturbations lentes : de faible amplitude, comme par exemple, une faible surcharge ou une sur-excitation. Elles sont peu contraignantes. [5]

Perturbations rapides : de grande amplitude, elles sont souvent localisées. Comme par exemple, l'ouverture d'une ligne ou un court-circuit polyphasé. Ces perturbations sont contraignantes. [5]

Notre étude concerne la stabilité vis à vis des perturbations de forte amplitude. Par conséquent, les objectifs de notre commande est de garder premièrement, le synchronisme du réseau, c'est à dire faire de telle sorte que le rotor de la machine synchrone tourne à la vitesse de synchronisme ω_0 . Deuxièmement, il faut que la tension terminale de la machine synchrone soit invariante après l'apparition du défaut.

Cela est équivalent à :

$$\Delta w_i = 0 \quad \delta_i = cts \quad V_{t_i} = cts \quad (IV.1)$$

Les perturbations qu'on va prendre en considération pour la suite sont les surcharges seulement.

IV.3 Conception de la commande à structure variable

Reprenant les équations d'état du réseau multimachines linearisé, données dans le chapitre précédent :

$$\dot{Z}_i = A_i Z_i + B_i V_i + B_{pi} W_i \quad (IV.2)$$

$$Y_{1i} = C_i Z_{1i}$$

$i=1,2,3$ le nombre de sous-système

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

$$Z_i = [Z_{1i} \quad Z_{2i} \quad Z_{3i}]^T \quad Y_i = Z_{1i} \quad (IV.3)$$

La matrice A_i et les vecteurs B_i et B_{pi} sont donnés par :

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad B_{pi} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

$$C_i = [1 \quad 0 \quad 0]$$

Rappelant que :

$$\begin{aligned} x_{1i} &= Z_{1i} \\ x_{2i} &= Z_{2i} \\ x_{3i} &= -\frac{2H_i}{\omega_0 I_{qi}} \left[\frac{D_i}{2H_i} (x_{2i} - \omega_0) - \frac{\omega_0}{2H_i} P_{mi} \right] \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

Comme il est déjà vu, la première étape dans la conception de la commande est le choix de la surface de commutation $S_i(z) = 0$, ceci implique le choix du vecteur K_i de la contre réaction d'état. La méthode utilisée est la méthode de placement de pôles.

$$S_i(z) = [K_{1i} \quad K_{2i} \quad K_{3i}] \cdot \begin{bmatrix} Z_{1i} \\ Z_{2i} \\ Z_{3i} \end{bmatrix} + K_{1i} w_i \quad (\text{IV.6})$$

Avec : w_i est la consigne = cts

Calcul de la commande équivalente V_{eqi} :

$$S_i = 0 \Leftrightarrow K_i Z_i + K_{1i} w_i = 0 \quad (\text{IV.7})$$

$$\Rightarrow K_i A_i Z_i + K_i B_i V_{eqi} + K_i W_i = 0$$

$$\Rightarrow V_{eqi} = -[K_i B_i]^{-1} K_i A_i Z_i - [K_i B_i]^{-1} K_i W_i \quad (\text{IV.8})$$

En remplaçant V_{eqi} dans l'équation (IV.2)

$$\dot{Z}_{eqi} = [A_i - B_i [K_i B_i]^{-1} K_i A_i] Z_i + [B_{pi} - B_i [K_i B_i]^{-1} K_i] W_i \quad (\text{IV.9})$$

$$A_{eqi} = [A_i - B_i [K_i B_i]^{-1} K_i A_i] \quad (\text{IV.10})$$

A_{eqi} est la matrice dynamique du système équivalent en boucle fermée

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

Le polynôme caractéristique est le suivant :

$$P_i(\lambda) = \lambda_i \left[\lambda_i^2 + (K_{2i}/K_{3i})\lambda_i + K_{1i}/K_{3i} \right] \quad (\text{IV.11})$$

En choisissant donc les pôles suivants : $-\rho_i + j\rho_i$, $-\rho_i - j\rho_i$, on doit avoir :

$$K_{3i} = 1$$

$$K_{1i} = 2\rho_i$$

$$K_{2i} = 2\rho_i^2$$

Le vecteur de contre réaction d'état du système original est donné par :

$$K_i = \begin{bmatrix} 2 \cdot \rho_i^2 & 2 \cdot \rho_i & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

Les surfaces de commutation sont donc déterminées en fonction de K_i :

$$S_i(z) = \begin{bmatrix} 2 \cdot \rho_i^2 & 2 \cdot \rho_i & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{1i} \\ Z_{2i} \\ Z_{3i} \end{bmatrix} + K_i w_i \quad (\text{IV.13})$$

L'étape suivante est le calcul des gains de contre réaction d'état de la commande, dont sa loi de à structure variable est donnée comme suit :

$$U_i(Z) = v_i \cdot Z_i \quad (\text{IV.14})$$

$$v_i = \begin{bmatrix} v_{1i} & v_{2i} & v_{3i} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.15})$$

Avec g_i sont les gains de contre réaction.

En écrivant la condition nécessaire d'existence du mode de glissement :

$$\frac{dS_i^2}{dt} = 2 \cdot S_i \cdot \frac{dS_i}{dt} < 0 \quad (\text{IV.16})$$

On obtient :

$$S_i \cdot \frac{dS_i}{dt} < 0 \quad (\text{IV.17})$$

Donc :

$$S_i \cdot [K_i \cdot \dot{Z}_i] < 0 \quad (\text{IV.18})$$

On aura finalement :

$$S_i \cdot [v_{1i} K_{3i} Z_{1i} + (K_{1i} + v_{2i} K_{3i}) Z_{2i} + (K_{2i} + v_{3i} K_{3i}) Z_{3i} + K_{3i} d_i + K_{3i} W_i] < 0 \quad (\text{IV.19})$$

Il suffit donc que :

$$v_{1i} = \begin{cases} \alpha_{1i} > 0 & \text{si } S_i Z_{1i} < 0 \\ \beta_{1i} < 0 & \text{si } S_i Z_{1i} > 0 \end{cases} \quad (IV.20)$$

$$v_{2i} = \begin{cases} \alpha_{2i} > -K_{1i} / K_{3i} + q_{2i} |K_{1i} / K_{3i}| & \text{si } S_i Z_{2i} < 0 \\ \beta_{2i} < -K_{2i} / K_{3i} - q_{2i} |K_{1i} / K_{3i}| & \text{si } S_i Z_{2i} > 0 \end{cases}$$

même opération pour v_{3i}

On voit bien que les considérations prises par (IV.20) ne sont pas suffisantes pour satisfaire la condition de convergence (IV.17) Il faut donc ajouter un autre terme d_i défini comme suit :

$$d_i = \begin{cases} -\frac{W_i}{K_{3i}} + q_{3i} \cdot \left| \frac{W_i}{K_{3i}} \right| & \text{si } S_i < 0 \\ -\frac{W_i}{K_{3i}} - q_{3i} \cdot \left| \frac{W_i}{K_{3i}} \right| & \text{si } S_i > 0 \end{cases} \quad (IV.21)$$

Où q_i sont des constantes positives.

Pour appliquer la commande sur le système linearisé, il suffit de transformer les surfaces et les commandes résultants ver l'espace réel. Ainsi on obtient le tableau suivant.

	Générateur	La commande	La surface
Cas centralisé	G_i	$U_i(x) = v_{1i}x_{1i} + v_{2i}x_{2i} + v_{3i} \left(\frac{\omega_0(P_{mi} - x_{3i}I_{qi}) - D_i x_{2i}}{2H_i} \right) + d_i$	$S_i(x) = k_{1i}x_{1i} + k_{2i}x_{2i} + k_{3i} \left(\frac{\omega_0(P_{mi} - x_{3i}I_{qi}) - D_i x_{2i}}{2H_i} \right)$
Cas décentralisé	G_i	$U_i(x) = v_{1i}x_{1i} + v_{2i}x_{2i} + v_{3i} \left(\frac{\omega_0(P_{mi} - x_{3i}I_{qi}) - D_i x_{2i}}{2H_i} \right) + \bar{d}_i$	$S_i(x) = k_{1i}x_{1i} + k_{2i}x_{2i} + k_{3i} \left(\frac{\omega_0(P_{mi} - x_{3i}I_{qi}) - D_i x_{2i}}{2H_i} \right)$

Tableau présenté les surfaces est les commandes dans l'espace initiale

Pour le cas décentralisé on remplaçant les W_i dans l'équation (IV.21) par leurs majorant, c'est-à-dire $\overline{W}_1 = 0.13 (p.u)$, $\overline{W}_2 = 0.11 (p.u)$ et $\overline{W}_3 = 0.1 (p.u)$ en obtient l'expression de \overline{d}_i telle que

$$\overline{d}_i = \begin{cases} -\frac{\overline{W}_i}{K_{3i}} + q_{3i} \frac{\overline{W}_i}{K_{1i}} & \text{si } S_i < 0 \\ -\frac{\overline{W}_i}{K_{3i}} - q_{3i} \frac{\overline{W}_i}{K_{1i}} & \text{si } S_i > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Application

Dans ce paragraphe nous avons appliqué la commande centralisée et décentralisée sur notre système linearisé par bouclage non linéaire. Notre objectif est la régulation de l'angle interne de chaque générateur, pour garder le synchronisme du réseau électrique multimachines, par conséquent la stabilité de la tension terminale. Pour cela, nous avons effectué des essais pour tester la robustesse de cette commande.

IV.4. Résultat de simulation de la commande à structure variable centralisée

Dans cette partie, nous avons appliqué la commande à structure variable centralisée, cette commande tient en compte les mesures provenant des autres sous-systèmes. Notre but premièrement, est de régler l'angle interne, est de stabiliser la tension terminale. Les résultats de simulation sont donnés dans la figure (IV.1).

On fait varier le couple mécanique à $t=20s$ de différentes valeurs (20%, 40%), et on aura son effet sur l'angle interne et la tension terminale, comme il est- montré dans les figures (IV.3, IV.5)

D'après les résultats obtenus, on constate que :

La dynamique du système en boucle fermée répond à notre objectif de commande, c'est-à-dire que l'angle interne suit sa référence, ainsi que la tension terminale se stabilise à une valeur bien précise

La commande est robuste par rapport à une variation de couple mécanique (jusqu'à 40% de sa valeur nominale).

La commande résultante varie dans une plage bien déterminée (1 et -1), et la surface converge vers l'origine ($s=0$) et commute sur celle-ci.

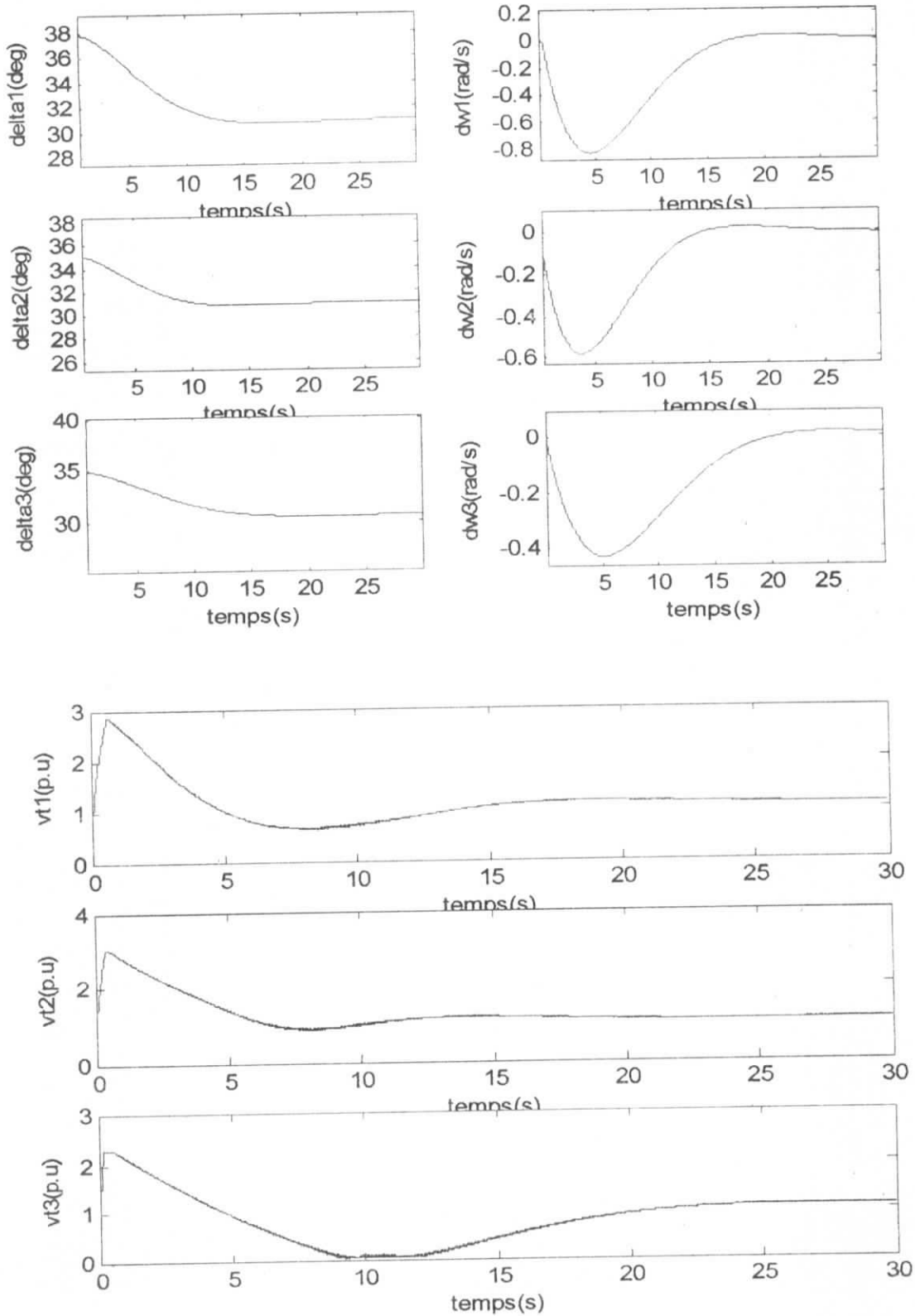


Figure IV.1 Réponse du système dans le cas centralisé

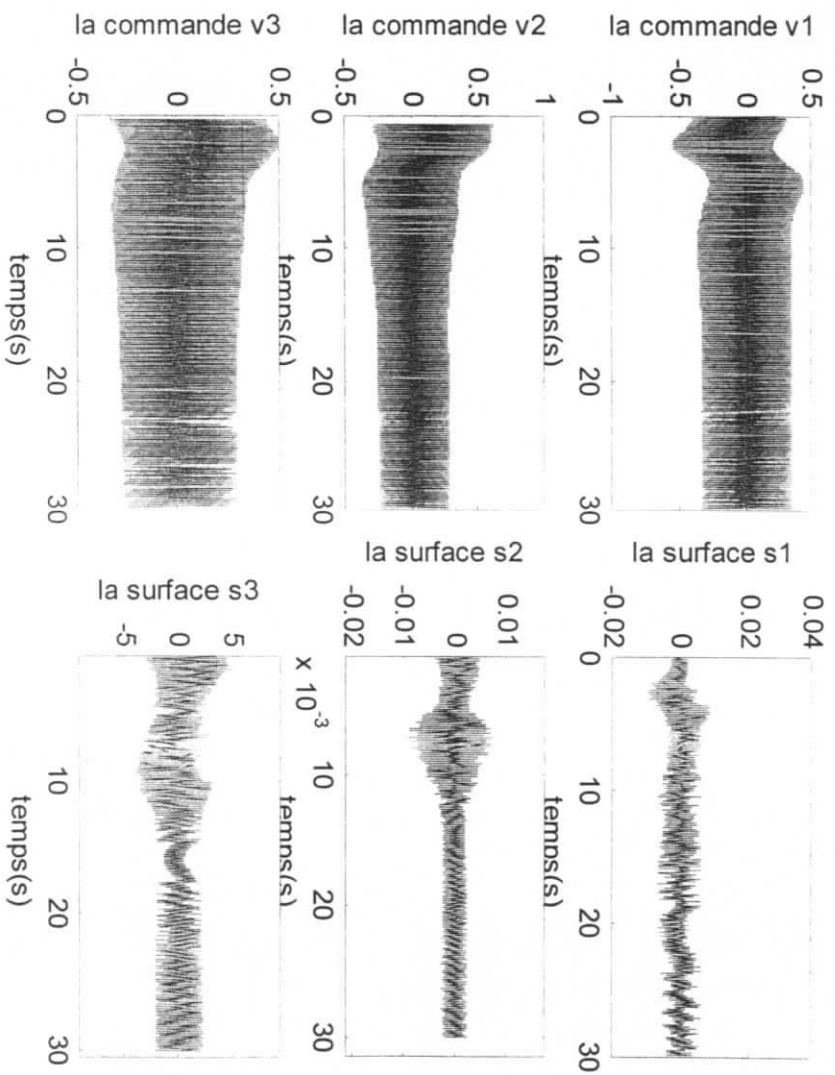


Figure (IV.2) : Evolution des commandes ainsi que les surfaces

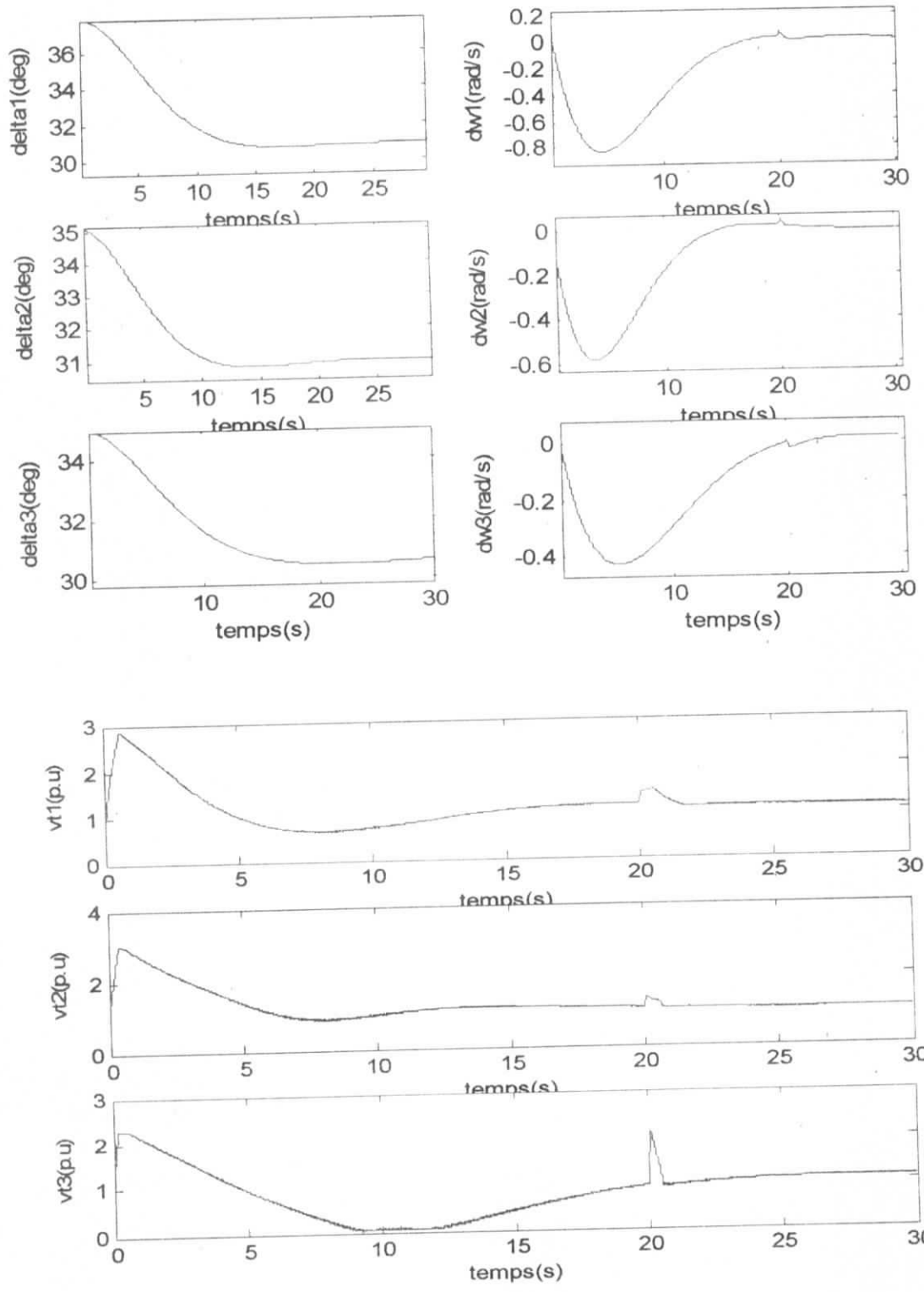


Figure IV.3 Réponse du système dans le cas centralisé, augmentation de couple mécanique de 20%

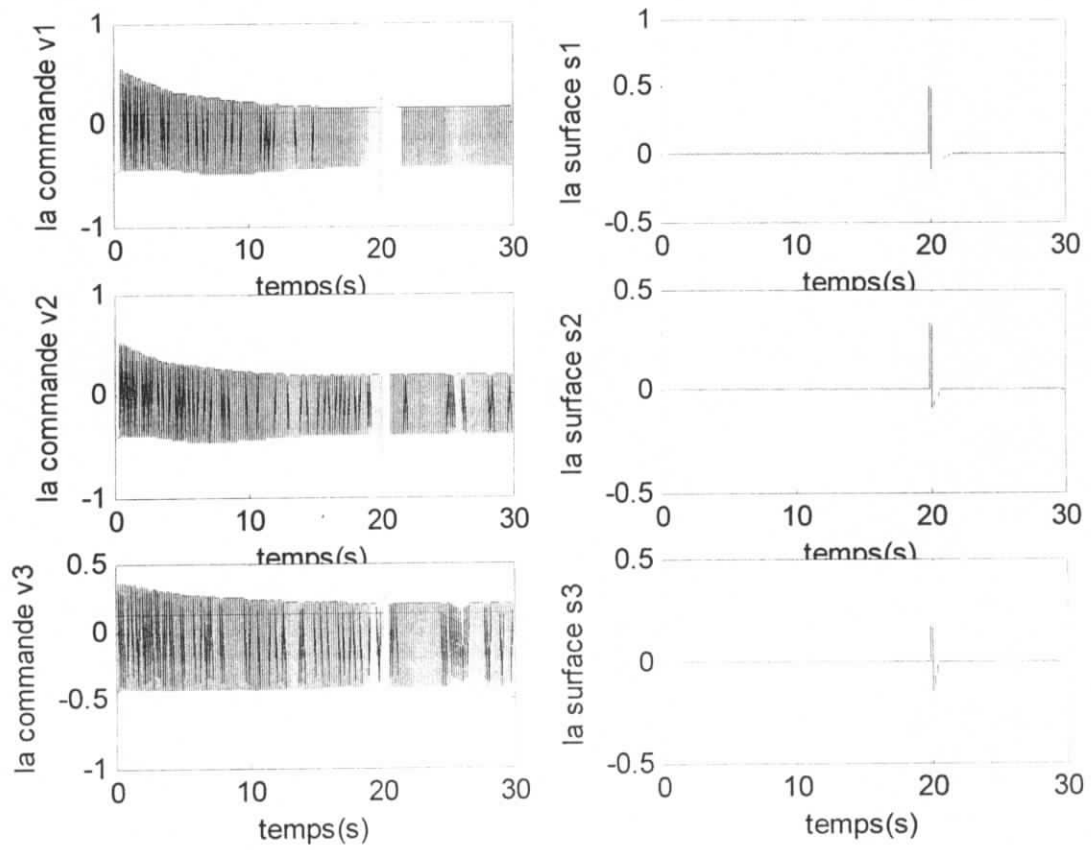


Figure IV.4 :Evolution des commandes ainsi que les surfaces

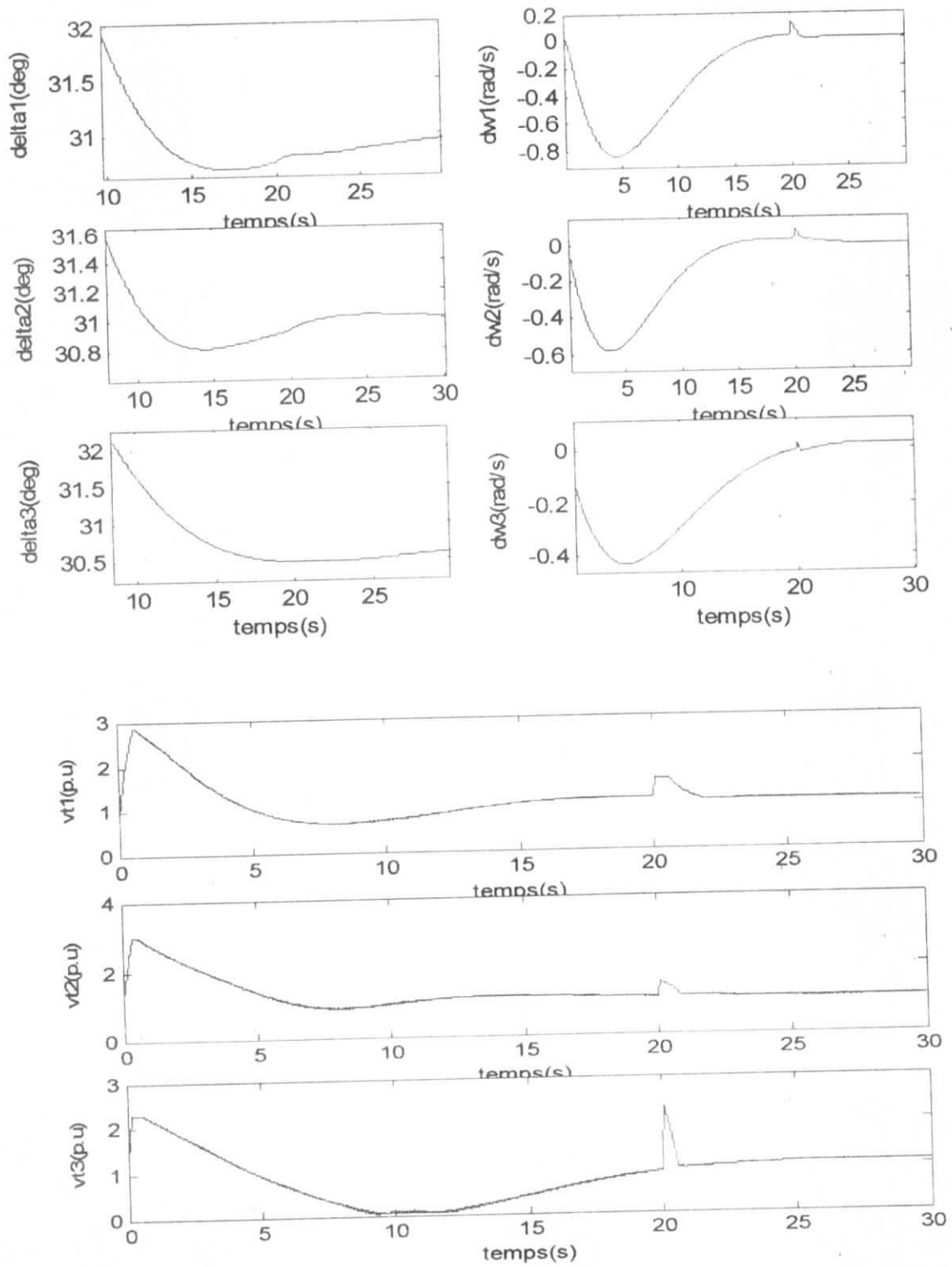


Figure IV.5 : Réponse du système dans le cas centralisé, augmentation de couple mécanique de 40%

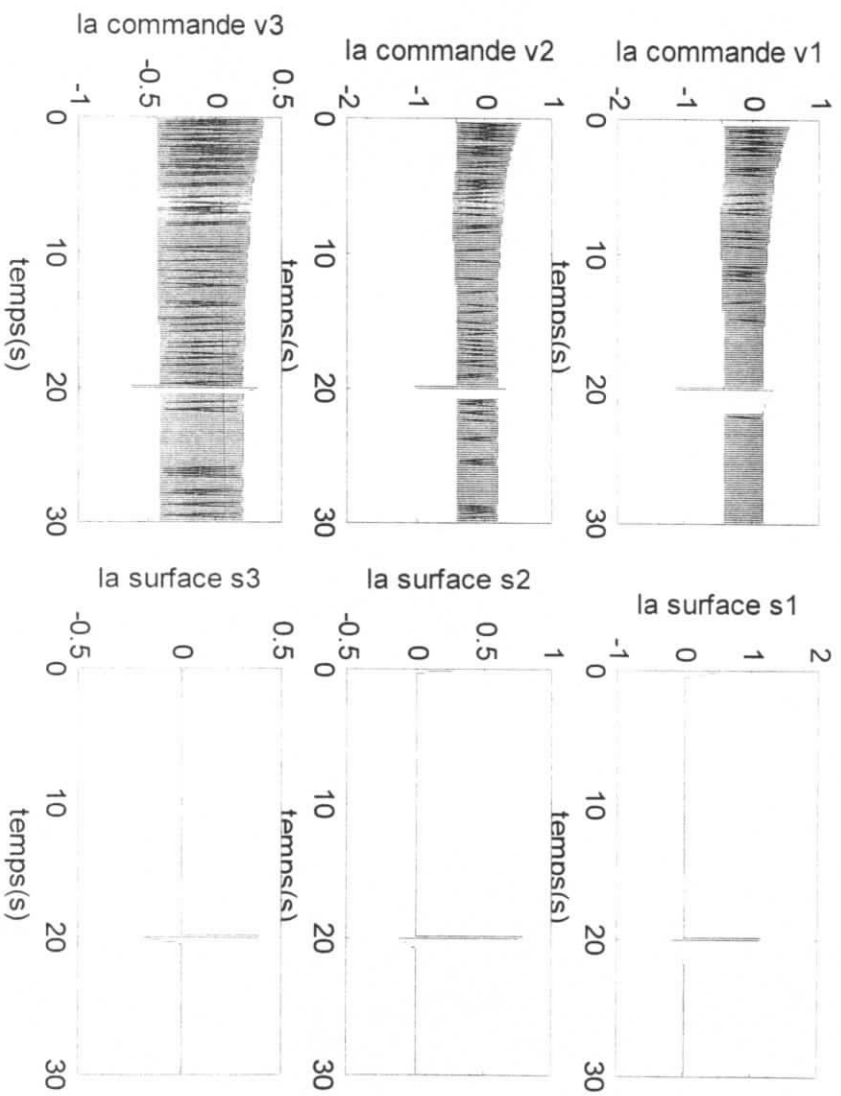


Figure IV.6 :Evolution des commandes ainsi que les surfaces

VI.5. Résultat de simulation de la commande à structure variable décentralisée

Dans cette commande, on tient en compte seulement des mesures locales, pour les mesures provenant des autres sous-systèmes, on prend des valeurs majorées. Nous avons tout d'abord, analysé la propriété de poursuite. Puis, nous avons examiné l'influence de la variation de couple mécanique sur la dynamique du système.

Les réponses du système sont données ci-dessous

D'après les résultats, on remarque que les angles internes tendent vers les références désirées, et les variations de vitesse s'annulent, à ce moment là, les tensions terminales sont stabilisées à des valeurs constantes (autour de 1).

On constate que la commande est robuste par apport à la variation du couple mécanique jusqu'à 40%.

Ces résultats importants de notre investigation nous ont permis de conclure que pour appliquer la commande décentralisée, il suffit de prendre les majorants des mesures provenant des autres sous-systèmes.

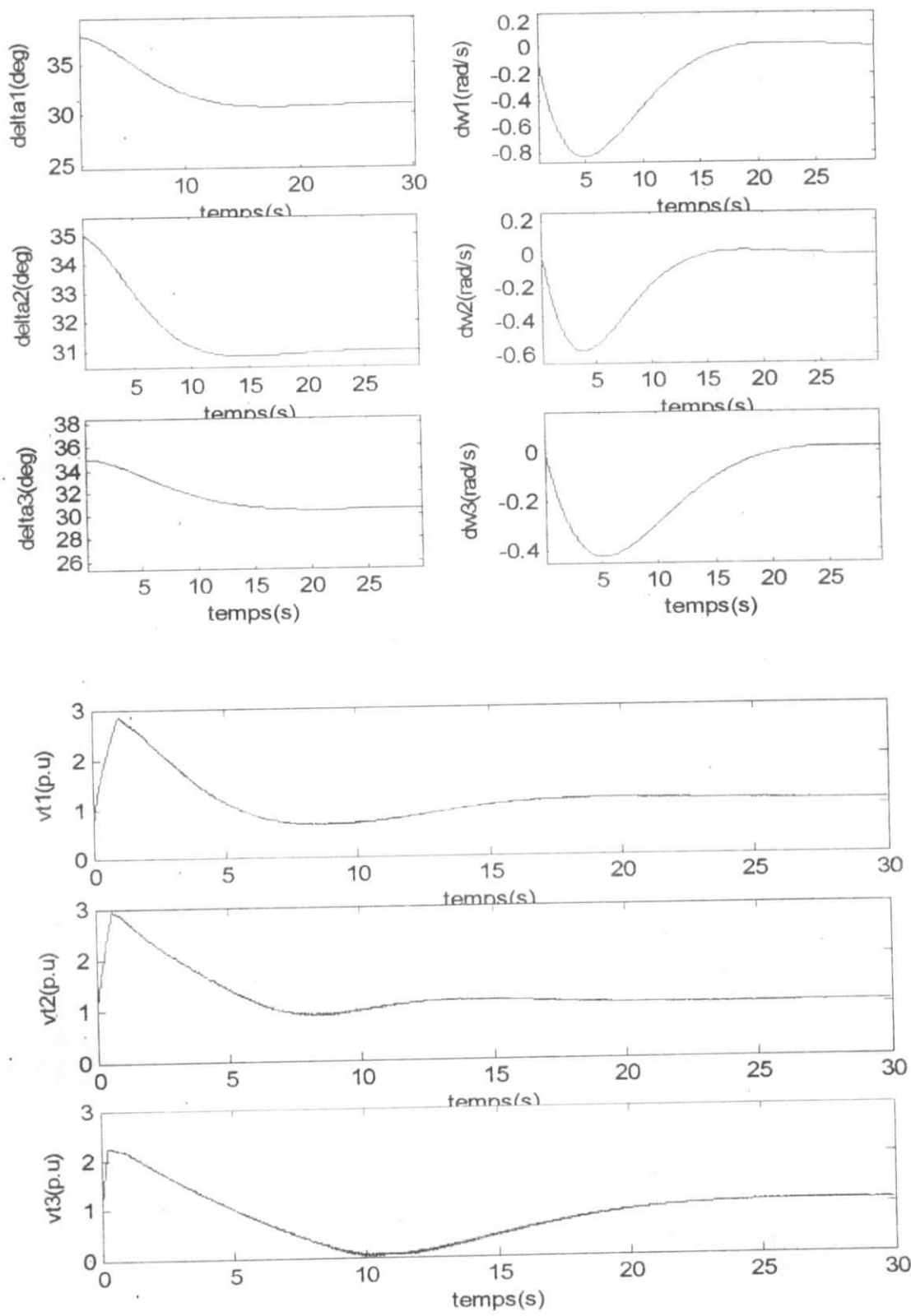


Figure IV.7 : Réponse du système dans le cas décentralisé

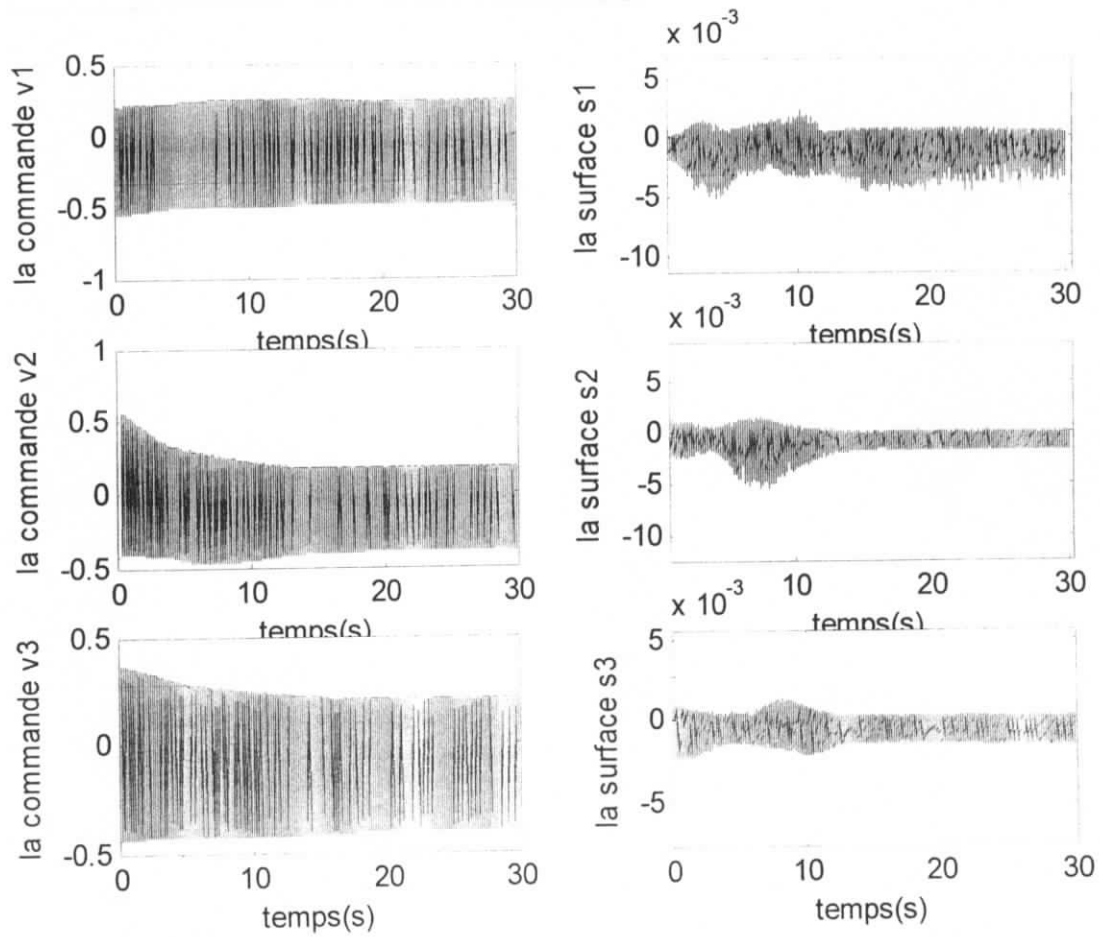


Figure IV.8 : Evolution des commandes ainsi que les surfaces

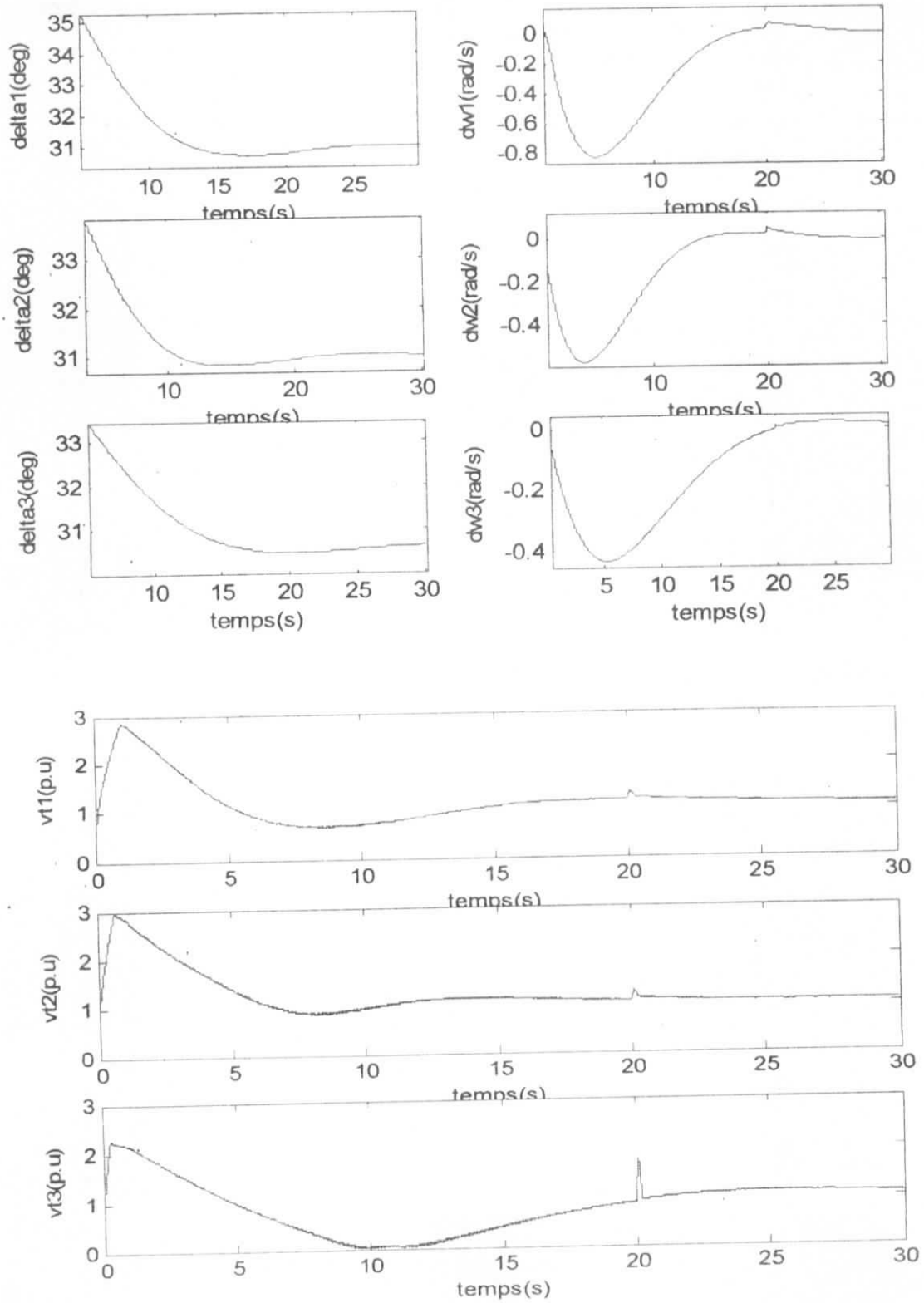


Figure IV.9 : Réponse du système dans le cas décentralisé, augmentation de couple mécanique de 20%

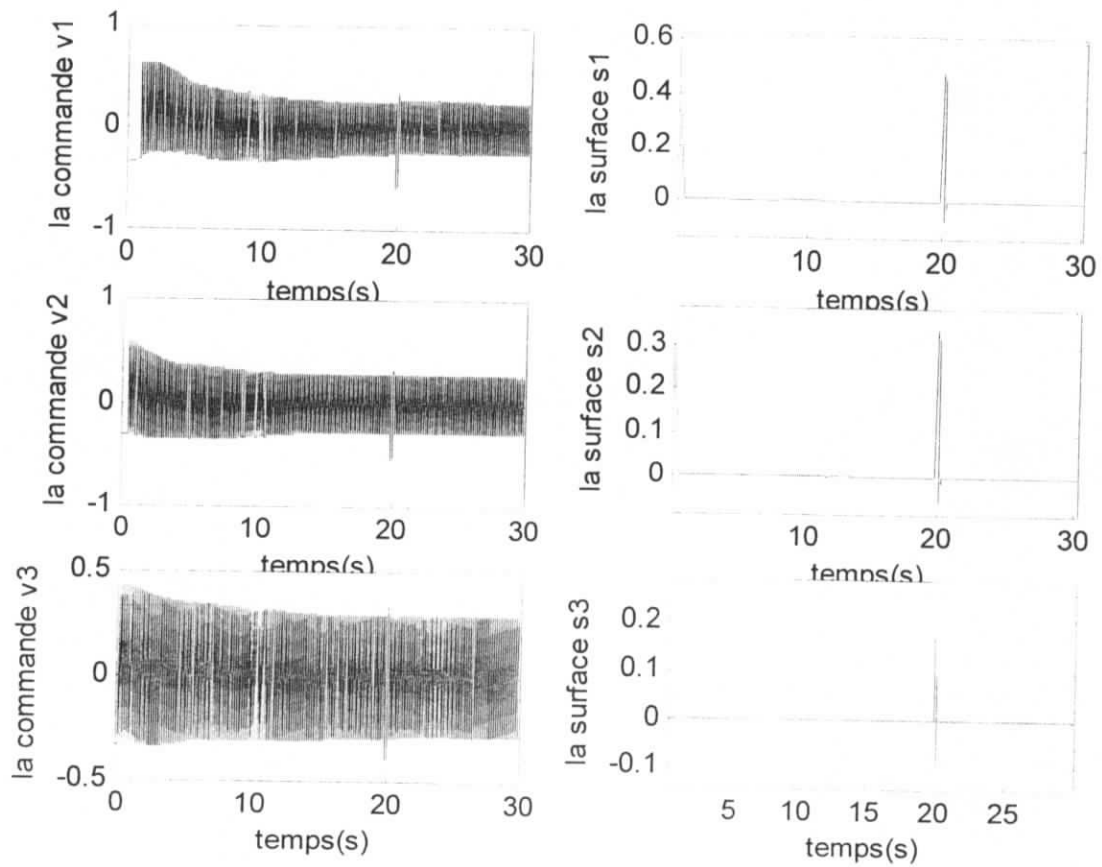


Figure IV.10 : Evolution des commandes ainsi que les surfaces

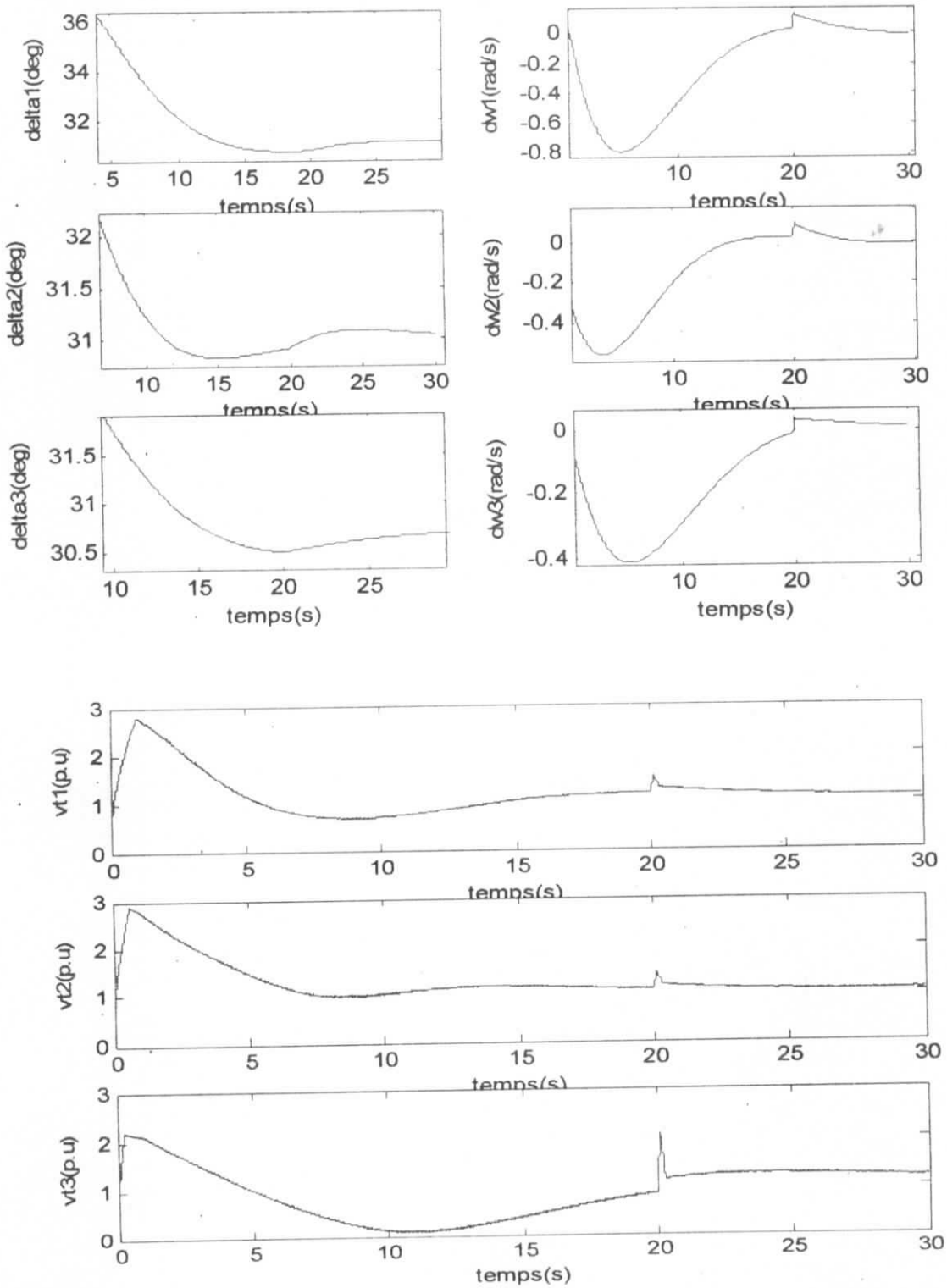


Figure IV.11 : Réponse du système dans le cas décentralisé, augmentation de couple mécanique de 40%

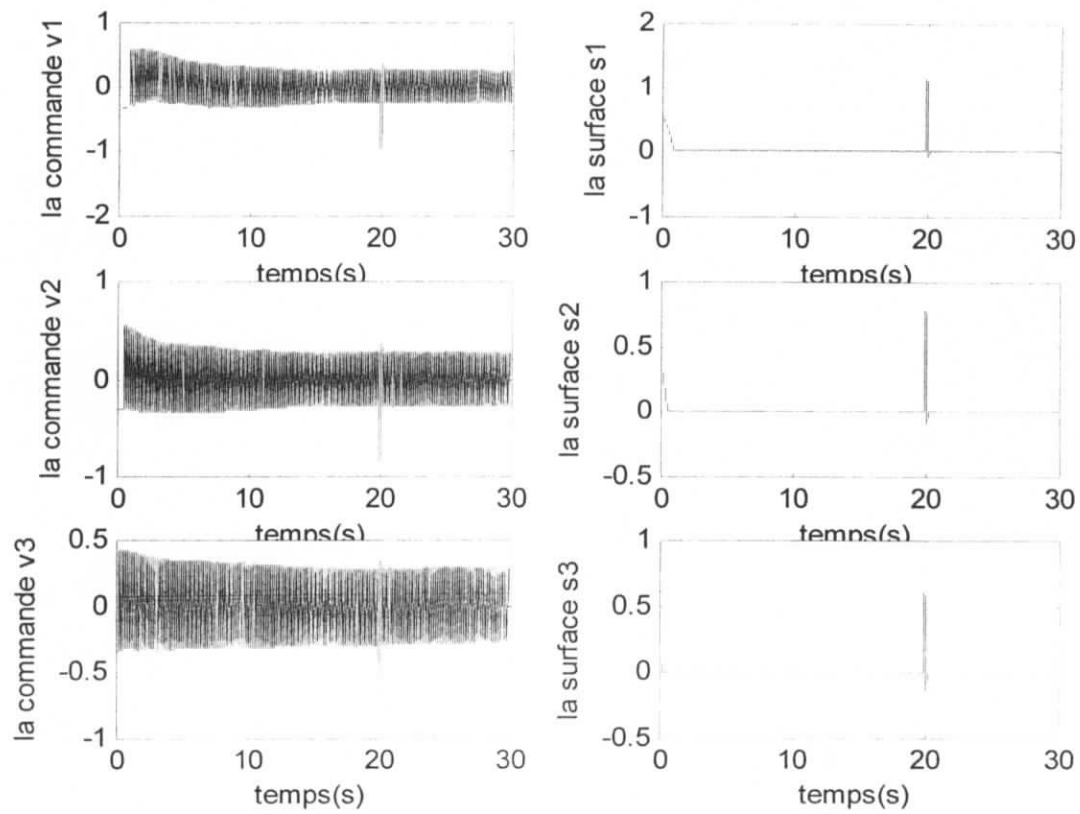


Figure IV.12 : Evolution des commandes ainsi que les surfaces

VI.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le problème de commande d'un réseau électrique multimachines en utilisant des lois de commande à structure variable centralisée et décentralisée.

A travers les simulations, nous avons constaté des résultats appréciables concernant la régulation de l'angle interne de chaque générateur, ainsi que la convergence de la tension terminale vers une valeur fixe.

Concernant le test de robustesse de la commande, les résultats obtenus en centralisé et en décentralisé sont presque identiques. Ceci nous confirme que l'utilisation de la commande décentralisée est possible, sauf qu'il faut prendre en considération les majorants des signaux de mesures provenant des autres sous-systèmes.

Lors de l'implantation pratique, la structure de commande décentralisée permettra de diminuer le volume de calcul au niveau de l'unité de commande locale ainsi que la minimisation du taux d'information entre les sous-systèmes pour la génération des lois de commande.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail est de synthétiser une commande à structure variable centralisée et décentralisée, en vue de son application à un réseau électrique multi machines.

Nous avons élaboré à cet effet, un schéma de commande permettant de régler le problème de la synchronisation au niveau du réseau électrique multimachines, par conséquent la stabilisation de la tension terminale.

Dans le premier volet, nous avons présenté un modèle mathématique d'un système multimachines. Ce dernier, permet l'analyse et l'évaluation de la synchronisation dans le domaine temporel, par la simulation des fortes perturbations.

La simulation effectuée nous a permis de connaître le comportement dynamique de chaque machine suite à des fortes et rapide perturbations. Il a été observé, notamment, les interactions entre les différentes machines selon des configurations différentes du réseau électrique.

Le deuxième volet de notre travail a été consacré à la présentation de la commande à structure variable ainsi que la commande linearisante par bouclage.

L'introduction de ces techniques de commande est motivée par les propriétés qu'elles présentent. Pour la première, la robustesse par rapport aux perturbations. La deuxième technique nous permis de linearisé et de découpler les systèmes permettant ainsi d'appliquer des commandes linéaires.

Le troisième volet de notre travail a été l'application de commande linearisante par bouclage aux réseaux électriques multimachines en vue de lineariser et de découpler notre système. En effet, nous avons synthétisé une loi linéarisante dans un contexte centralisé puis nous l'avons appliqué aussi bien en centralisé qu'en décentralisé. Pour le premier cas, la loi de commande contient les mesures provenant des autres sous systèmes. Par contre pour le second cas, elle est composée de deux signaux. Un signal nécessitant uniquement les mesures locales et un signal constant

caractérisant le majorant de ces mesures qui devraient provenir des autres sous systèmes.

La dernière partie a été l'application de la commande à structure variable centralisé et décentralisé à un réseau électrique multi machines.

Une étude comparative a été introduite en vue de comparer entre la commande centralisée et la commande décentralisée. Dans notre travail cet dernière est faite seulement si on prend en considération, dans la loi de commande, le majorant des mesures provenant des autres sous-systèmes. Cette commande permet de diminuer le volume de calcul au niveau des unités de commande locales ainsi que la minimisation du taux d'échange d'information entre les sous-systèmes utilisé pour la génération des lois de commande.

Les résultats de simulation obtenus ont montré l'efficacité des approches proposées en terme de robustesse vis à vis des variations de charges ainsi qu'à la décentralisation.

ANNEXE

ANNEXE

A.1.PARAMETRES DU RESEAU A TROIS MACHINES

Paramètres des 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 des machines

Machine	$x_q(p.u)$	$x_d(p.u)$	$x'_d(p.u)$	$T'_{d0}(p.u)$	$H(s)$	D
1	1.64	1.68	0.32	4.0	4.62	0
2	0.80	0.88	0.33	8.0	6.80	0
3	1.22	1.02	0.20	7.76	9.26	0

Point de fonctionnement

$$\delta_{10} = 36.93^\circ \quad p_{m1} = 0.8 \text{ p.u}$$

$$\delta_{20} = 35.07^\circ \quad p_{m2} = 0.7 \text{ p.u}$$

$$\delta_{30} = 35.88^\circ \quad p_{m3} = 0.5 \text{ p.u}$$

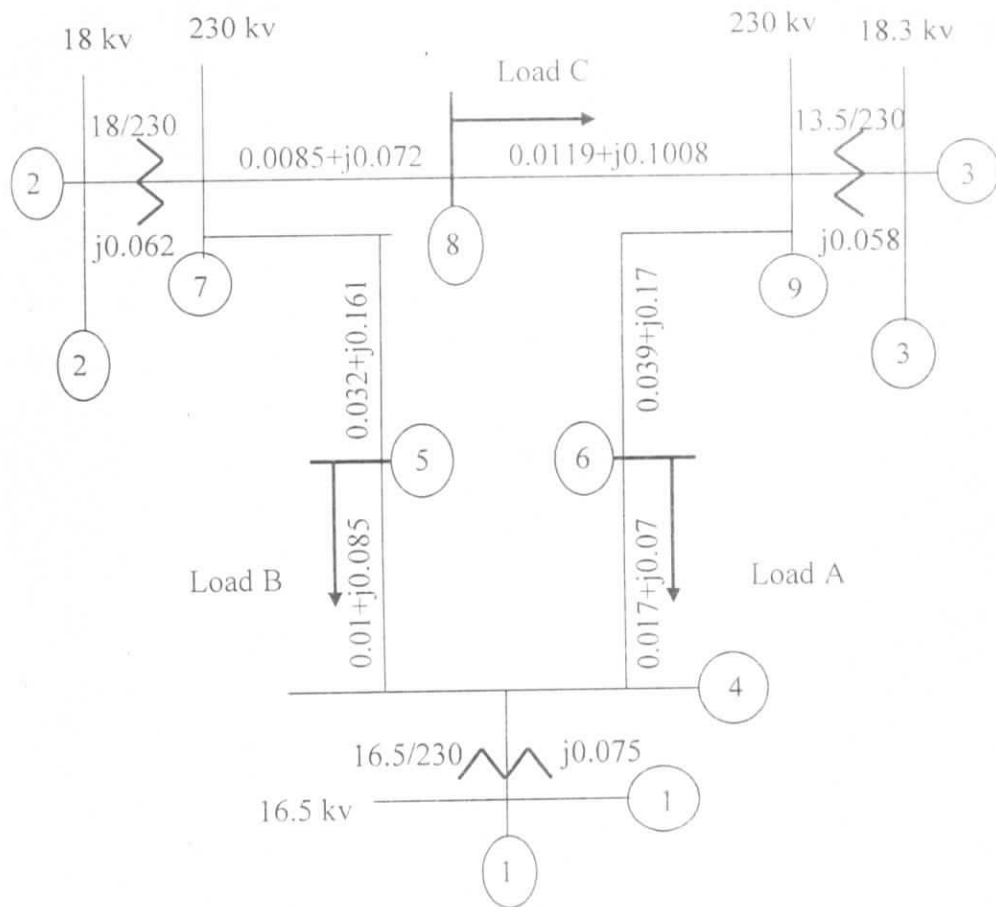


Fig. 1: Topologie du réseau électrique a trois machines

A.2. PARAMETRES DES SURFACES DE GLISSEMENT ET DES LOIS DE COMMANDE

gains	Surface S1	Surface S2	Surface S3
K_1	0.069	0.096	0.247
K_2	0.374	0.44	0.33
K_3	1	1	1

gains	Loi de commande v_1		Loi de commande v_2		Loi de commande v_3	
V_1	0.0085	si $S_1 x_{11} > 0$	0.0089	si $S_2 x_{12} > 0$	0.0095	si $S_3 x_{13} > 0$
	-0.0085	si $S_1 x_{11} < 0$	-0.0089	si $S_2 x_{12} < 0$	-0.0095	si $S_3 x_{13} < 0$
V_2	-0.013	si $S_1 x_{21} > 0$	-0.009	si $S_2 x_{22} > 0$	-0.123	si $S_3 x_{23} > 0$
	-0.124	si $S_1 x_{21} < 0$	-0.182	si $S_2 x_{22} < 0$	-0.370	si $S_3 x_{23} < 0$
V_3	-0.074	si $S_1 x_{31} > 0$	-0.088	si $S_2 x_{32} > 0$	-0.066	si $S_3 x_{33} > 0$
	-0.673	si $S_1 x_{31} < 0$	-0.792	si $S_2 x_{32} < 0$	-0.596	si $S_3 x_{33} < 0$
d	-0.104	si $S_1 > 0$	-0.088	si $S_2 > 0$	-0.08	si $S_3 > 0$
	-0.156	si $S_1 < 0$	-0.132	si $S_2 < 0$	-0.12	si $S_3 < 0$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J.Machowski, S.Rboak, J.W.Bialek, J.K.Bumby, N.Abi-Samra, « Decentralized Stability Enhancing Control of synchronous generator », *IEEE Transactions on power systems*. Vol 15, N°4, Novembre 2000
- [2] Mattews.G.P, « Variable Structure control of interconnected non-linear system », PHD 1985 university-microfilms international.
- [3] Buhle.H, « Réglage par mode de glissement », P.P.R, Lausanne, Switzerland, 1988.
- [4] Hung.J.Y,Gao.W and Hung.J.C,« Variable structure control a survey », *IEEE Trans on industrial electronics* 1993.
- [5] Ourari.M, « Commande multivariable par mode de glissement appliquée aux convertisseurs électriques », Thèse de magistère E.N.P 1995.
- [6] Kanioun.B, Kessi.I, « Etude comparative de la commande par mode de glissement à base des observateurs, application pour différents pendules inversés », P.F.E, E.N.P.1998.
- [7] MELAHI Ahmed « Commande Décentralisée par logique floue des processus complexe : Application aux réseau électrique » thèse de Magister en automatique ENP 2001.
- [8] Poul.M.Anderson,A.A.fouad «Power system control and stability »,the IOWA state university press,Ames, IOWA.1977.
- [9] Jan Lunze, « Feedback Control Of Large-Scale Systems » Prentice Hall International (UK) Ltd, 1992
- [10] Hassan K.Khalil. « Nonlinéar systéms » Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ 07458, 1996
- [11] J.W.Chapman, M.D.Lic, C.A.King, L.Eng, H.Kaufman « Stabilizing a Multi-machine Power system via Décentralized Feedback Linearizing Excitation control » *IEEE Transaction on Power systems*.vol.8, n.3, August 1993.
- [12] Lingling Fan, Ali Feliachi, Asad Davar, «Decentralized Control of Power systéms Using Disturbance Accommodation Technique » Proceeding of American Control Conference Arlington, VA june 25-27, 2001.
- [13] G.J.Li, T.T.Lie, C.B.soh, G.H.yang,« Design AND Application of Decentralized NON-Linear H_{∞} Control Stability Echancement in Power systems» *Proceeding of the IEEE international coference on control Application Trieste*, Italy, 1-4 september 1998.
- [14]A.Nacib, O.Zaroual, «Commande décentralisée optimale et par placement de pôles : application a un réseau électrique » PFE en automatique: ENP,1998.

- [15] V.I.Utkin, « Sliding mode and their application in variable structure systems »,MIR Publishers, Moscow, 1978
- [16] H.Nijmeijer A.J.van der Schaft, « Nonlinear Dynamical Control Systems »,Springer-Verlag New York Inc.1990.