

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou
Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département Automatique



Projet de fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme
D'ingénieur d'état en Automatique

Thème

**Commande linéarisante par mode glissant d'un réseau
électrique multi-machines**

Proposé et dirigé par :

Mr. DJENNOUNE .S

Co-Promoteur :

Melle. DJEGHALI .N

Présenté par :

Mr. AZOUAOU Karim

Mr. SAIDOUN Nabil

Mr. TAMAZIRT Samir

Promotion : 2007/2008

Remerciements

Le projet que nous exposons aujourd'hui devant vous honorable assistance et membres du jury est le fruit de plusieurs années de travail et de sacrifices, ça n'a pas été facile certes mais grâce à vous tous on a pu réussir et atteindre notre but, pour cela nous tenons à remercier tout ceux qui ont, de près ou de loin contribué à l'aboutissement de notre travail, et nous citerons en particulier :

Nos chers parents sans les quels rien ne serait, pour toutes les nuits qu'ils ont passé à veiller pour que nous réussissions ;

Nos frères et sœurs pour leur soutien ;

Tous nos enseignants pour leur patience et courage en particulier, Mr.DJENNOUNE pour son admirable présence et inoubliable aide qu'il nous a fourni, Melle.DJEGHALI, pour son soutien et ses précieux conseils ;

Tous nos amis qui ont répondu présent en ces moments difficiles, ABDENBI sid Ali, et surtout BENRAMDANE Said et HANNOUN M'hamed qui ont tant veillé pour que notre projet soit ;

Tous les membres de Jury qui ont accepté de juger notre travail Mr.SI-AMMOUR, Mr.HAMICHE, Mr.MELLAH ;

A tous, on vous dit GRAND MERCI, vous avez tant fais pour nous, que dieu nous aide à vous le rendre.

MERCI,

Karim, Samir et Nabil.

Dédicaces

*J*é tiens à dédier ce travail à ma chère mère et mon cher père qui sont tout ce que j'ai de plus cher au monde et à qui je dois tellement ;

A mes sœurs Hakima, Nouara, et Nassima, mon frère Sofiane, et Sabrina ainsi que toute ma famille petits et grands ;

Pour tout mes amis, khali mouh, sofiane, hassane, nourdine, khaireddine, et spécialement pour mes binômes, samir Tamazirt et Nabil Saidoun ainsi que Said Benramdane et M'hemmed Hannoun ;

Pour tout mes enseignants, ainsi que toute la promo d'automatique 2007/2008 ;

A tout les gens qui seront présents et qui me reconnaîtront ;

A tous ceux que j'ai omis de citer et qui se reconnaîtront ;

Karim.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail ,

A mes chers parents ;

A mes frères ;

A tous mes amis ;

A ceux que j'aime et qui sauront se reconnaître.

Nabil

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A ma chère mère et mon cher père ;

A mes frères et mes sœurs que j'aime beaucoup ;

A ma copine qui a toujours répondu présent pour moi ;

A mes ami(e)s Benramdane Saïd, Hannon M'hamed, khali mouh, Rezki,
Hamza, Fatiha ;

A tous ceux qui se reconnaîtront et qui me connaissent ;

Toute la promo d'Automatique 2007 / 2008 ;

Bon courage à tous.

Samir

Sommaire

Introduction Générale	01
Chapitre1 : Modélisation du réseau électrique	
1.1. Introduction	03
1.1.1. Station de génération	03
1.1.2. Ligne de transmission	04
1.1.3. Ligne sous-transmission	04
1.1.4. Station de transformation ou de distribution	04
1.1.5. Consommateurs	04
1.2. Présentation générale	04
1.3. Modélisation	05
1.3.1. Modèle de la partie mécanique	05
1.3.2. Modèle de la partie électrique	05
1.3.3. Principe de la transformation de Park	05
1.3.4. Equations électriques de la machine	07
1.4. Hypothèses simplificatrices	08
1.4.1. Modèle électrique	08
1.4.2. Lignes de transmission	11
1.4.2.1. Le repère DQ	11
1.4.2.2. Calcul de la matrice d'admittance	13
1.4.2.3. Calcul de la matrice réduite	13
1.4.2.4. Calcul des courants	14
1.4.2.5. Modélisation dans l'espace d'état	15
1.5. Stabilité des réseaux électriques	16
1.5.1. Stabilité statique, stabilité dynamique	16
1.5.1.1. Stabilité statique	16
1.5.1.2. Stabilités dynamiques	17
1.5.2. Stabilité transitoire	17
1.6. Résultats de simulation	17
1.7. Conclusion	21
Chapitre2 : Linéarisation par Bouclage Non Linéaire	
2.1. Introduction	22
2.2. Approche par géométrie différentielle	22
2.2.1. Champs de vecteur	22
2.2.2. Dérivée et crochet de Lie	23
2.2.3. Détermination du difféomorphisme	24
2.3. Systèmes mono-entrée mono-sortie	25
2.3.1. Détermination du degré relatif	25

2.3.2. La forme normale	26
2.3.3. Dynamique des zéros	27
2.3.4. Linéarisation exacte par bouclage	28
2.4. Systèmes multi-entrées multi-sorties	29
2.4.1. Degré relatif vectoriel	30
2.4.2. Forme normale	32
2.4.3. Calcul de la commande	33
2.5. Conclusion	35
Chapitre 3 : Commande par Mode Glissant	
3.1. Introduction	36
3.2. Théorie de la commande par mode glissant	36
3.3. Conception de la commande par mode glissant	37
3.3.1. Choix de la Surface de Glissement	38
3.3.2. Conditions de Convergence et d'Existence	39
3.3.2.1. la fonction discrète de commutation	39
3.3.2.2. La Fonction de Lyapunov	39
3.3.3. Calcul de la Commande	40
3.3.3.1. Principe de la Commande de Glissement dans le cas linéaire	41
3.4. Synthèse de la surface de glissement	43
3.5. Le phénomène de réticence	45
3.6. Conclusion	46
Chapitre 4 : Commande lineairisante par mode de glissement d'un réseau électrique multi-machines	
4.1. Introduction	47
4.2. Description du réseau étudié	47
4.3. Modèle du réseau électrique	48
4.4. linéarisation par bouclage	50
4.4.1. détermination du degré relatif	50
4.4.2. détermination de la forme normale	51
4.4.3. commande lineairisante	52
4.5. Commande par mode glissant	53
4.5.1. la surface de glissement	53
4.5.2. Calcul de la commande	53
4.6. Les résultats de simulation	54
4.6.1. Interprétation des résultats de simulation	61
4.7. Les Résultats de Simulation avec test de robustesse (court-circuit)	61
4.7.1. Interprétation des résultats de simulation	65
4.8. Conclusion	65
Conclusion générale	66
Annexe	68
Références bibliographiques	70

Introduction

Générale

Introduction Générale

Aujourd'hui, les grands réseaux électriques fonctionnent de plus en plus près de leur limite de stabilité. Face aux nombreuses contraintes techniques actuelles, les opérateurs de réseaux sont constamment confrontés au problème du maintien de la sécurité de l'ensemble du système de puissance. De plus, diverses perturbations telles que les courts circuits, les pertes dans les lignes et les aléas de consommation peuvent affecter les réseaux à tout instant et peuvent, dans certains cas, les amener en dehors de régions de stabilité. Les moyens de contrôle linéaire classique des réseaux permettent d'assurer leurs stabilités dans des conditions de fonctionnement normales.

Malgré le savoir-faire des opérateurs, la complexité même des réseaux peut altérer leur bon fonctionnement. En effet, une fois que les réseaux atteignent une taille relativement grande, pour des raisons économiques et de sécurité, ils sont reliés entre eux par des lignes d'interconnexions. Or ces interconnexions, même si elles sont faibles, peuvent poser des problèmes de stabilité. À cause de ces problèmes de stabilité, les ingénieurs recherchent des contrôleurs efficaces pour contrôler des réseaux électriques.

Compte tenu de la variété des conditions et des schémas d'exploitation, de la sévérité des incidents, les équipements de commande classique basés sur la linéarisation du système autour d'un point d'équilibre installés sur les réseaux peuvent s'avérer trop limités et insuffisants pour répondre efficacement aux diverses perturbations. Ainsi, des structures de commande non linéaire sont bien adaptées à ce problème et constituent un élément très puissant pour améliorer les performances générales des réseaux de puissance.

Dans ce mémoire, la conception de la commande est basée sur un retour d'état linéarisant qui permet de transformer le système non linéaire en un système linéaire en boucle fermée. Cependant, dans le cas de présence des incertitudes ou erreur de modélisation, la linéarisation en boucle fermée n'est pas vérifiée, ce qui peut conduire à l'instabilité du système.

La commande par mode glissant est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par sa robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques du modèle et des perturbations extérieures. Dans le but de concevoir un système de commande robuste, le retour d'état linéarisant peut être combiné avec la commande par mode glissant.

L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant, est le phénomène de chattering qui se caractérise par de fortes oscillations autour de la surface de glissement. Ce phénomène peut exciter des dynamiques non modélisées et conduire à l'instabilité. Pour pallier à cet inconvénient des techniques de commande par mode glissant d'ordre supérieur ont été proposées.

Le présent travail concerne l'application de la commande par mode de glissement sur un réseau électrique multi-machines afin d'améliorer la stabilité du système. La linéarisation du système est assurée par l'utilisation de la technique de bouclage non linéaire.

Le mémoire est organisé comme suit :

Dans le chapitre1, nous avons abordé la modélisation des réseaux électriques, puis dans le chapitre2, nous avons exposé la méthode de linéarisation par retour d'état. Ensuite, dans le chapitre 3, nous avons décrit la commande par mode glissant ainsi que la méthode de conception. Le chapitre4 constitue une application de la commande par mode glissant basée sur un bouclage linéarisant à un réseau électrique. Ce dernier est constitué de trois générateurs. Afin d'évaluer les performances et la robustesse de la commande proposée, des simulations ont été effectuées.

Ce mémoire se termine par une conclusion générale.

Chapitre 1

Modélisation du réseau
électrique

Chapitre 1

Modélisation du réseau électrique

1.1 Introduction

Un réseau d'énergies électrique est un système constitué de plusieurs éléments interconnectés destinés à convertir l'énergie non électrique en énergie électrique et à la transporter sur une grande distance et de convertir l'énergie électrique à une énergie utilisable.

Le système d'énergies électrique est constitué principalement de cinq sous-systèmes

- Station de génération de la puissance électrique (générateurs) .
- Les lignes de transmissions.
- Les lignes de sous-transmissions.
- Stations de transformation ou de distribution de l'énergie électrique.
- Les consommateurs utilisant la puissance électrique.

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

1.1.1 Station de génération

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

Les générateurs sont constitués de deux parties, une partie statique dite stator et l'autre partie tournante dite rotor. Celles-ci sont équipées de bobines bien placées utilisées pour

la générations d'un courant électrique de forte puissance a partir d'un champ magnétique et d'une puissance mécanique fournie.

La majorité des générateurs sont des machines à vitesse variable , dont la puissance est entre 100KW et 1300MW,et de 480 V a 25KV. La sortie du générateur est triphasée à courant alternatif.

1.1.2 Ligne de transmission

Le transport de l'énergie électrique entre les génération et les stations de consommateurs se fait par les lignes de transmissions, dont les voltages sont entre 15 KV à 765 KV, et de puissance allant de 100 MVA à 4000MVA.

Il ya types de bases : les lignes sous terre et les lignes au-dessus de terre,sesont des lignes longues, à des certaines de Km.

1.1.3 ligne sous-transmission

Dans l'ingénierie des réseaux électriques il y a un proverbe qui dit «la transmission d'hier est une transmission aujourd'hui ». les lignes a faible voltages sont remplacées par les lignes a forts voltages. Les sous-transmissions sont caracterisees par des petites distances (pas plus d'une dizaine de Km) de faibles capacites (moins de 100MKA).

1.14 Station de transformation ou de distribution

Les lignes sous-transmissions delivrent une grande puissance pour les locations appeles sous-station, ou la tension est transformee en tension allant de 12v a 2.4Kv. on peut designer deux types de distributions :

- ✓ distribution radial,dont la puissance a une seule direction.
- ✓ Distribution bouclée(loop).

1.1.5 Consommateurs

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

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

- ✓ L'amplitude du voltage doit être constante.
- ✓ La fréquence du voltage doit être constante.
- ✓ L'obtention d'un signal idéale sous forme sinusoïdale.

Dans ce chapitre nous allons présenter a la modélisation du réseau électrique en commençant par une description succincte de ses différents composants.

1.2 Présentation générale

La figure (1.1) montre un type de réseau électrique multi-machines. Les générateurs sont présentés par des tensions et des impédances, connectées 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 peu variable). Celles-ci sont

connectées aux lignes de transmissions via les nœuds dits « nœuds des charges ».

1.3 Modélisation

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

1.3.1 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.

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.

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

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.

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

1.3.4 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.1.2) 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.

La machine synchrone comporte en plus des trois enroulements a, b et c, un enroulement d'excitation noté f dont l'axe magnétique est l'axe direct. Par ailleurs, il existe deux autres enroulements notés D et Q situés respectivement sur l'axe direct et l'axe en quadratique, ces deux enroulements sont appelés enroulements amortisseurs et ils sont tout le temps court-circuités (Fig.1.2.) .

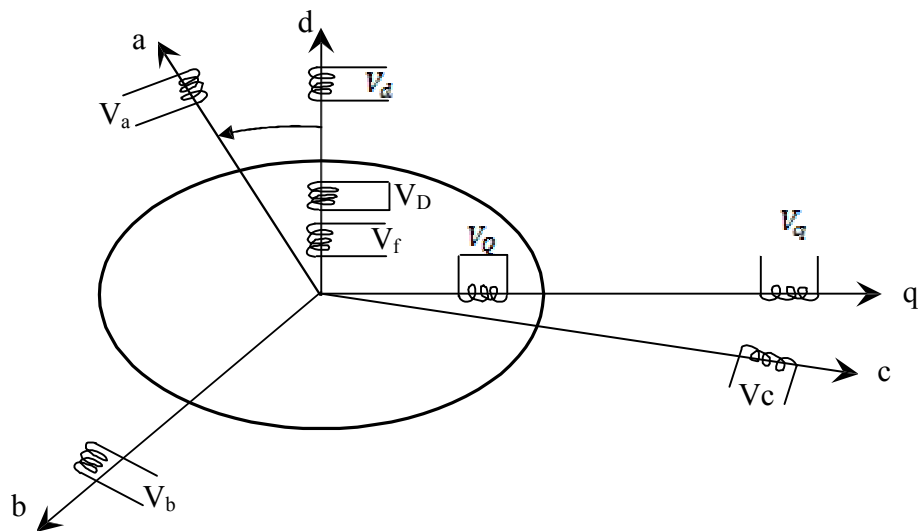


Figure. 1.2 Représentation de la machine synchrone avec la transformation de Park

La matrice de transformation de Park. S'écrit.

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

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

1.3.5 Equations électriques de la machine

La transformation de Park 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 :

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

Avec :

- V_q, V_d, V_f : représentent 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 :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & KM_f & KM_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & KM_Q \\ KM_f & 0 & L_f & KM_R & 0 \\ KM_D & 0 & KM_R & L_D & 0 \\ 0 & KM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

- L_d, L_q, L_f, L_D, L_Q : représentent respectivement les inductances propres des enroulements d, q, f, D et Q .
- M_{σ} : inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et les enroulements

de l'axe direct.

- M_{σ} : inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et les enroulements de l'axe en quadrature.

1.4 Hypothèses simplificatrices

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.
- La saturation du circuit magnétique est négligée.
- La résistance statorique est négligeable.

1.4.1 Modèle électrique

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

$$E_{\dot{\varphi}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\omega_0 \frac{KM_f}{L_f} \right) \Phi_f \quad (1.5)$$

$$E = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\omega_0 \frac{KM_f}{L_f} \right) \Phi_f \quad (1.6)$$

$$E_{fd} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\omega_0 \frac{KM_f}{r_f} \right) V_f \quad (1.7)$$

Ou

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

E : La f.é.m. transitoire à vide.

E_{fd} : La f.é.m. d'excitation.

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

$$V_d = x_q I_q \quad (1.8)$$

Et pour la composante en quadrature :

$$V_q = E'_q - x'_d I_d \quad (1.9)$$

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

$$\bar{V}_t = V_q + jV_d \quad (1.10)$$

Ou

$$\bar{V}_t = V \angle \delta_1$$

Avec

$$V = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)} \quad (1.11)$$

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

$$\bar{I} = I_q + jI_d \quad (1.12)$$

Ou

$$\bar{I}_t = I \angle \delta_1 - \Phi$$

- V_d : Composante de la tension terminale sur l'axe d.
 V_q : Composante de la tension terminale 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 :

$$\bar{V}_t = E'_q - jx'_d \bar{I} - j(x_q - x'_d) I_q \quad (1.13)$$

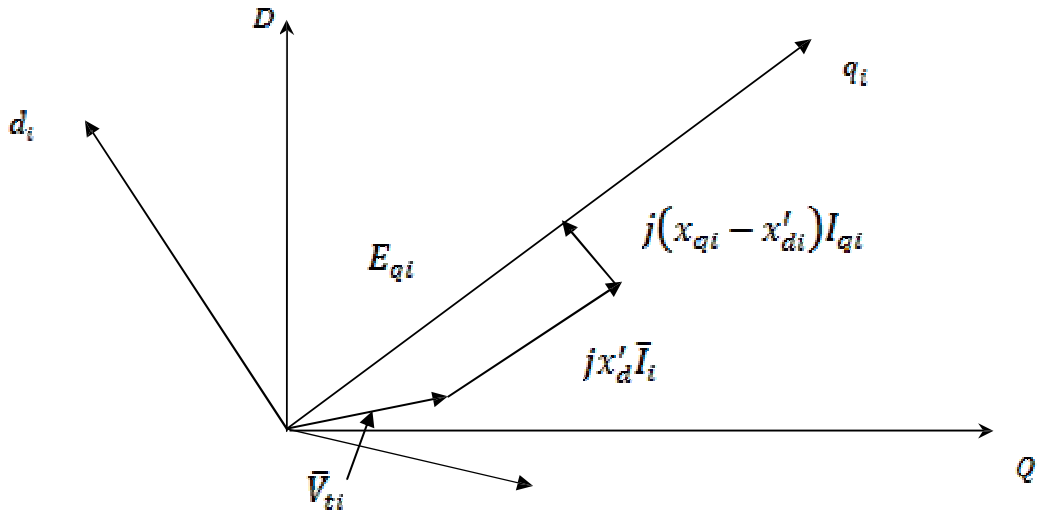


Figure I.3 : Diagramme des phases de la machine synchrone

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 en une seule équation.

$$\dot{E}'_q = \frac{1}{T_{d0}} (E_{fd} - E'_q - (x_d - x'_d) I_d) \quad (1.14)$$

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

$$P_{ei} = E'_{qi} I_{qi} \quad (1.15)$$

1.4.2 Lignes de transmission

1.4.2.1. 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 ces machines doit être ramenée à un repère D-Q lié au mouvement de l'ensemble des machines qui tournent à la vitesse de synchronisme.

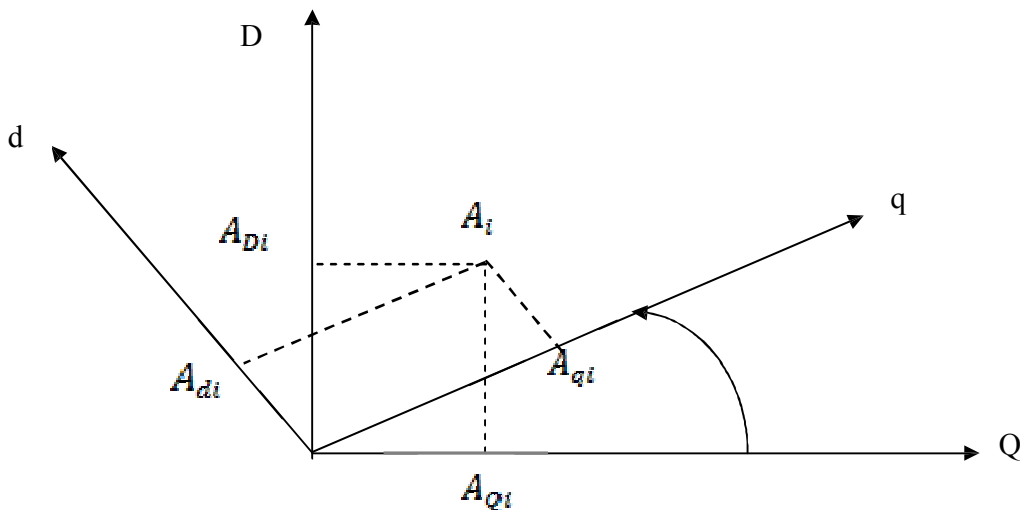


Figure. 1.4 : les repères (d_q) et (D_Q)

Le passage d'un repère local (d-q) i lié au générateur (Gi) au repère D-Q se fait comme suit :

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

$$\bar{A}_i = \bar{A}_{dq i} = A_{qi} + jA_{di} \quad (1.16)$$

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

$$\bar{A}_i = \bar{A}_{DQ i} = A_{Qi} + jA_{Di} \quad (1.17)$$

La figure (1.4) montre que l'on peut écrire :

$$\begin{aligned} \bar{A}_i &= A_{Qi} + jA_{Di} \\ &= (A_{qi} \cos \delta_i - A_{di} \sin \delta_i) + j(A_{di} \cos \delta_i + A_{qi} \sin \delta_i) \end{aligned} \quad (1.18)$$

Pour chaque machine nous avons donc :

$$\bar{A}_{DQi} = A_{dq i} \angle \delta_i$$

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

$$[\bar{A}_{DQi}] = [T] \cdot [\bar{A}_{dq i}] \quad (1.19)$$

Avec

$$[\bar{A}_{dq i}] = [\bar{A}_{dq 1} \dots \bar{A}_{dq n}]$$

$$[\bar{A}_{DQi}] = [\bar{A}_{DQ 1} \dots \bar{A}_{DQ n}]$$

Et

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

Tel que

$$\begin{cases} T = e^{j\delta_i} \\ T_{ij} = 0, \text{ pour } i \neq j \end{cases} \quad (1.20)$$

1.4.2.2 Calcul de la matrice d'admittance

La matrice d'admittance $[Y]$ 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 $[Y]$ seront calculés comme suit :

- Y_{ii} est la somme de toutes les admittances connectées au nœud i .

Avec

$$Y_{ii} = G_{ii} + jB_{ii} \quad (1.21)$$

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

$$Y_{ij} = G_{ij} + jB_{ij} \quad (1.22)$$

1.4.2.3 Calcul de la matrice réduite

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

$$[I] = [Y] \cdot [V]$$

Avec

$$[I] = \begin{bmatrix} [I_G] \\ [I_L] \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{GG} & Y_{GL} \\ Y_{LG} & Y_{LL} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

$$[\bar{V}] = [\bar{V}_G \quad \bar{V}_L] \quad (1.25)$$

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

Après élimination des nœuds de charge, on pose $[I_L] = 0$. Le système décrit par (1.9) devient alors :

$$[\bar{I}_G] = [\bar{Y}_{GG}] \cdot [\bar{V}_G] + [\bar{Y}_{GL}] \cdot [\bar{V}_L] \quad (1.26a)$$

$$[0] = [\bar{Y}_{LG}] \cdot [\bar{V}_G] + [\bar{Y}_{LL}] \cdot [\bar{V}_L] \quad (1.26b)$$

En tirant l'expression de $[\bar{V}_L]$ à partir de (1.26b) et en la substituant dans (1.26a) nous obtenons l'expression qui lie les courants et les tensions au niveau des nœuds de générateurs.

$$[\bar{I}_G] = [\bar{Y}_R] \cdot [\bar{V}_G] \quad (1.27)$$

Avec

$$[\bar{Y}_R] = [\bar{Y}_{GG}] - [\bar{Y}_{GL}] \cdot [\bar{Y}_{LL}]^{-1} \cdot [\bar{Y}_{LG}] \quad (1.28)$$

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.

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 $[\bar{V}_G] = [E_q]$ et en négligeant les effets transitoire.

sur l'axe q, les expressions des composantes d et q des courants au niveau des nœuds de générateurs

En remplaçant Y_{ij} par ces composantes G_{ij} et B_{ij} les expressions des courants

deviennent

$$\bar{Y}_{ij} = Y_{ij} e^{j\theta_{ij}} \quad (1.30)$$

$$I_{di} = \sum_{j=1}^n E'_{qi} (B_{ji} \cdot \sin(\delta_{ij}) - G_{ij} \cdot \cos(\delta_{ij})) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1.31)$$

$$I_{qi} = \sum_{j=1}^n E'_{qi} (B_{ji} \cdot \cos(\delta_{ij}) - G_{ij} \cdot \sin(\delta_{ij})) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1.32)$$

1.4.2.5 Modélisation dans l'espace d'état

Soit le réseau d'énergie électrique a n générateurs. Le modèle non linéaire est le suivant.

$$\begin{cases} \frac{d\delta}{dt} = \omega_i - \omega_0 \\ \frac{d\omega_i}{dt} = \frac{\omega_0}{2H} (P_{mi0} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H} (\omega_i - \omega_0) \\ \frac{dE'_{qi}}{dt} = \frac{1}{T_{doi}} (E_{fdi} - E'_{qi} - (x_{di} - x'_{di}) I_{di}) \end{cases} \quad (1.33)$$

IL est sous forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x) \\ y = h(x) \end{cases}$$

$x(t) \in R^n$, Représente le vecteur d'état, $x = [x_1, x_2 \dots x_n]^T$

$x_i, (i = 1, n)$ sont les variables

$u(t) \in R^m$, Représente le vecteur d'entrée, $u = [u_1, u_2 \dots u_m]^T$

$y(t) \in R^p$, Représente le vecteur de sortie, $y = [y_1, y_2 \dots y_p]^T$

Avec

- i : L'indice indiquant le générateur i .
 δ_i : L'angle interne du 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} : Fém. transitoire quadrature.
 E_{fdi} : Tension d'excitation.
 T'_{doi} : Constante de temps transitoire d'ouverture du circuit.
 P_{ei} : Puissance électrique.
 P_{mi0} : Puissance mécanique.
 ω_0 : La vitesse de synchronisme.

$$P_{ei} = E'_{qi} I_{qi} + \Delta x_{di} I_{qi} I_{di} \quad (1.34)$$

$$V_{di} = x_{qi} I_{qi} \quad (1.35)$$

$$V_{di} = E'_{qi} - x'_{di} I_{di} \quad (1.36)$$

$$V_{ii} = \sqrt{(V_{di}^2 + V_{qi}^2)} \quad (1.37)$$

1.5 Stabilité des réseaux électriques

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

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

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

1.5.1 Stabilité statique, stabilité dynamique

1.5.1.1 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.

1.5.1.2 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).

1.5.2 Stabilité transitoire

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

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

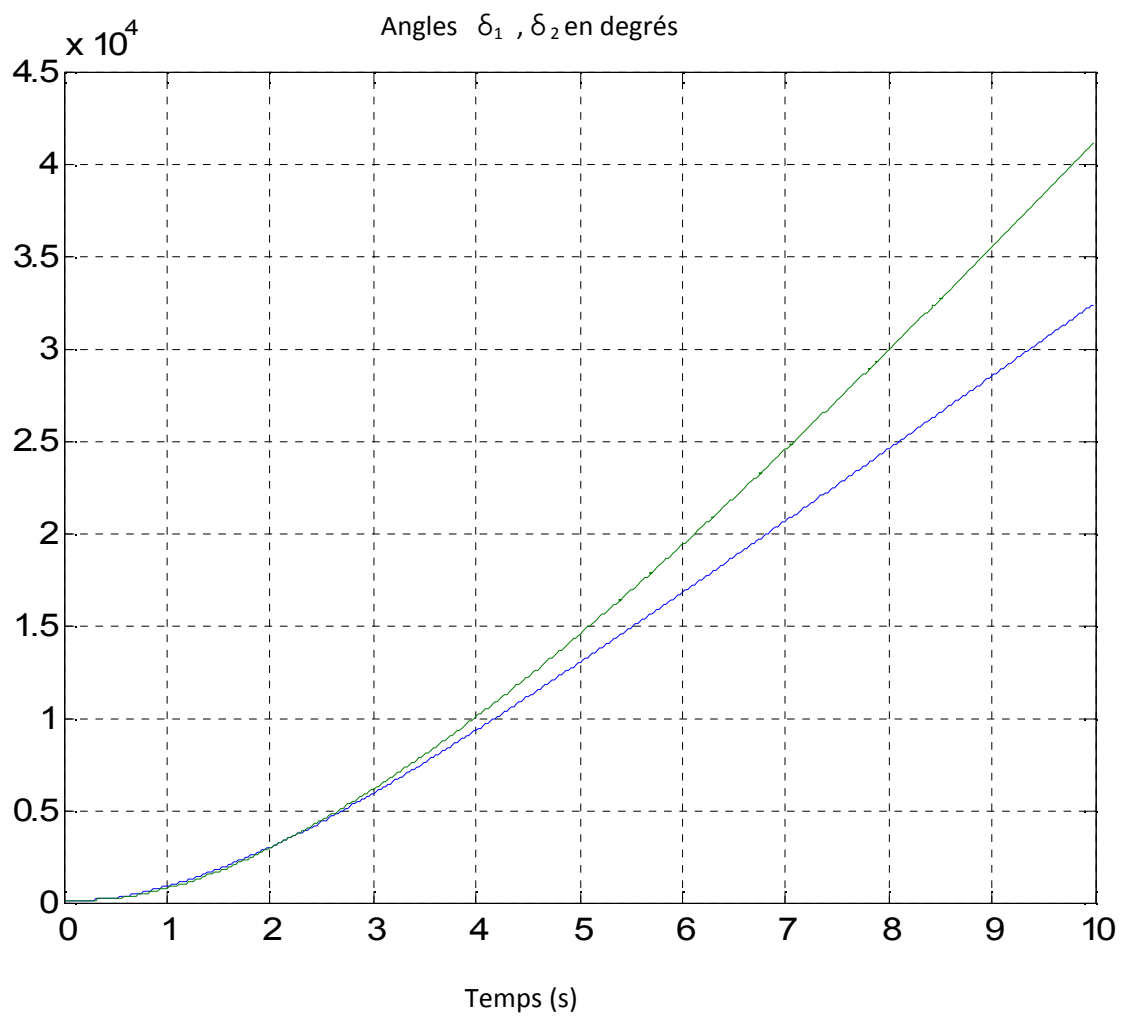
Pour étudier la stabilité transitoire, il faut :

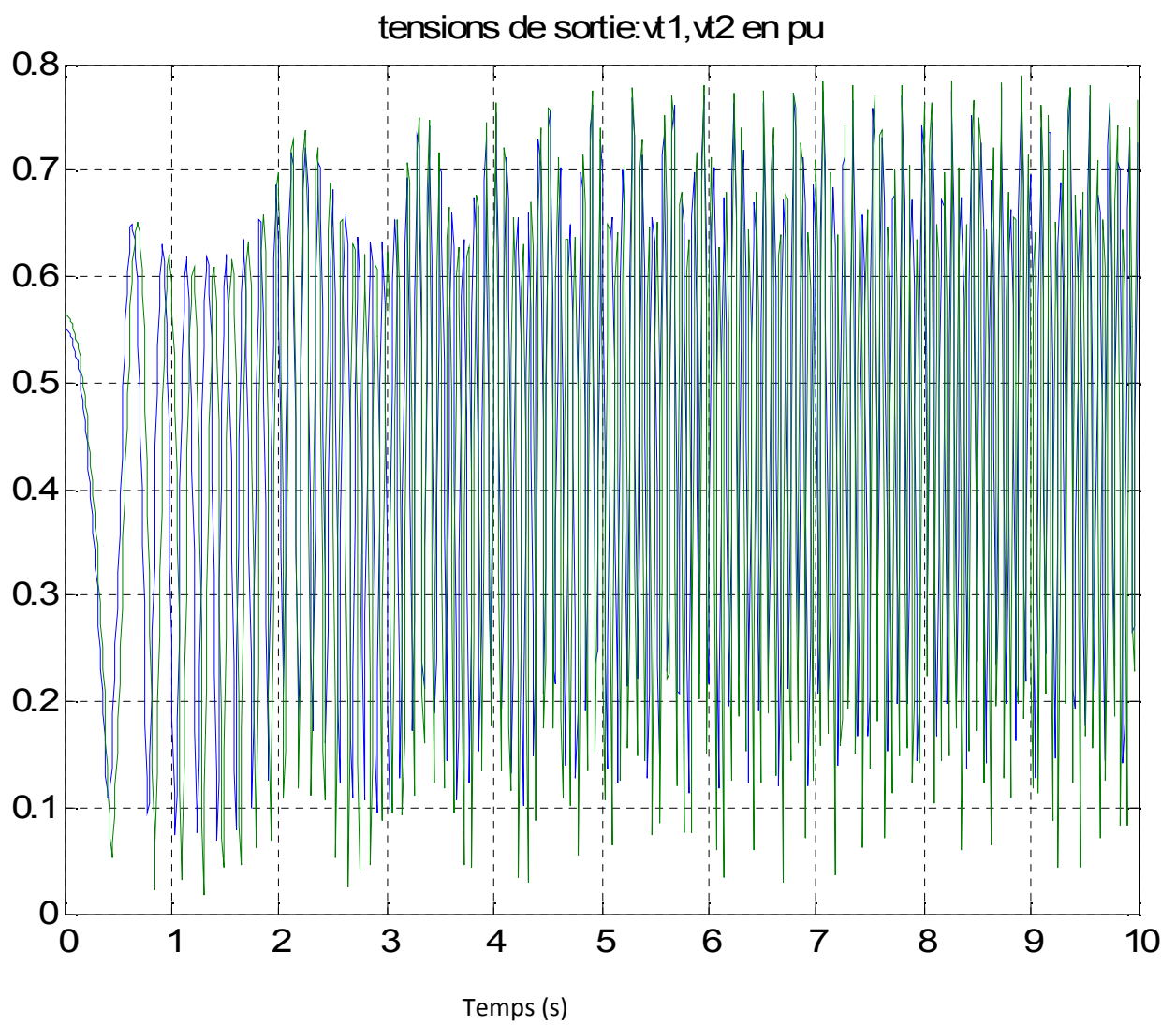
- ☐ établir le modèle non linéaire du système.
- ☐ trouver l'écoulement de l'énergie (généralement donné).
- ☐ trouver le régime établi (le point de fonctionnement).
- ☐ connaître les paramètres nécessaires
- ✓ constante d'inertie H ,
- ✓ les réactances transitoires X_d ,
- ✓ les impédances de lignes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

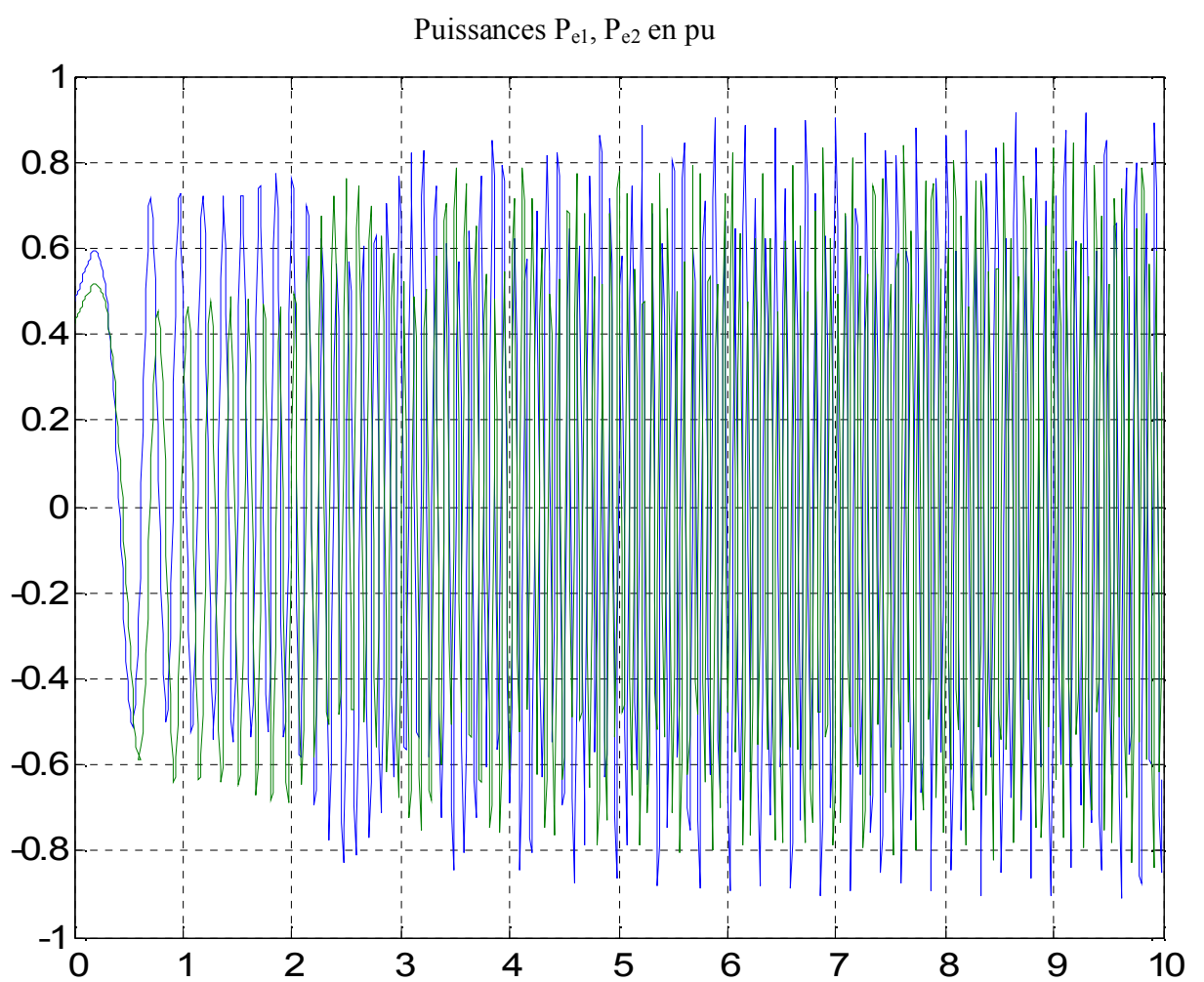
1.6 Résultat de simulation

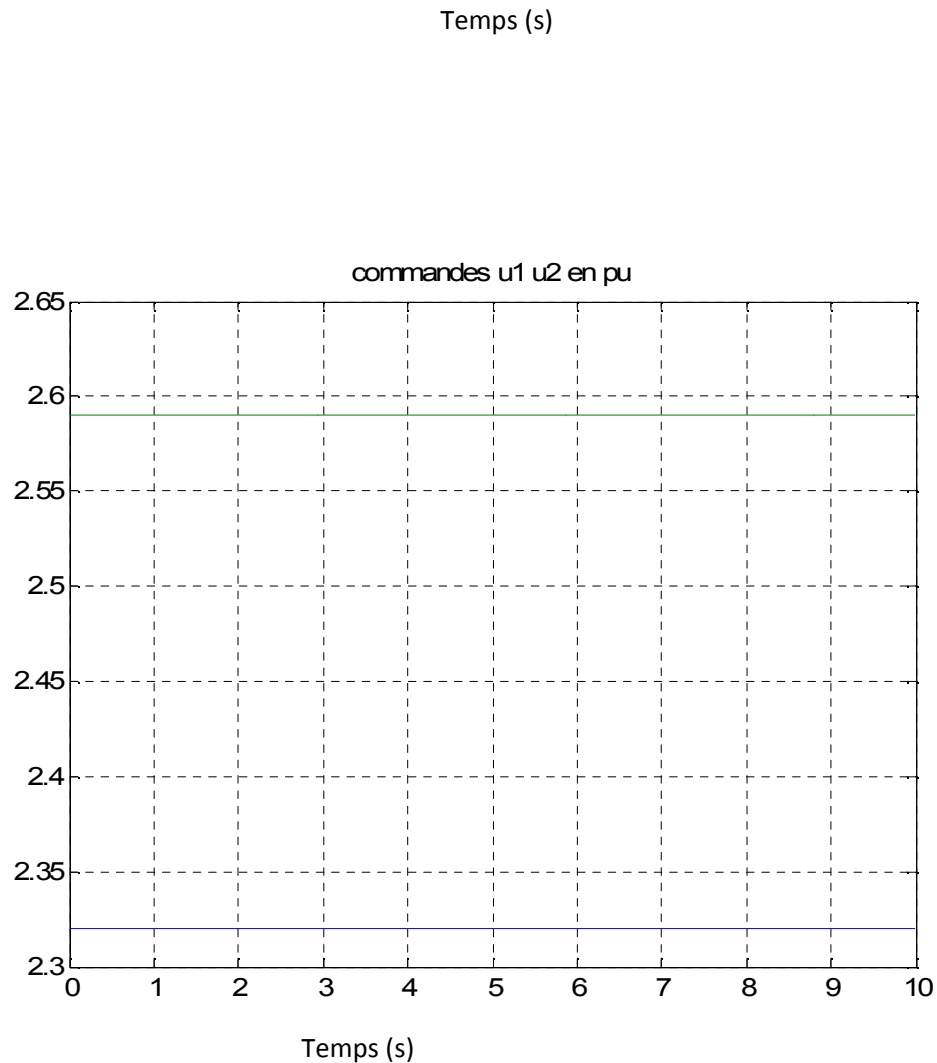
Le modèle précédemment établi est soumis à une simulation en boucle ouverte. Les résultats de simulation obtenus sont donnés par les figures suivantes :

— Générateur N°1
— GenerateurN°2









Interprétation des résultats

D'après les résultats de simulation en boucle ouverte on remarque que la tension de sortie ainsi que la puissance électrique de chaque générateur ne converge pas vers le point de fonctionnement avec une entrée de commande en équilibre ce qui signifie que le système est instable.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les éléments nécessaires pour la modélisation des réseaux électriques multi-machines. Un modèle non linéaire a été aussi élaboré pour un réseau comportant n générateurs. Ce modèle permet l'évaluation de la stabilité transitoire.

Afin de valider le modèle ainsi obtenu, des tests de simulations ont été effectués. Les résultats de simulations montrent l'instabilité du système en boucle ouverte.

Chapitre 2

Linéarisation par Bouclage
non Linéaire

Chapitre 2

Linéarisation par bouclage non linéaire

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous donnons quelques concepts de base sur la théorie de la linéarisation par bouclage non linéaire, ainsi que les outils de base concernant la théorie de la géométrie différentielle et son application au découplage et à la linéarisation des systèmes non linéaires.

Nous considérons aussi bien les systèmes mono entrée-mono sortie que les systèmes multi entrées-multi sorties. Dans les deux cas, nous allons donner la relation entre le degré relatif d'un système et la forme normale, ainsi que la méthode de calcul de la loi du bouclage linéarisant.

2.2 Approche par géométrie différentielle

2.2.1 Champs de vecteur

soit le système non linéaire défini par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.1)$$

$x(t) \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état, $x = [x_1, x_2 \dots x_n]^T$

$x_i, (i = 1, n)$ sont les variables

$u(t) \in \mathbb{R}^m$ représente le vecteur d'entrée $u = [u_1, u_2 \dots u_m]^T$

$y(t) \in \mathbb{R}^p$ représente le vecteur de sortie $y = [y_1, y_2 \dots y_p]^T$

$$f(x) : \mathbb{R}^n \longrightarrow \mathbb{R}^n \text{ et } g(x) : \mathbb{R}^m \longrightarrow \mathbb{R}^n$$

$$f(x) = [f_1(x), f_2(x) \dots \dots f_n(x)]^T,$$

$$g(x) = [g_1(x), g_2(x) \dots \dots g_m(x)]^T$$

$$h(x) \text{ représente la fonction de sortie, } h(x) = [h_1(x), h_2(x) \dots \dots h_p(x)]^T$$

les champs de vecteurs f et g associés au système précédent sont donnés par :

$$f = \sum_{i=1}^n f_i \frac{\partial}{\partial x_i}$$

$$g = \sum_{i=1}^n g_i \frac{\partial}{\partial x_i}$$

2.2.2 Dérivée et crochet de Lie

Si on considère une sortie, $h(x) : R^n \longrightarrow R$ est une fonction scalaire différentiable.

On appelle dérivée de lie de $h(x)$ le long de f évaluée au point $x = x_0$, le nouveau champ de vecteur noté $L_f h(x)/_{x_0}$ défini par :

$$L_f h(x)/_{x_0} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i /_{x_0} \quad (2.2)$$

Successivement, on obtient la dérivée de Lie à l'ordre k

$$L_f^k h(x) = L_f \left(L_f^{k-1} h(x) \right) \quad (2.3)$$

Avec :

$$L_f^0 h(x) = h(x) \quad (2.4)$$

Si f et g sont les dérivées des champs de vecteur sur $\mathbb{R}^n$

Le crochet de Lie est noté $(ad_f g(x))$ ou $[f, g]$ est défini par :

$$\begin{aligned} [f, g] &= \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \\ &= L_f g(x) - L_g f(x) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Successivement, on obtient pour $k \geq 1$

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1} g(x)] \quad (2.6)$$

$$\text{Avec : } ad_f^0 g(x) = g(x) \quad (2.7)$$

2.2.3.Détermination du diffeomorphisme

On appelle $z = \Phi(x)$ un diffeomorphisme ssi $\Phi(x)$ est inversible et si les fonctions vectorielles $\Phi(x)$ et $\Phi(x)^{-1}$ sont continument dérivables, permettant le passage entre $\Phi(x) \rightarrow z$ et inversement

$$\Phi(x) = \begin{pmatrix} \Phi_1(x_1 \dots x_n) \\ \vdots \\ \Phi_n(x_1 \dots x_n) \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Et que la matrice jacobienne de $\Phi(x)$ défini :

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial \phi_1}{\partial x_n} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial \phi_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial \phi_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2.3 Systemes mono-entrée mono-sortie

Soit : $u \in \mathbb{R}$ et $y \in \mathbb{R}$

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

Considérons le système non linéaire défini par les équations dynamiques suivantes :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases}$$

2.3.1 Détermination du degré relatif :

Définition (1) : le système Σ de degré relatif r en $x = x_0$ ssi

$L_g L_f^k h(x) = 0$ Pour tous les $k \leq r - 1, \forall x \in$ voisinage de x_0 .

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \Big|_{x=x_0} \neq 0 \quad (2.10)$$

Le degré relatif d'un système représente de façon générale le nombre de fois qu'on dérive la sortie du système jusqu'à ce que la commande apparaisse explicitement

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (2.11)$$

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

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + (L_g L_f h(x))u \quad (2.12)$$

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

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + (L_g L_f^{r-1} h(x))u \quad (2.13)$$

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

2.3.2 La forme normale

Considérons le changement de coordonnées suivant :

$$\begin{cases} z_1 = h(x) = \Phi_1(x) \\ z_2 = L_f h(x) = \Phi_2(x) \\ \vdots \\ z_r = L_f^{r-1} h(x) = \Phi_r(x) \end{cases} \quad / \quad (2.14)$$

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

$\frac{\partial \phi}{\partial x}$ soit non singulière.

Soit un difféomorphisme. Dans la nouvelle base le système s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h(x) = z_2 \\ \dot{z}_2 = L_f^2 h(x) = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u = a(z) + b(z)u \\ \dot{z}_{r+1} = L_f \Phi_{r+1}(x) + L_g \Phi_{r+1}(x)u = q_{r+1}(z) + p_{r+1}(z)u \\ \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) + p_n(z)u \end{cases} \quad (2.15)$$

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 $r + 1 \leq i \leq n$

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \end{cases} \quad (2.16)$$

Cette forme est appelée la **forme normale**

2.3.3 Dynamique des zéros

En posant :

$$\xi = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ z_r \end{pmatrix} \quad \eta = \begin{pmatrix} z_{r+1} \\ z_{r+2} \\ \vdots \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Le système Σ dans la forme normale, peut s'écrire :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{z}_r = a(\xi) + b(\xi)u \\ \dot{\eta} = q(\xi, \eta) \end{cases} \quad (2.18)$$

En ce qui concerne l'état $\eta(t)$ on voit que si $\eta(0) = 0$ et $\xi(0)$ alors $\eta(t)$ sera la solution de l'équation différentielle

$$\dot{\eta} = q(0, \eta(t)) \quad (2.19)$$

Cette dynamique représente la dynamique interne non commandé du système appelée dynamique des zéros, il est important que cette dynamique soit stable.

Remarque

Si la dynamique des zéros est asymptotiquement stable, le système est dit alors à minimum de phase.

Dans le cas où $r = n$ on a linéarisation exacte entrée sortie, par conséquent la dynamique des zéros disparaît.

2.3.4 Linéarisation exacte par bouclage :

Pour un système ayant un degré relatif $r = n$ c.à.d. complètement linéarisable, la forme normale de ce système est la suivante :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h(x) = z_2 \\ \dot{z}_2 = L_f^2 h(x) = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_n = L_f^n h(x) + L_g L_f^{n-1} h(x)u = a(z) + b(z)u \end{cases} \quad (2.20)$$

La nouvelle commande dans cette espace (z) est :

$$v = \dot{z}_n = a(z) + b(z)u \quad (2.21)$$

v représente l'entrée auxiliaire

Implique une loi de commande comme suit :

$$u = \frac{1}{b(z)} (-a(z) + v) \quad (2.22)$$

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

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = v \end{cases} \quad (2.23)$$

Cette forme représente la forme canonique de « Brunowsky » c'est une forme linéaire et commandable.

Finalement le bouclage qui linéarise exactement le système est donnée par

$$u = b^{-1}(x) (-a(x) + v) \quad (2.24)$$

Et le système en boucle fermée est décrit par le modèle d'état linéaire

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bv \\ y = Cz \end{cases} \quad (2.25)$$

Avec $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ et $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ et $C = [1 \ 0 \ 0]$

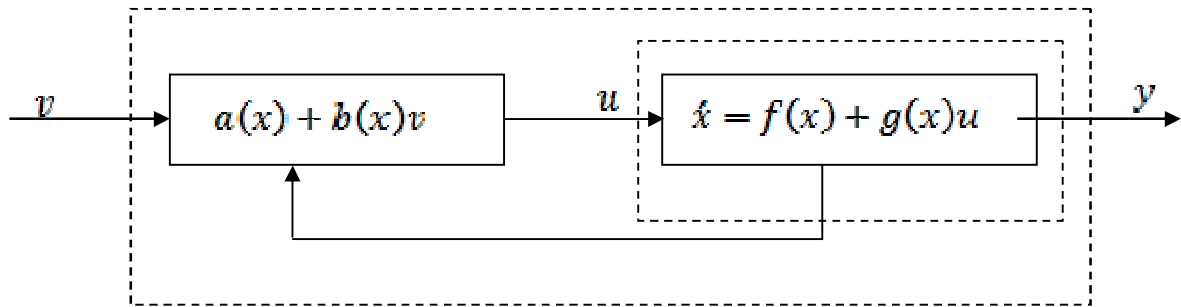


Fig 2.1 Bouclage linéarisant

Remarque :

Le système en boucle fermé décrit par le modèle d'état linéaire est instable car tous les pôles sont égaux à zéro

2.4 Système Multi-entrées Multi-sorties

Dans ce cas, les résultats obtenus précédemment dans le cas mono-sortie peuvent être appliqués pour les systèmes carrés $m = p$ c-à-d le nombre d'entrées égal au nombre de sorties du système. Cette condition nous a conduit à introduire une nouvelle notion « la notion du découplage » entre les sorties et les nouvelles entrées du système.

En considérant le système non linéaire carré suivant :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases}$$

u : vecteur de commande $u = [u_1 u_2 \dots u_m]^T$

y : vecteur de sortie du systeme $y = [y_1 y_2 \dots y_p]^T$

$x \in R^n, u \in R^m, y \in R^p$ avec $m = p$

Ou

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & \dots & g_{1p} \\ g_{21} & \cdot & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \dots & \cdot \\ g_{m1} & & & & g_{mp} \end{bmatrix} = [g_1 g_2 \dots g_p] \quad (2.26)$$

$$h(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ h_p(x) \end{pmatrix}, y(x) = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_p(x) \end{pmatrix}, u = \begin{pmatrix} u_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_p \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

2.4.1 Degré relatif vectoriel

Definition(2) : on dit qu'un système a un degré relatif vectoriel $r_1 \dots r_m$ au point x_0 ssi

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

Pour tous les $k \leq r_1$

$$\begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ y_2^{(r_2)} \\ \vdots \\ y_p^{(r_p)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ L_f^{r_2} h_2 \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_1-1} h_1 u_i \\ \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_2-1} h_2 u_i \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_p-1} h_p u_i \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

$$= \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ L_f^{r_2} h_2 \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_m \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Et la matrice de découplage $\Omega(x)$ est non singulière au point $x = x_0$.

$$\Omega(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \cdot & \cdot & \cdot & L_{g_m} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Remarque

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

systèmes linéaires découplés.

2.4.2 forme normale :

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

$z_1 \dots z_r$ avec $r = r_1 + \dots + r_m$ comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_1 = h_1(x) \\ z_2 = L_f h_1(x) \\ \vdots \\ z_{r_1} = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots \\ z_{r-m} = h_m(x) \\ z_{r-m+1} = L_f h_m(x) \\ \vdots \\ z_r = L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{array} \right. \quad (2.31)$$

On note que si $n > r$ il est toujours possible de choisir $(n - r)$ fonctions $l_1, \dots, l_{n-r}$ pour

Compléter le difféomorphisme avec un tel choix, la forme normale devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{r_1-1} = z_{r_1} \\ \dot{z}_{r_1-1} = a_1(z) + b_{11}(z)u_1 + \dots + b_{1m}(z)u_m \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-m-1} = z_{r-m} \\ \vdots \\ \dot{z}_r = a_m(z) + b_{m1}(z)u_1 + \dots + b_{mm}(z)u_m \\ \dot{\eta} = q_m(z) + p_1(z)u_1 + \dots + p_m(z)u_m \end{array} \right. \quad (2.32)$$

On peut montrer que si la distribution engendrée par $(g_1, g_2, \dots, g_m)$ est involutive alors on peut toujours compléter le difféomorphisme par des fonctions η telle que $L_g \eta_i = 0$.

2.4.3 calcul de la commande

Soit le système dont le degré relatif $(r_1, r_2, \dots, r_m)$ est tel que

$$r_1 + r_2 + \dots + r_m = n \text{ en prenant en compte que :}$$

$$y_1 = h_1(x) = z_1, y_2 = h_2(x) = z_{r_1+1} \quad (2.33)$$

Et

$$y_3 = h_3(x) = z_{r_1+r_2+1} \dots \text{ect} \quad (2.34)$$

On trouve :

$$y_j^{(r_i)} = L_f^{r_i} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_i-1} h_j(x) u_i \quad (2.35)$$

Puis on obtient l'écriture vectorielle suivante :

$$\begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ y_2^{(r_2)} \\ \vdots \\ y_p^{(r_p)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{pmatrix} + \Omega(x) \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_p \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

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

$$u = -\Omega^{-1}(x) \begin{pmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{pmatrix} + \Omega^{-1}(x)v \quad (2.37)$$

Alors le système bouclé s'écrit :

$$\begin{pmatrix} y_1^{(r_1)} \\ y_2^{(r_2)} \\ \vdots \\ y_p^{(r_p)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_p \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

Qui n'est autre qu'une forme linéarisée.

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. De 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. Après ce bouclage, le système est mis sous la forme canonique de Brunovsky.

$$\dot{z} = az + bv \quad (2.39)$$

$$y = cz \quad (2.40)$$

Où

$$a = \text{diag}(a_1, a_2, \dots, a_p)$$

Et

$$b = \text{diag}(b_1, b_2, \dots, b_p) \text{ et } c = \text{diag}(c_1, c_1, \dots, c_p)$$

Avec

$$\begin{array}{cc} a_i(r_i * r_i) & b_i(r_i * 1) \\ a_i = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & . & 0 \\ 0 & 0 & 1 & . & 0 \\ . & . & . & . & . \\ 0 & . & . & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, & b_i = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ . \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \end{array}$$

$$c_i = (1 \quad 0 \quad 0 \quad . \quad . \quad 0)$$

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technique de la linéarisation par retour d'état.

Cette approche nous donne la possibilité d'appliquer les méthode de commande linéaire, et exploiter leurs caractéristiques de synthèses sur la classe des système non linéaire mais d'une façon indirecte (à travers le difféomorphisme).

En premier lieu, nous avons donné quelque définitions de bases, tel que, le champs de vecteur, dérivé et crochet de Lie, le difféomorphisme ainsi que la forme normale.

Finalement nous avons étudié les deux cas de systèmes, mono-entrée mono-sortie, multi-entrées multi-sorties.

Chapitre 3

Commande par
Mode Glissant

Chapitre 3

Commande par Mode de Glissement

3.1 Introduction

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement à structure variable. La théorie de la commande par mode de glissement (en anglais : sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'un état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

L'avantage de cette commande est qu'elle est robuste aux perturbations.

Dans ce chapitre, nous présenterons le concept général de la commande par mode de glissement.

3.2 Théorie de la Commande par Mode de Glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- Le mode de convergence –MC- : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase (y,x) , et tend vers la surface de commutation $s(x,y)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement –MG- : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode

est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x,y)=0$.

- Le mode du régime permanent –MRP– : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

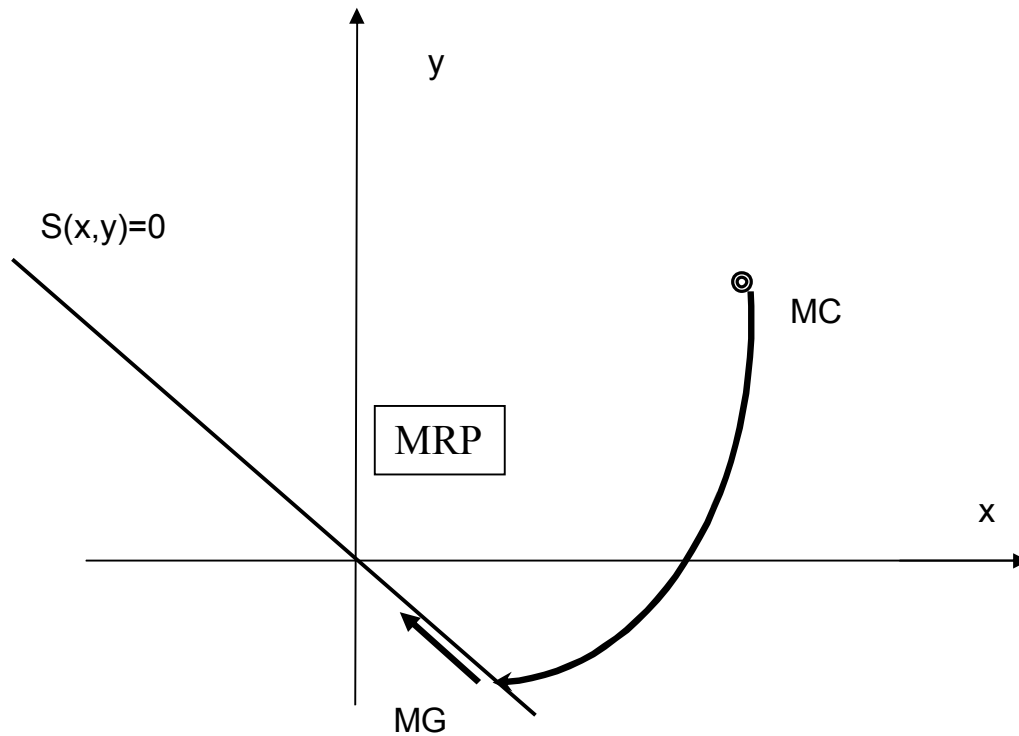


Fig (3.1) Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

3.3 Conception de la Commande par mode Glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples; la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse....etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

Pour illustrer la méthode de conception de la commande par mode glissant d'ordre un, nous considérons le cas d'un système non linéaire, défini par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3.0)$$

ou $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur de commande

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre.

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

3.3.1 Choix de la Surface de Glissement

La surface de glissement agit sur le comportement dynamique désiré du système en boucle fermée. Elle peut être choisie linéaire ou non linéaire.

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système défini par l'équation (3.1), le vecteur de surface s à la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3.1)$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase.

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x , elle est donnée par :

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

Avec:

$e(x) = x_i - x_{id}$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Ou une autre forme de la surface est celle-ci :

$$S(x) = \sum_{i=1}^n C_i \cdot (x_i - x_{id}) \quad (3.2.1)$$

La dynamique de convergence est assurée par le choix des coefficients C_i .

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro, dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

3.3.2 Conditions de Convergence et d'Existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

3.3.2.1 La Fonction Discrète de Commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) &> 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) &< 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (3.3)$$

Cette condition peut être formulée comme suit:

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \quad (3.4)$$

3.3.2.2 La Fonction de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) $\forall x \neq 0$ et $V(0) = 0$ pour les variables d'état du système.

La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.5)$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) S(x) \quad (3.6)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (3.4) est vérifiée.

L'équation (3.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

3.3.3 Calcul de la Commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande.

Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée.

La partie continue en effet amène à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (3.7)$$

- u_{eq} correspond donc à la commande proposée par UTKIN, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} .

- u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.8)$$

en remplaçant (3.1) et (3.7) dans (3.8), nous trouvons:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x) + g(x)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_n \quad (3.9)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, Sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x)\right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x) \quad (3.10)$$

pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \neq 0$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_n \quad (3.11)$$

et la condition d'attractivité exprimée par (3.4) devient :

$$S(x, t) \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_n < 0 \quad (3.12)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de

$$S(x, t) \frac{\partial S}{\partial x} g(x).$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais de la figure (3.2).

$$u_n = K \operatorname{sign}(S(x, t)) \quad (3.13)$$

Le signe de K doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x)$

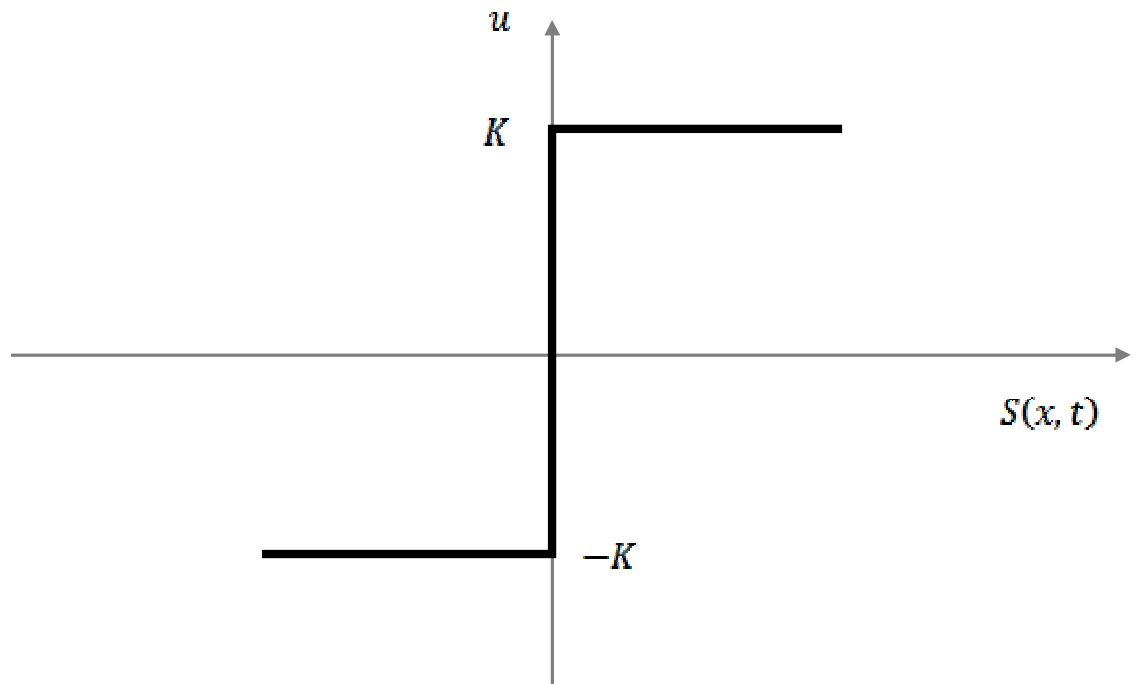


Figure 3.2 Représentation de la commande discontinue

3.3.3.1 Principe de la Commande de Glissement dans le cas linéaire

Un cas particulièrement important du fait de sa simplicité est celui où les dynamiques du système ainsi que la surface de glissement sont supposées ou choisies linéaires. Le modèle du système est alors :

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad x \in R^n, u \in R^m$$

La surface de glissement est :

$$S(x) = Cx, \quad C \in R^{m \times n}$$

Si le système est en régime glissant alors :

$$S(x) = Cx(t) = 0 \quad \forall t \geq t_s$$

Où t_s est le temps auquel le mode de glissement est atteint. En dérivant par rapport au temps et en utilisant la même démarche que précédemment, on obtient :

$$\dot{S} = CAx + CBu_{eq}(t) = 0, \quad \forall t \geq t_s$$

Si la matrice $\mathbf{CB}$ est inversible, on obtient la commande équivalente suivante :

$$\begin{aligned} u_{eq} &= -(\mathbf{CB})^{-1}\mathbf{CA}x \\ u_{eq} &= \mathbf{M}x(\mathbf{t}) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Où la matrice de retour $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{m \times n}$ est donnée par :

$$\mathbf{M} = (\mathbf{CB})^{-1}\mathbf{CA} \quad (3.15)$$

Alors, le modèle du comportement du système sur la surface de glissement est :

$$\dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u_{eq} = [\mathbf{I} - \mathbf{B}(\mathbf{CB})^{-1}\mathbf{C}]\mathbf{A}x = \mathbf{A}_{eq}x, \quad \forall t > t_s \quad (3.16)$$

Où $\mathbf{A}_{eq}$ a une matrice dynamique équivalente en glissement.

La matrice $\mathbf{A}_{eq}$ a un certain nombre de propriétés, m valeurs propres nulles et $n - m$ valeurs propres non nulles, définissant la dynamique de glissement.

Et la loi de commande discontinue est déterminée pour satisfaire les conditions de convergences. Cette commande est très importante pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de perturbations extérieures. La forme la plus simple que peut prendre cette commande est celle d'un relais de forme donnée par l'équation (3.13).

3.4. Synthèse de la surface de glissement :

Dans cette partie, nous ne présenterons que le cas entièrement linéaire pour des raisons de simplification. Cependant, les développements présentés ici peuvent être étendus au modèle non linéaire (3.0).

Considérons le système linéaire (3.1). La dynamique en mode de glissement est donnée par l'équation (3.16). Cette dynamique est indépendante de la loi de commande non linéaire. Elle dépend uniquement du choix de la matrice $\mathbf{C}$, ce qui en retour détermine la matrice $\mathbf{M}$ de la commande équivalente où (3.14). Afin de simplifier la détermination de la matrice $\mathbf{C}$, il est toujours souhaitable de mettre le système initial sous une forme canonique particulière. On distingue la forme dite forme régulière.

Soit T une matrice de transformation orthogonale de dimension $n \times n$, telle que

$$TB = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Où $B_2 \in R^{n \times n}$ est non singulière. Soit la transformation $Z=Tx$, alors le système original (3.1) est transformé en une forme régulière suivante

$$\dot{z}(t) = TAT^{-1}z(t) + TBu(t) \quad (3.18)$$

Supposons que $z^T = [z_1, z_2]^T$, $z_1 \in R^{n-m}$, $z_2 \in R^m$. Alors :

$$\dot{z}_1(t) = A_{11}z_1(t) + A_{12}z_2(t) \quad (3.19)$$

$$\dot{z}_2(t) = A_{21}z_1(t) + A_{22}z_2(t) + B_2u \quad (3.20)$$

$$\text{Où : } TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

La surface de glissement devient alors :

$$C_1z_1(t) + C_2z_2(t) = 0 \quad \text{Où} \quad CT^{-1} = [C_1 \ C_2] \quad (3.21)$$

D'où

$$z_2(t) = -Fz_1(t) \quad \text{avec} \quad F = -C_2^{-1}C_1 \quad (3.22)$$

Le mode glissant idéal est donc gouverné par :

$$\dot{z}_1 = (A_{11} + A_{12}F)z_1 \quad (3.23)$$

Où l'ordre du système est réduit à $(n - m)$

La synthèse d'un mode glissant stable entraîne donc la détermination d'une matrice de retour d'état stabilisante F sur le système réduit pour lesquelles différentes méthodes sont possible.

- ❖ Placement de pôles.
- ❖ Techniques classiques d'optimisation quadratique.

Une fois que la matrice F est déterminée, on peut calculer la matrice C , et souvent on prend

$$C_2 = I \quad \text{et} \quad C_1 = F, \text{ Donc } C = [F \ I]T.$$

Où T est la matrice de transformation prédéfinie.

3.5 Le phénomène de réticence

La commande discontinue u_w , du fait d'une fréquence de commutation finie, ne génère pas un mode glissant idéal, des oscillations à haute fréquence apparaissent dans un voisinage de la surface, connues sous le nom de réticence ou chattering en anglais. Ce phénomène est le principal désavantage de la commande par mode glissant d'ordre un, il peut exciter des dynamiques non modélisées conduisant à l'instabilité.

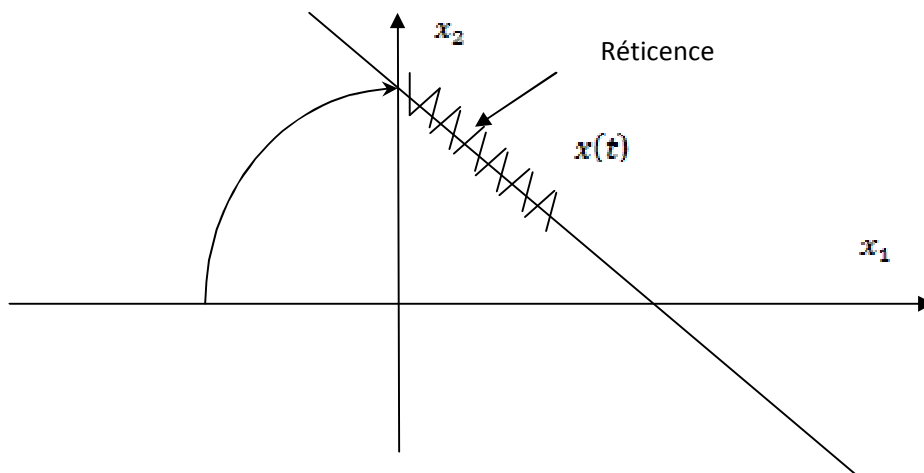


Figure3.3. Phénomène de chattering

De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ou d'éliminer le phénomène de chattering. L'une d'entre elles est l'utilisation de fonctions sigmoïde, telle que la fonction $\tanh$ ou $\arctan$ ou saturation.

3.6 CONCLUSION

Ce troisième chapitre nous a permis de présenter le concept général de la commande des systèmes non linéaire effectuée en trois étapes principales:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande.

Chapitre 4

Commande linéarisante
par mode de glissement
d'un réseau électrique
multi-machines

Chapitre 4

Commande linéarisante par mode glissant d'un réseau électrique multi-machines

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'application de la commande par mode de glissement d'ordre un sur un réseau électrique multi-machines. L'objectif est la régulation de la tension de sortie et de la puissance électrique autour des valeurs désirées.

Dans un premier lieu nous allons appliquer la commande par mode de glissement d'ordre un, nous allons synthétiser un bouclage linéarisant pour notre système. Pour cela, les notions théoriques exposées dans le chapitre 2 seront utilisées. La linéarisation exacte du système par bouclage est assurée par un choix adéquat des sorties selon l'objectif de la commande.

Afin d'éliminer le phénomène de Chattering tout en gardant les performances de la commande, nous avons introduit la fonction tangente hyperbolique dans le signal de commande.

4.2 Description du réseau électrique étudié

Le réseau électrique étudié est composé de trois générateurs, reliés entre eux par des lignes de transmission. La tension de générateur 3 est supposée constante. Chaque générateur représente un sous système du système global.

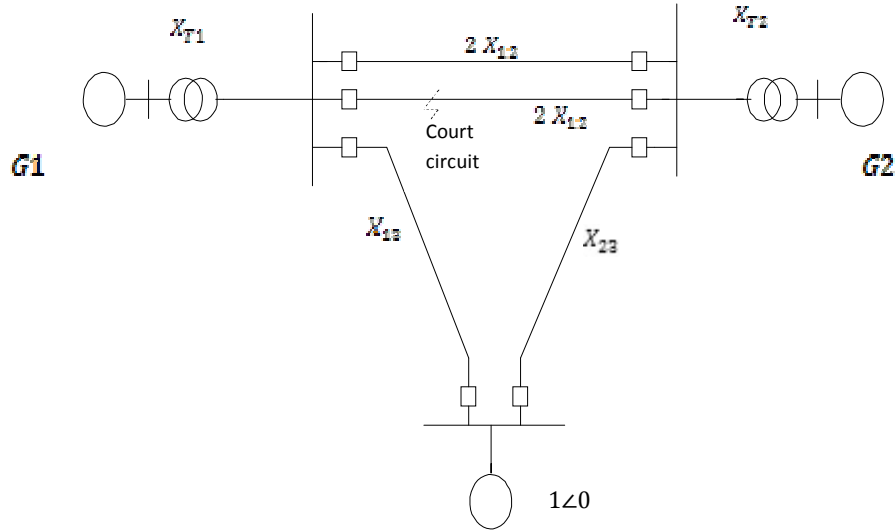


Fig. 1 : Réseau à trois générateurs

L'objectif de notre commande est de maintenir la tension de sortie et la puissance électrique de chaque générateur à des valeurs désirées. Des tests de robustesse vis-à-vis d'une perturbation sous la forme d'un court circuit est considérée.

4.3 Modèle du réseau électrique:

Le réseau décrit par la figure 1 est représenté par le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{\delta}_i = \omega_i - \omega_0 \\ \dot{\omega}_i = \frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mi} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H_i} (\omega_i - \omega_0) \\ \dot{E}_{qi} = \frac{1}{T_{doi}} [E_{fdi} - E_{qi}] \end{cases} \quad (4.1)$$

Avec :

$$\begin{cases} E_{qi} = \hat{E}_{qi} + (x_{di} - \hat{x}_{di}) I_{di} \\ I_{qi} = \sum_{j=1}^n \hat{E}_{qj} B_{ij} \sin(\delta_i - \delta_j) \\ I_{di} = - \sum_{j=1}^n \hat{E}_{qj} B_{ij} \cos(\delta_i - \delta_j) \\ P_{ei} = \hat{E}_{qi} I_{qi} \\ V_{ti} = \sqrt{(\hat{E}_{qi} - \hat{x}_{di} I_{di})^2 + (\hat{x}_{di} I_{qi})^2} \end{cases}$$

On prend les variables d'état suivantes :

$$x_{i1} = \delta_i, \quad x_{i2} = \omega_i - \omega_0, \quad x_{i3} = \dot{E}_{qi}$$

Alors le modèle non d'état affine peut être montré ici sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.2)$$

De l'équation (4.2) nous pouvons écrire l'ensemble de variables d'état pour le système multi machine tel que :

$$x = [x_1^T, x_2^T, \dots, x_n^T]^T \quad \text{Et} \quad x_i = [x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}]^T$$

$$f(x) = [f_1^T(x), f_2^T(x), \dots, f_n^T(x)]^T, \\ g(x) = [g_1(x), g_2(x), \dots, g_n(x)]^T$$

Du système (4.1) on aura :

$$\begin{cases} \dot{x}_{i1} = x_{i2} \\ \dot{x}_{i2} = -\frac{D_i}{2H_i}(x_{i2}) + \frac{\omega_0}{2H_i}(P_{mto} - P_{ei}) \\ \dot{x}_{i3} = \frac{1}{T_{doi}}(E_{fi} - x_{i3} - (x_{di} - \dot{x}_{di}))I_{di} \end{cases} \quad (4.3)$$

On remplaçant les formules de P_{ei} et I_{di} , I_{qi} on obtient :

$$\begin{cases} \dot{x}_{i1} = x_{i2} \\ \dot{x}_{i2} = -\frac{D_i}{2H_i}x_{i2} + \frac{\omega_0}{2H_i}\left(P_{mto} - x_{i3}\left[\sum_{j=1}^n x_{j3} B_{ij} \sin(x_{i1} - x_{j1})\right]\right) \\ \dot{x}_{i3} = \frac{1}{T_{doi}}\left(E_{fi} - x_{i3} + (x_{di} - \dot{x}_{di})\left[\sum_{j=1}^n x_{j3} B_{ij} \cos(x_{i1} - x_{j1})\right]\right) \end{cases}$$

Avec :

$$f_i = \begin{bmatrix} f_{i1} \\ f_{i2} \\ f_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{i2} \\ -\frac{D_i}{2H_i}x_{i2} + \frac{\omega_0}{2H_i}\left(P_{mto} - x_{i3}\left[\sum_{j=1}^n x_{j3} B_{ij} \sin(x_{i1} - x_{j1})\right]\right) \\ \frac{1}{T_{doi}}\left(-x_{i3} + (x_{di} - \dot{x}_{di})\left[\sum_{j=1}^n x_{j3} B_{ij} \cos(x_{i1} - x_{j1})\right]\right) \end{bmatrix}$$

Et :

$$g_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ T_{doi} \end{bmatrix}$$

Avec $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \dots \dots \dots \dots \dots u_n]^T$

Et $y = h(x) = [h_1(x) \ h_2(x) \ \dots \dots \dots \dots \dots h_n(x)]^T$

On prend : $h_i(x) = \delta_i = x_{i1}$ représente les variables d'état, $u \in R^n$ est le vecteur de commande et $y \in R^n$ la mesure de sortie et f, g, h soit les fonctions de rotor et sont suffisamment lisses dans le domaine $m \in R^{3m}$.

4.4-linéarisation par bouclage

4.4.1-détermination du degré relatif

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

Nous choisissons d'après l'objectif du réglage comme sortie l'angle interne de la machine

$y_i(x) = \delta_i = x_{i1}$ Et nous calculons leurs dérivées successives jusqu'à faire apparaître l'entrée.

La sortie désirée est $h_{i1d}(x) = x_{i1d}$

Les dérivée de la sortie $y^{(1)}, y^{(2)}$ et $y^{(3)}$ sont déterminé par :

$$\begin{aligned} \dot{h}(x) &= \dot{x}_{i1} = x_{i2} \\ \ddot{h}(x) &= \dot{x}_{i2} = \frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mi0} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H_i} (x_{i2}) \\ \dddot{h}(x) &= \frac{\omega_0}{2H_i} (\dot{P}_{ei}) - \frac{D_i}{2H_i} (\dot{x}_{i2}) \\ &= -\frac{\omega_0}{2H_i} x_{i3} \dot{I}_{qi} - \frac{D_i}{2H_i} \dot{x}_{i2} - \frac{\omega_0}{2H_i T_{doi}} [-x_{i3} - (x_{di} - \dot{x}_{di}) I_{di}] I_{qi} \\ &\quad - \frac{\omega_0}{2H_i T_{doi}} I_{qi} E_{fdi} \end{aligned}$$

Avec

$$\dot{I}_{qi} = x_{i2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n x_{j3} B_{ij} \cos(x_{i1} - x_{j1})$$

n : dimension de vecteur d'état de chaque sous système ($n = 3$).

Le degré relatif correspondant à chaque sous système est ($r=n=3$)

4.4-2 .détermination de la forme normale

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

La forme normale d'un système est donnée par les équations différentielles (4.1) est calculée à l'aide de la transformation non linéaire suivante :

$$\begin{cases} Z_{i1} = h_{i1}(x) = x_{i1} \\ Z_{i2} = l_f h_{i1}(x) = x_{i2} \\ Z_{i3} = l_f^2 h_{i1}(x) = \dot{x}_{i2} = \frac{\omega_0}{2H_i} (P_{mio} - P_{ei}) - \frac{D_i}{2H_i} (x_{i2}) \end{cases}$$

Le système après la linéarisation est :

$$\begin{cases} \dot{Z}_{i1} = Z_{i2} \\ \dot{Z}_{i2} = Z_{i3} \\ \dot{Z}_{i3} = a_i(Z) + b_i(Z)u_i = V_i \end{cases} \quad (4.7)$$

La forme normale du système (4.1) sera :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_{i1} \\ \dot{Z}_{i2} \\ \dot{Z}_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{i1} \\ Z_{i2} \\ Z_{i3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} V \quad (4.8)$$

$$Y_i = C_i Z_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{i1} \\ Z_{i2} \\ Z_{i3} \end{bmatrix}$$

C'est la forme de brunovsky

4.4-3 .commande linéarisante :

On a

$$\begin{aligned} a_i(x) &= l_f^3 h_i(x) \\ &= -\frac{D_i}{2H_i} x_{i2} + \frac{\omega_0}{2H_i T_{doi}} I_{qi} x_{i3} + \frac{\omega_0}{2H_i T_{doi}} I_{qi} \\ &\quad - \frac{\omega_0}{2H_i} x_{i3} x_{i2} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n x_{j3} B_{ij} \cos(x_{i1} - x_{j1}) \end{aligned}$$

$$b_i(x) = l_g l_f^2 h_i(x) = -\frac{\omega_0}{2H_i T_{doi}} I_{qi}$$

Du système (4.8) on a :

$$V_i = a_i(x) + b_i(x)u_i$$

D'où

$$u_i = (V_i - a_i(x))b_i^{-1}(x) \quad \text{tq} \quad b_i(x) \neq 0.$$

Alors :

$$[U] = [B]^{-1}[V] - [B]^{-1}[A]$$

$$[U] = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_g l_f^2 h_1(x) \\ l_g l_f^2 h_2(x) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_g l_f^2 h_1(x) \\ l_g l_f^2 h_2(x) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} l_f^3 h_1(x) \\ l_f^3 h_2(x) \end{bmatrix}$$

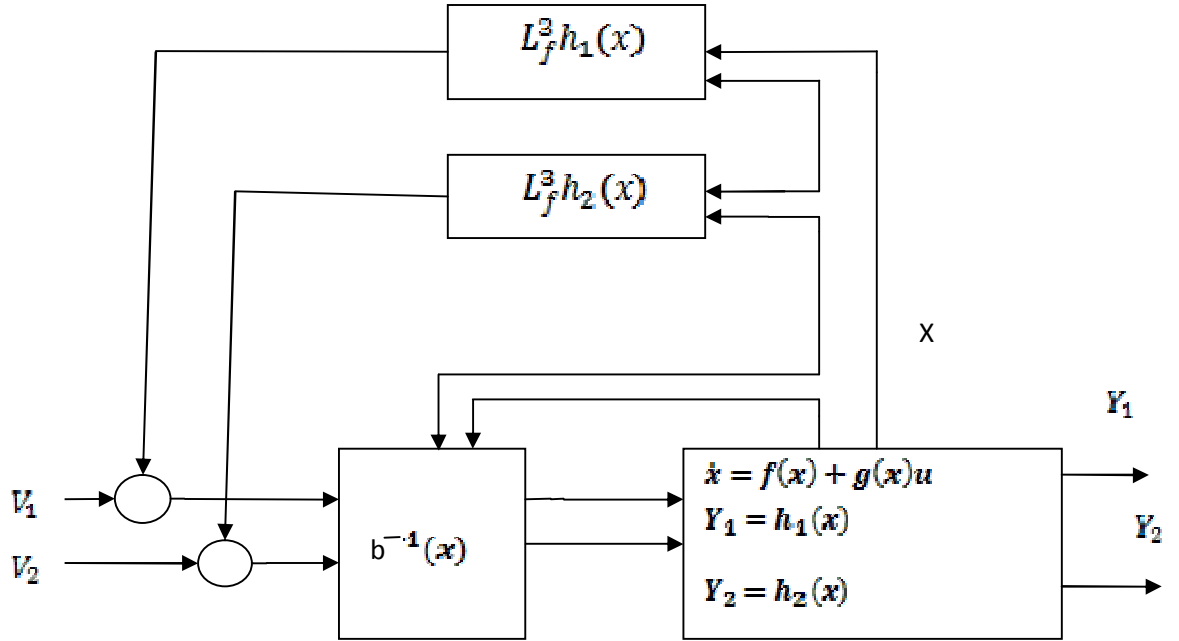


Fig. 2 : Schéma de principe de linéarisation par bouclage.

4.5 Commande par mode glissant

4.5-1 : la surface de glissement

Considérons le système linéaire (4.8), comme nous l'avons déjà vu au troisième chapitre, la première étape dans la conception de la commande est le choix de la surface de commutation $S_i(z)$, ou la sortie d'état de chaque machine que nous allons commander est x_{i1} (l'angle interne de la machine) ou bien ici z_{i1} . La surface de commutation devient.

$$S_i(z) = C_i z_i \text{ tq } z_i = \begin{bmatrix} z_{i1} - z_{i1d} \\ z_{i2} \\ z_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{i1} - x_{i1d} \\ x_{i2} \\ \dot{x}_{i2} \end{bmatrix}$$

4.5-2 Calcul de la commande

$$\dot{S}_i = C_i \dot{z}_i = C_i [A_i z_i + B_i V_i]$$

Où :

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface

$$\dot{S}_i(z) = 0$$

$$C_i A_i z_i + C_i B_i V_{eqi} = 0 \Rightarrow$$

$$V_{eqi} = -(C_i B_i)^{-1} C_i A_i z_i \quad (4.9)$$

Le système en boucle fermé :

En remplaçant la commande équivalente dans (4.8) on obtient :

$$\dot{z}_i = A_i z_i - B_i (C_i B_i)^{-1} C_i A_i z_i$$

$$\text{Posons } M_i = (C_i B_i)^{-1} C_i A_i$$

$$\dot{z}_i = A_i z_i - C_i M_i z_i \quad (4.10)$$

Le système (4.10) est stable si les valeurs propres de $A_{ieq} = [A_i - B_i M_i]$ sont à partie réelle négative donc C_i doit être choisi tel que les valeurs propres de A_{ieq} soient à partie réelle négative.

Pour la commande discontinue V_n a été déterminé dans le chapitre 3 pour vérifier la condition de convergence.

$$V_{in} = K \text{sign}(S_i(z)) \quad (4.11)$$

La commande totale par mode glissant est donnée par les formule (4.9) et (4.11) tel que :

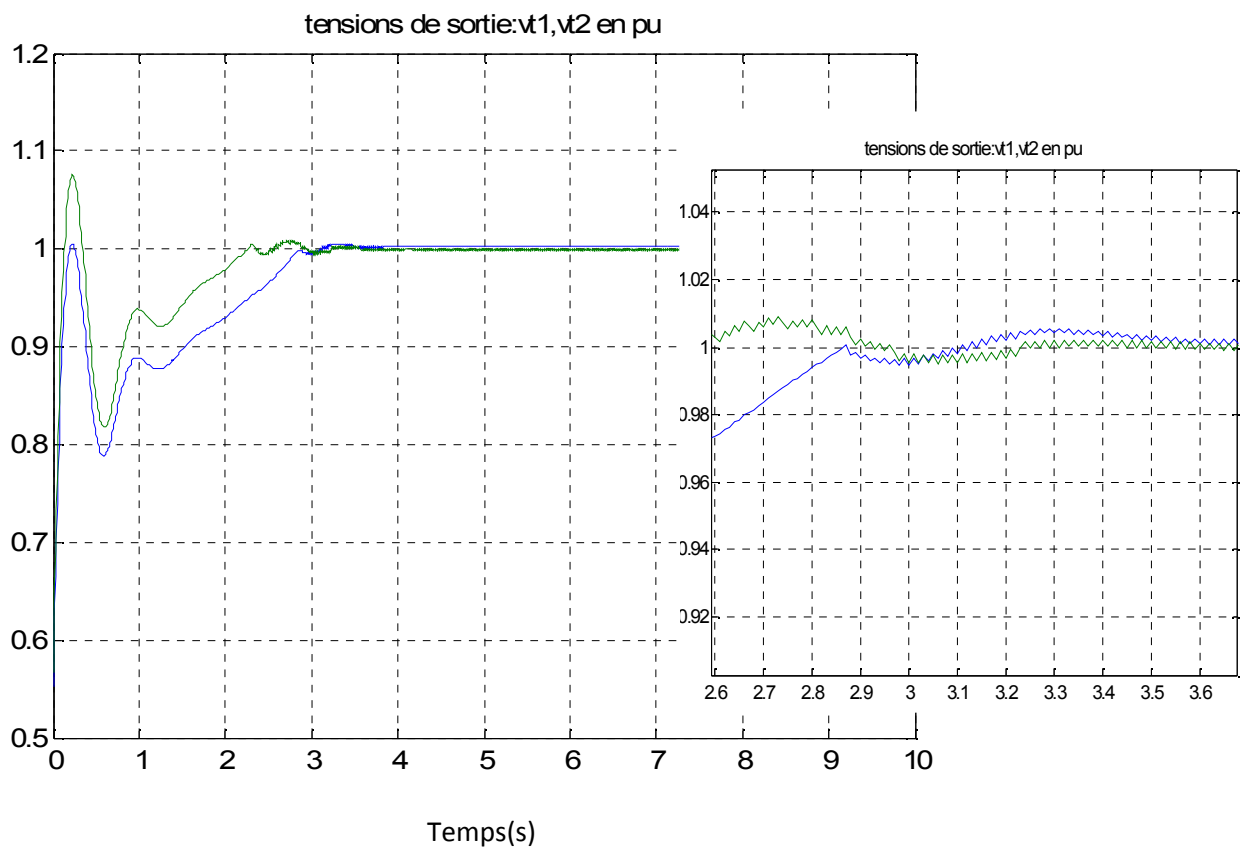
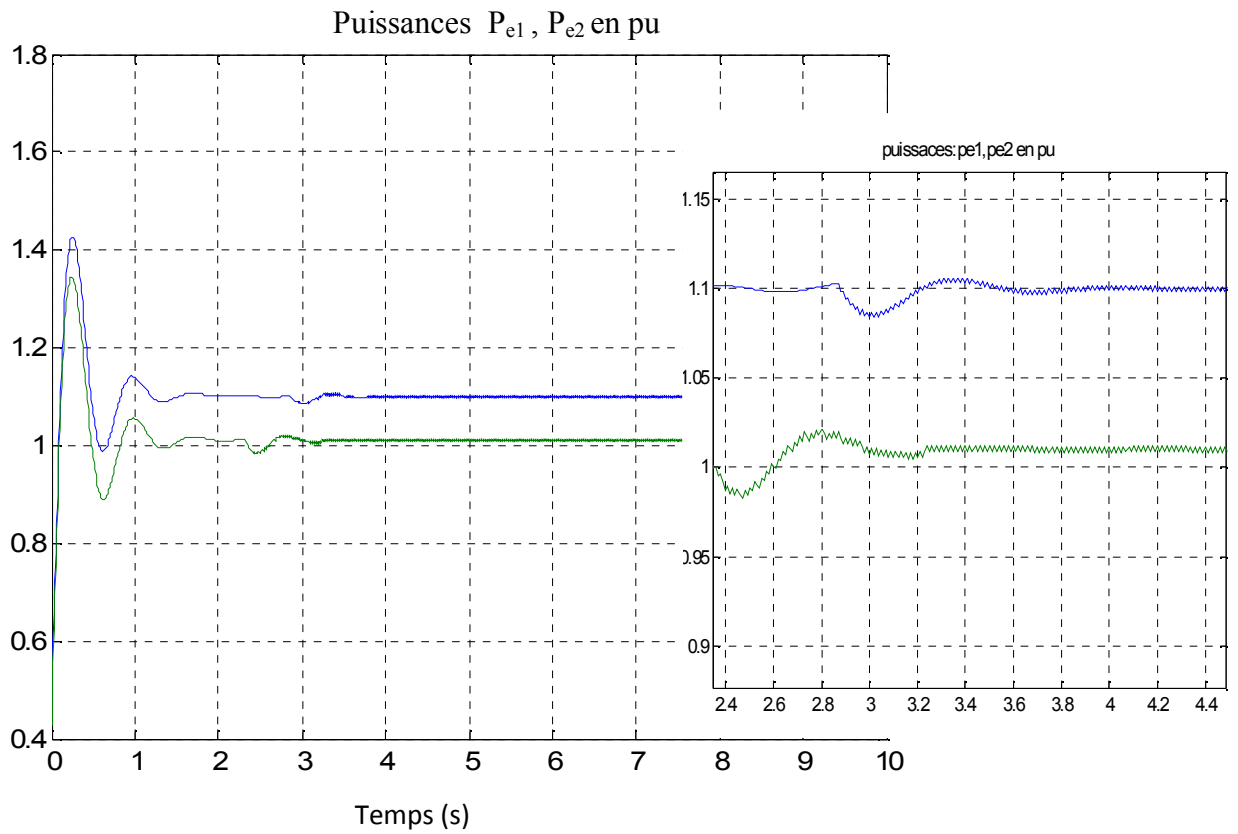
$$\begin{aligned} V_i &= V_{ieq} + V_{in} \\ &= (C_i B_i)^{-1} C_i A_i z_i + K \text{sign}(S_i) \end{aligned} \quad (4.12)$$

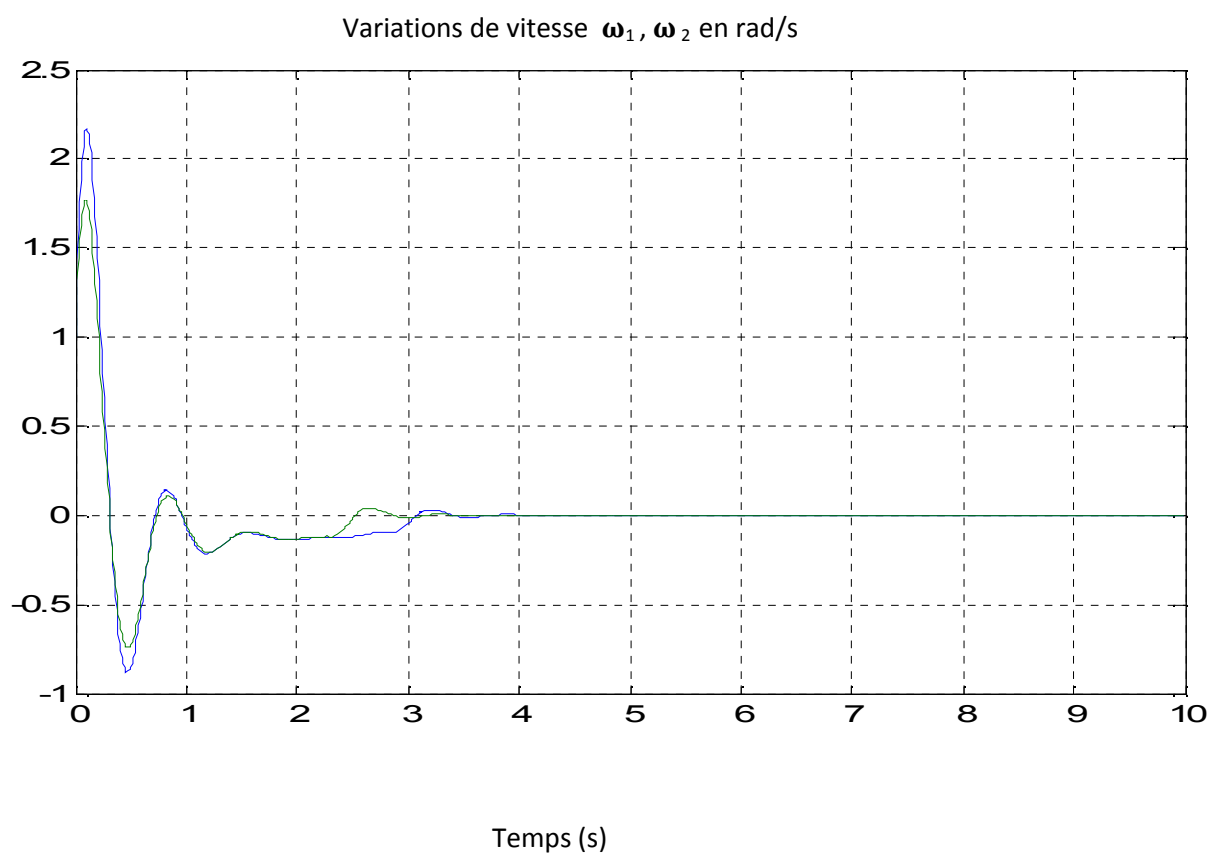
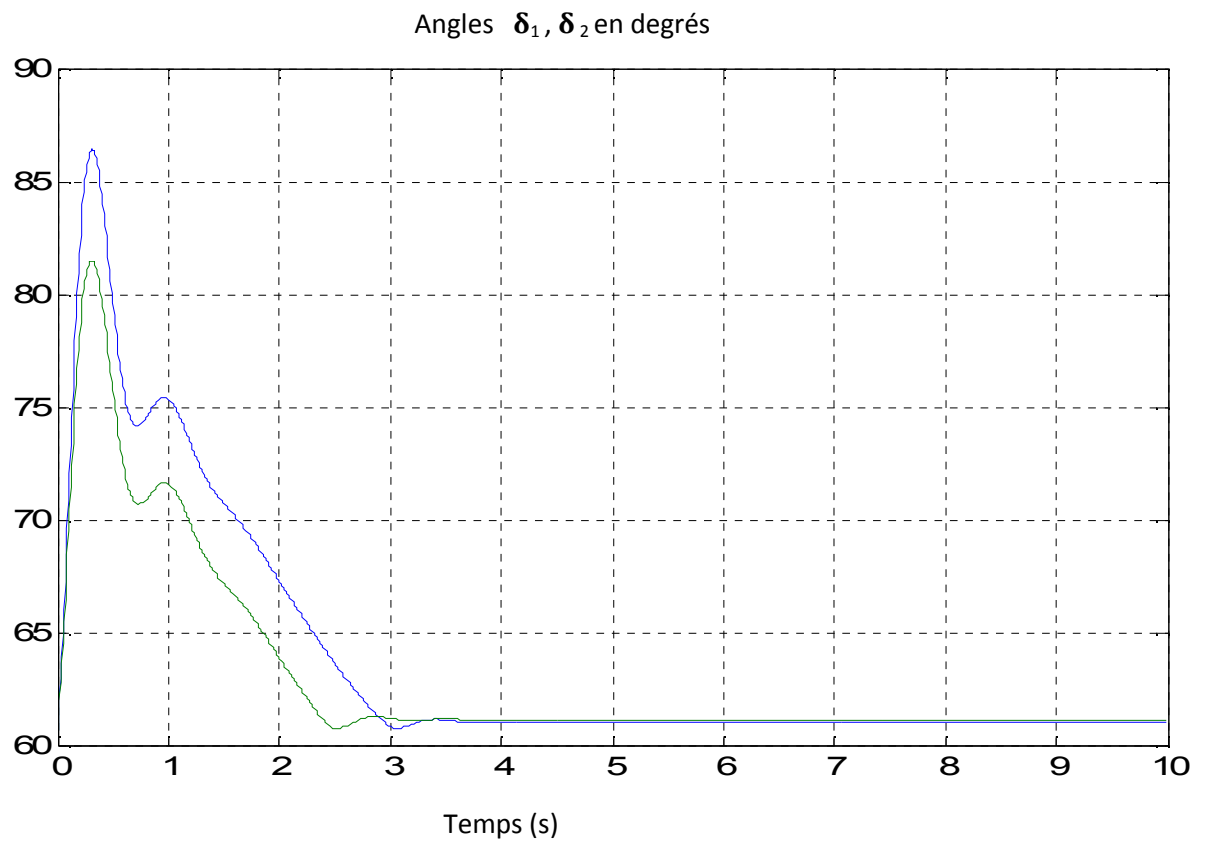
4.6 – Les Résultats de Simulation

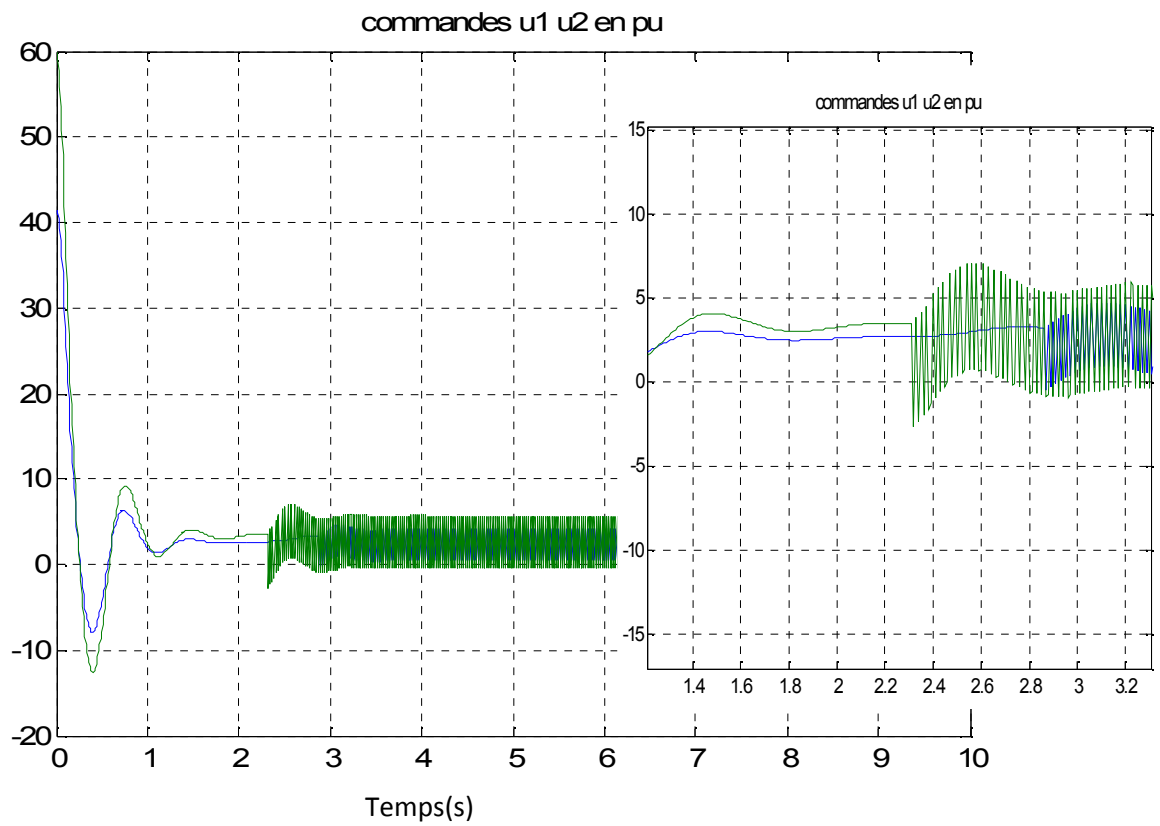
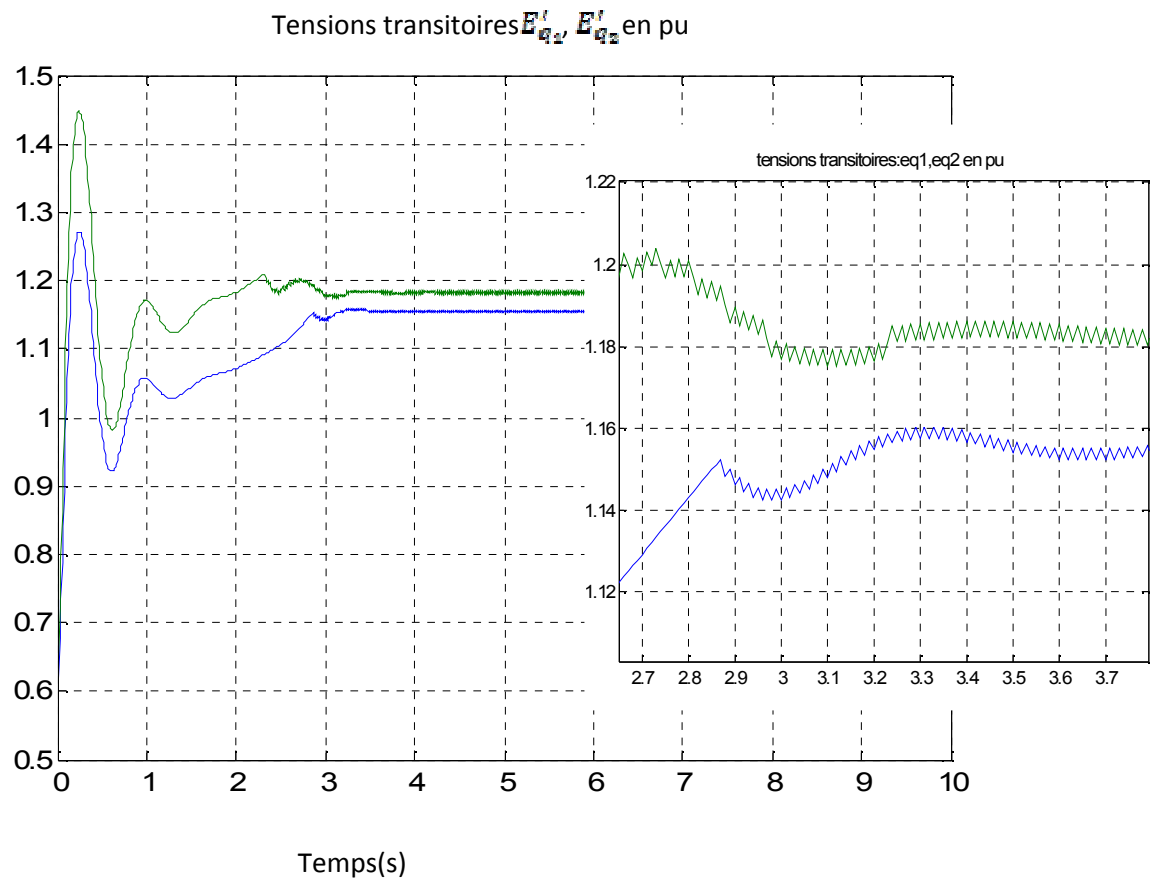
Les paramètres de simulation sont :

$$C_i = \begin{bmatrix} 94 & 6 & 1 \end{bmatrix}, \quad K_i = -10, \quad i = 1, 2.$$

Les résultats de simulation sont donnés par les figures suivantes :



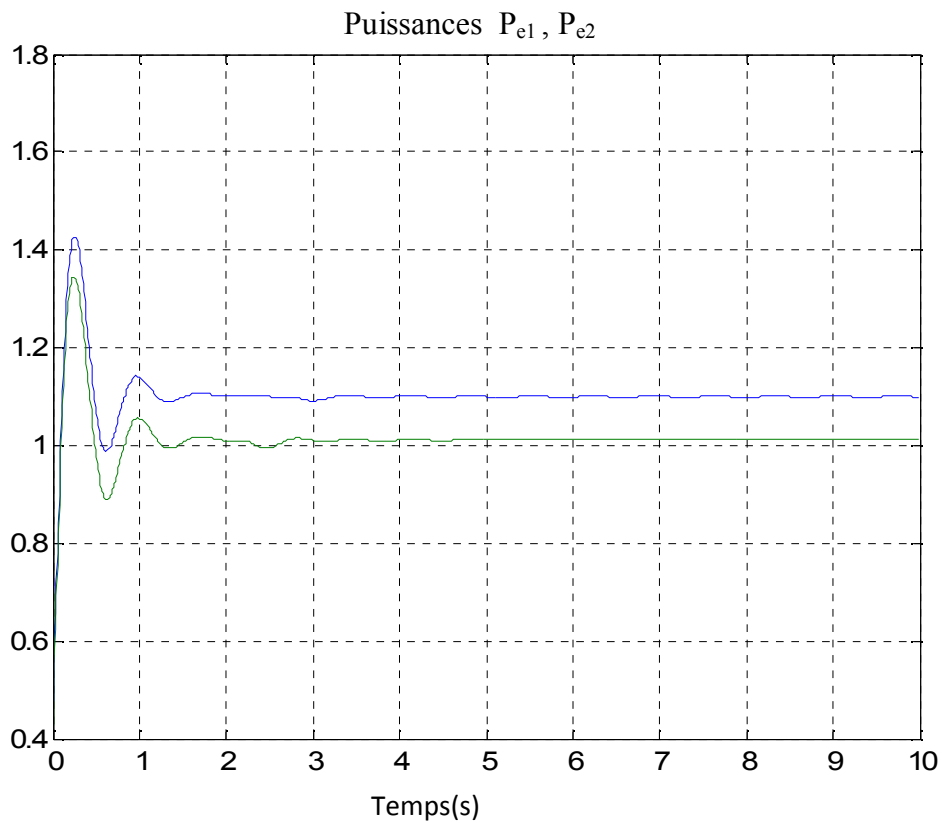


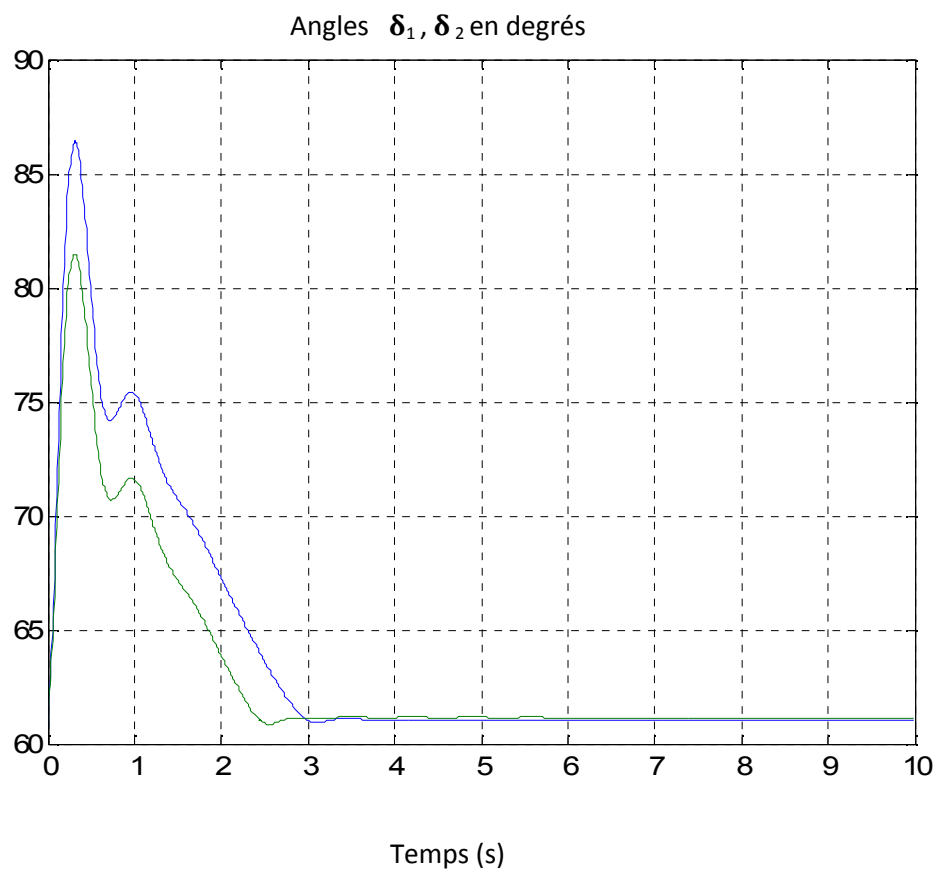
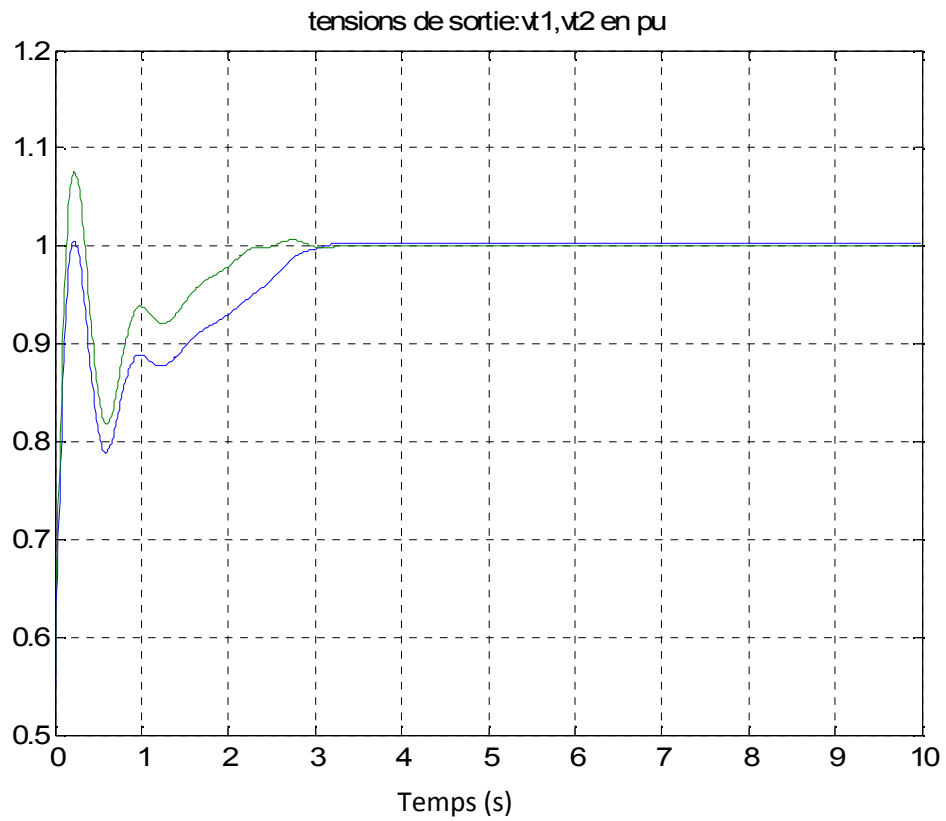


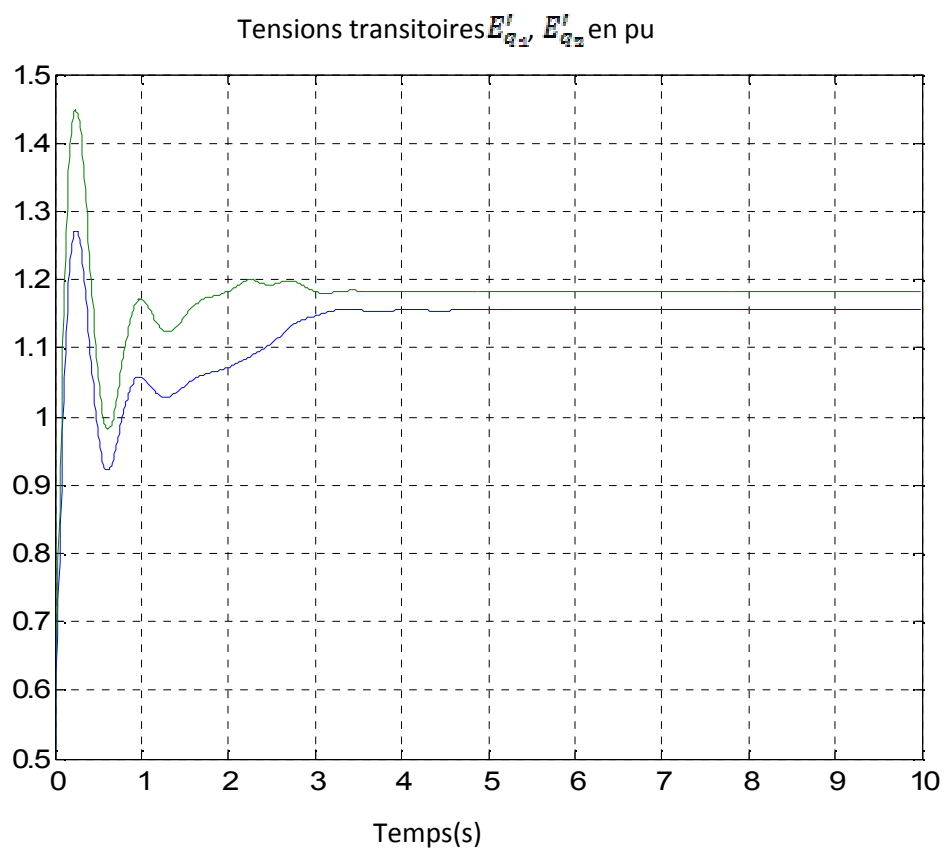
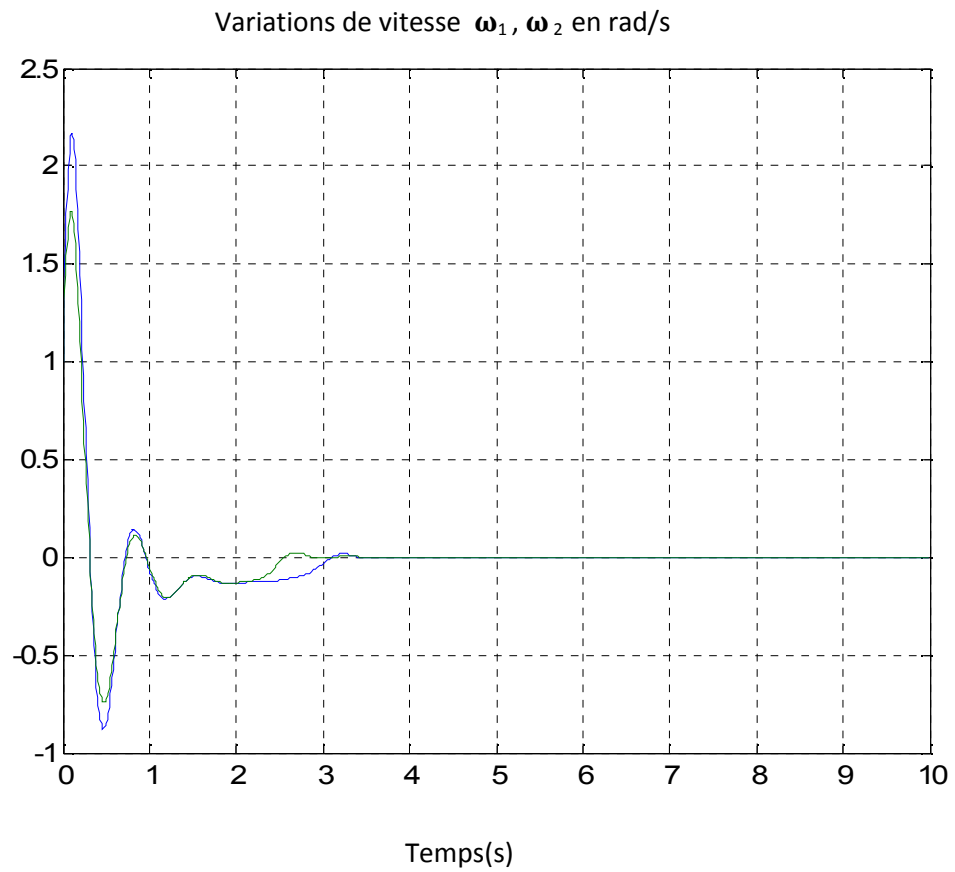
Remarque :

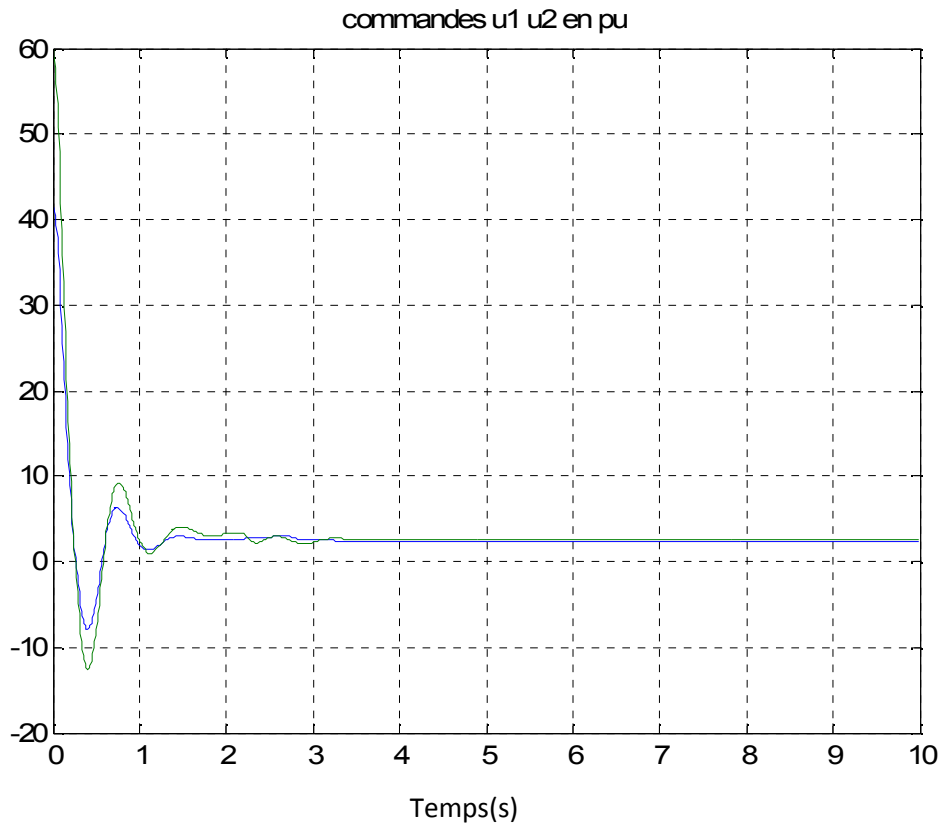
Des figures précédentes, on remarque l'effet de chattering qui est du à la commande discontinue.

Afin de l'éliminer, nous avons remplacé la commande $u_n = k \text{sign}(s_i)$ par $u_n = k \tanh(s_i)$







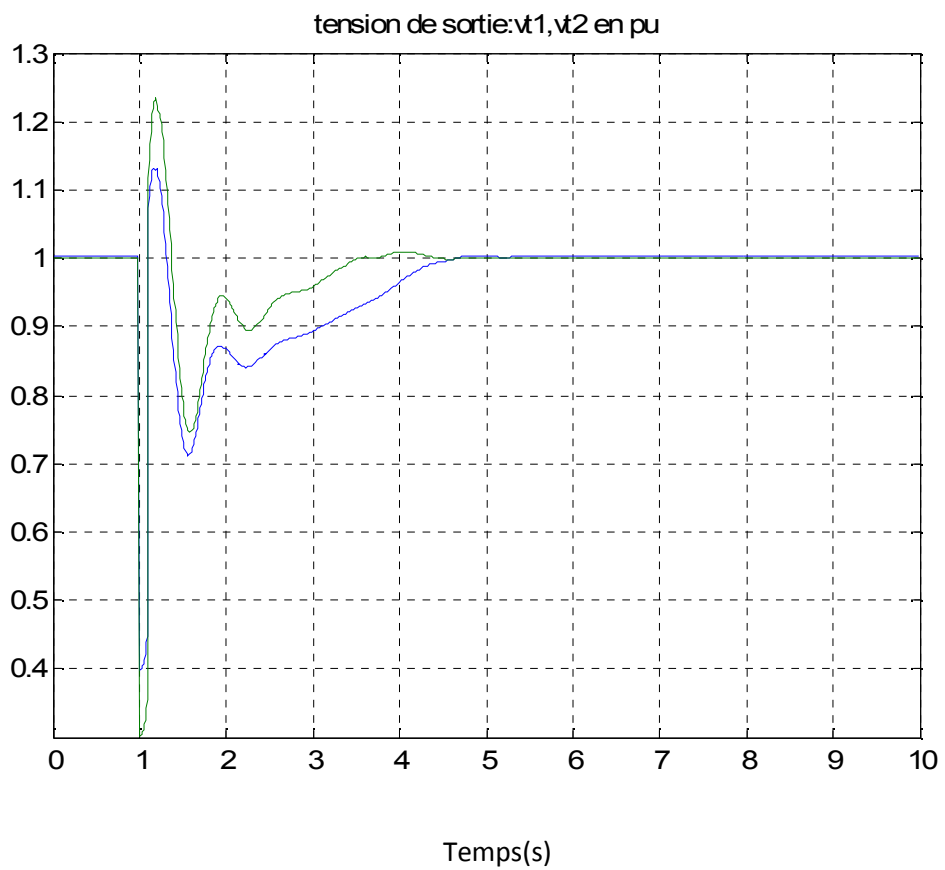
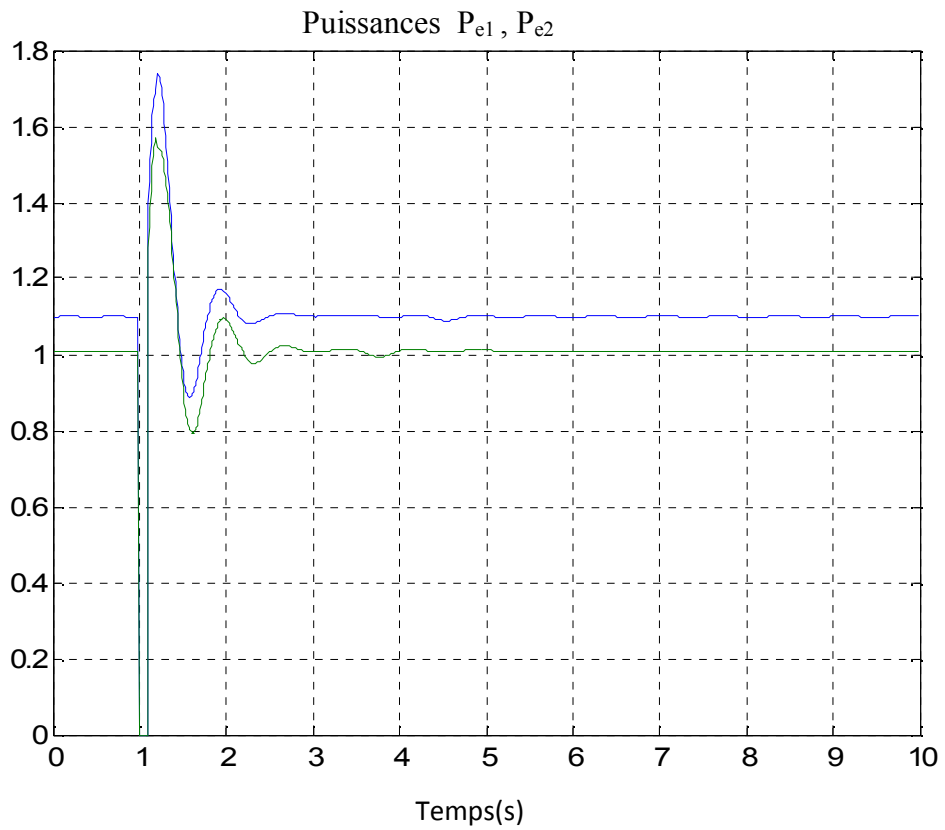


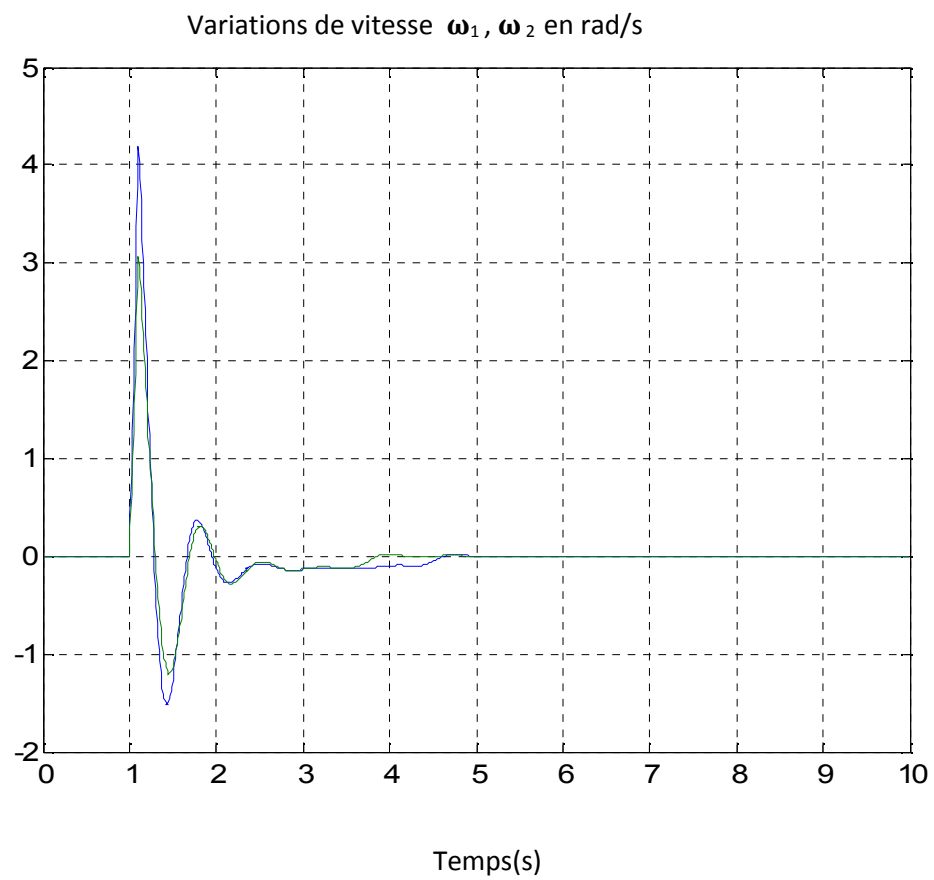
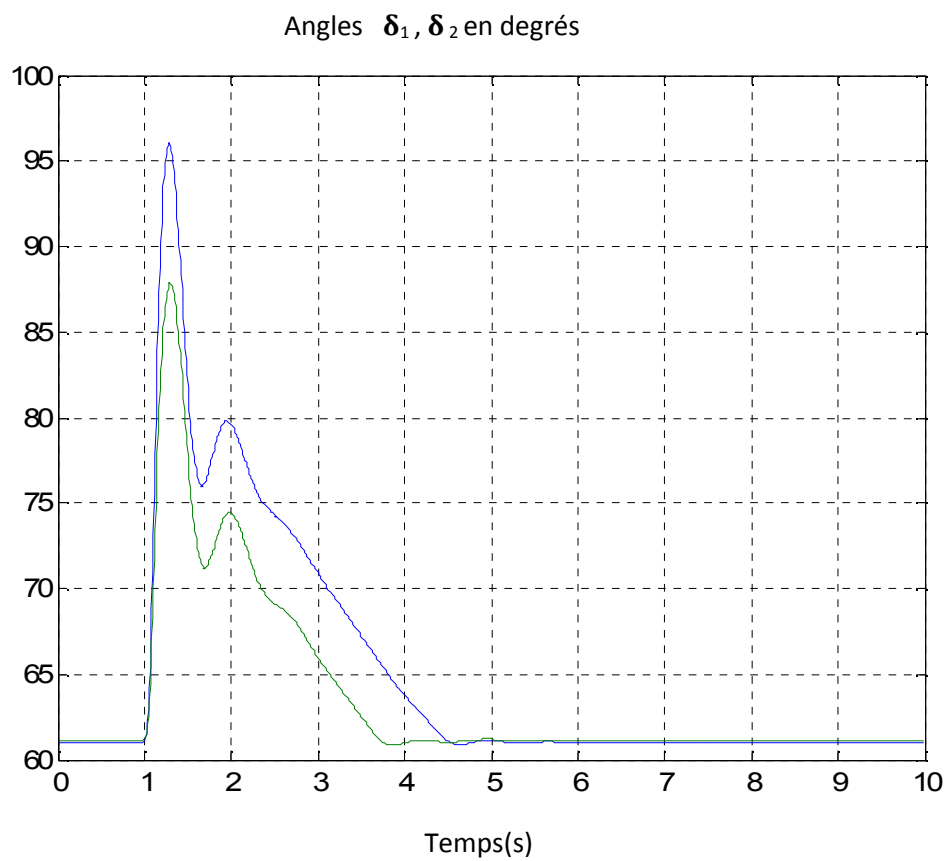
4.6.1 Interprétation des résultats de simulation :

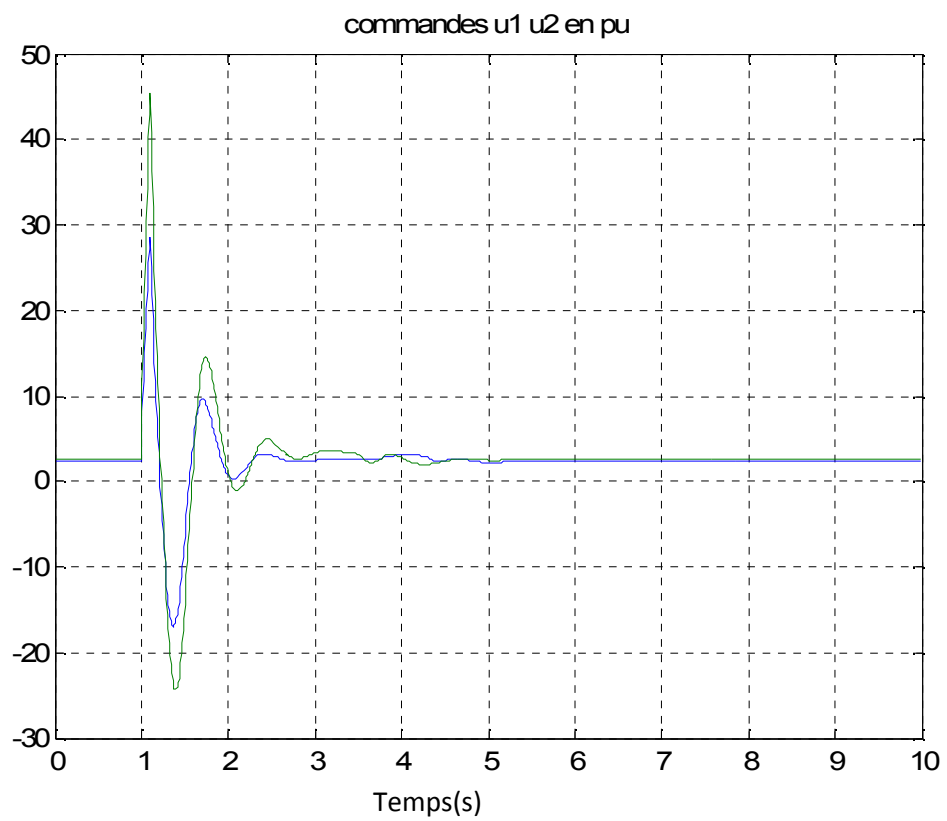
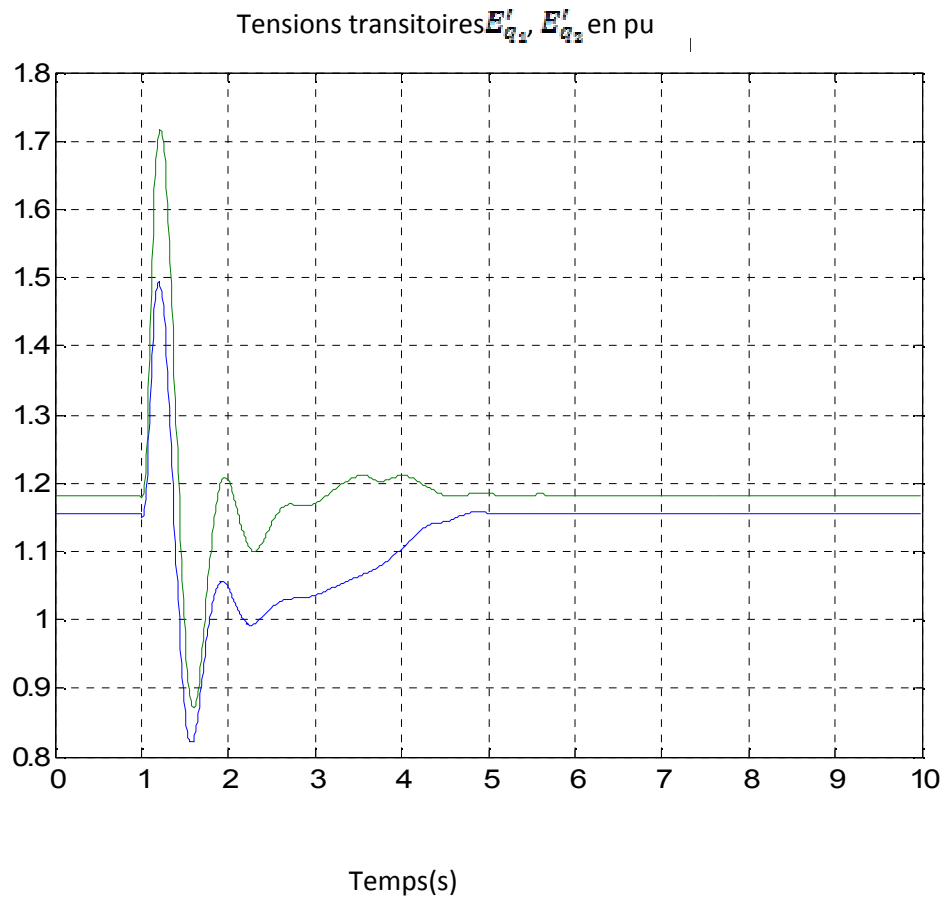
D'après les résultats de simulations, on remarque que toutes les variables tendent vers les références désirées avec une meilleure précision de convergence et rapidement avec un temps de 3 secondes seulement.

4.7– Les Résultats de Simulation avec test de robustesse (court-circuit)

A l'instant $t=1$ s, un court circuit est appliqué. Les résultats de simulation sont montrés par les figures suivantes :







4.7.1 Interprétation des résultats de simulation

Un test de robustesse vis-à-vis d'un court-circuit est appliqué à l'instant $t=1s$ est considéré.

A travers les résultats de simulations obtenus, nous pouvons observer la robustesse des commandes par rapport au court circuit. On remarque que la tension finale V_{f} et la puissance électrique ont atteint les valeurs désirées en un temps fini.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué la commande par mode glissant d'ordre 1 sur un réseau électrique multi-machines. L'objectif de cette loi est de maintenir la tension de sortie et la puissance électrique de chaque générateur à une référence désirée. Les résultats de simulations obtenus ont montré l'efficacité de cette technique sur ce modèle non linéaire. Nous avons considéré le cas d'une simulation sans perturbation puis avec perturbation (court circuit).

A travers les résultats de simulations, nous avons pu constater des résultats appréciables concernant la régulation précise de la puissance électrique de chaque générateur, ainsi que la convergence de la tension de sortie (autour du point de fonctionnement).

Concernant le test de la robustesse (court-circuit) les résultats obtenus sont satisfaisants.

Afin d'éliminer le phénomène de 'Chattering', qui est due à l'existence des fonctions *sign* dans la structure des commandes d'excitation nous avons remplacé la fonction *sign* par la fonction *tanh*.

D'après les résultats de simulations, nous tirons les remarques suivantes :

- Garder les comportements de la technique (convergence en temps fini, la robustesse par rapport aux perturbations).
- Élimination du phénomène de chattering dans les commandes d'excitation et par conséquent la diminution de l'énergie de commande d'excitation (augmenter la durée de vie des actionneurs).

Conclusion

Générale

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons utilisé la commande par mode glissant d'ordre un, pour la commande d'un réseau électrique multi-machines à modèle non linéaire.

Nous avons élaboré à cet effet, un schéma de commande permettant de régler la tension de sortie et la puissance électrique au niveau de chaque machine du réseau électrique.

Dans ce contexte, nous avons proposé une méthode de synthèse de régulateurs basée sur la technique de linéarisation par bouclage non linéaire.

Le choix du réseau électrique est motivé par le fait qu'il représente un bon exemple de systèmes complexes fortement non linéaires. Pour cela, dans le premier chapitre, nous avons présenté les éléments nécessaires pour la modélisation des réseaux électriques multi-machines. Un modèle non linéaire a été élaboré pour un réseau comportant n générateurs.

La linéarisation par bouclage non linéaire est mise en œuvre dont l'objectif est de transformer le système non linéaire en un système linéaire, pour lequel nous avons appliqué la commande par mode glissant d'ordre un. C'est l'objectif du deuxième chapitre, qui représente la technique de linéarisation par bouclage non linéaire pour les deux cas, mono variable et multi variable.

Avant d'entamer l'application de commande par mode glissant d'ordre un, et dont le but de mieux comprendre l'apport et l'utilité de cette technique, nous avons présenté les notions de bases comme l'attractivité des surfaces de glissement, la commande équivalente, les propriétés de robustesses ainsi que le phénomène de chattering.

Dans le dernier chapitre, nous avons appliqué la commande par mode glissant basée sur un retour d'état linéarisant à un réseau électrique multi-machines. Les résultats de simulation ont montré les bonnes performances de cette technique.

Un test de robustesse vis-à-vis d'une perturbation sous forme d'un court-circuit triphasé est appliqué. Les différents contrôleurs ont pu surmonter cette perturbation et assurer le maintien de la tension de sortie et de la puissance électrique aux valeurs désirées.

Pour éliminer le phénomène de chattering, nous avons utilisé la fonction **tanh** au lieu de la fonction **sign** qui est discontinue. Les résultats de simulations montrent bien que cette méthode est efficace en éliminant le phénomène de chattering.

Ainsi, les résultats obtenus dans ce travail montrent l'efficacité de l'approche proposé en terme de robustesse vis à vis du court-circuit.

Enfin, on peut tirer les remarques suivantes sur l'approche utilisée

Les avantages :

- convergence en temps fini de la sortie vers la référence désiré.
- meilleur précision de la convergence.
- temps de réponse petit.

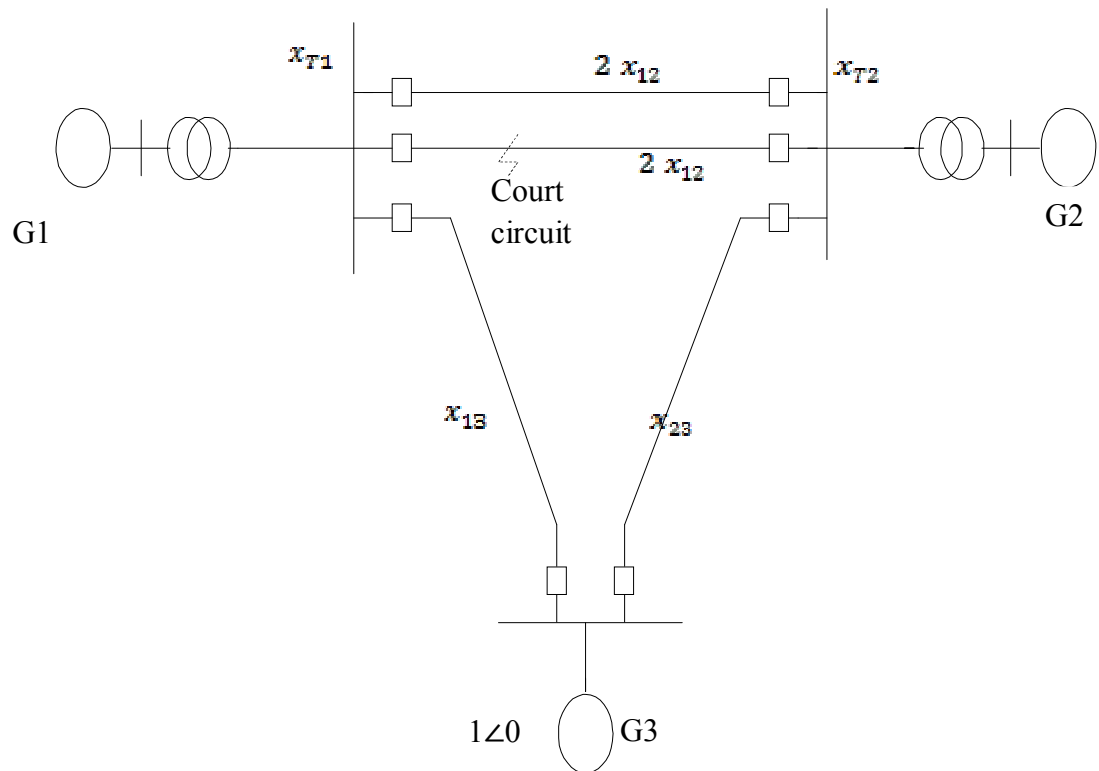
Les inconvénients:

- présence du phénomène de chattering sans l'introduction de la fonction **tanh**.

Annexe

ANNEXE

PARAMETRES DU RESEAU A TROIS MACHINES



Paramètres de machines :

	x_d (pu)	x_d' (pu)	x_T (pu)	x_{ad} (pu)	T_{do}' (pu)	H (s)	D (pu)	k_e
Generateur1	1.863	0.257	0.129	1.712	6.9	4	5	1
Generateur2	2.36	0.319	0.11	1.712	7.96	5.1	3	1

Autres paramètres :

x_{12} (pu)	0.55
x_{13} (pu)	0.53
x_{23} (pu)	0.6
ω_0 (rad/s)	314.159

Conditions initiales des paramètres du réseau :

Machines	δ (deg)	(rad/s)	E'_q (pu)
1	60.64	1	0.5
2	60.64	1	0.5
3	0	0	1

Point de fonctionnement :

Machines	δ (deg)	(rad/s)	E'_q (pu)	P_m (pu)	V_t (pu)
1	61.0429	314.159	1.155	1.1	1
2	61.1403	314.159	1.1827	1.01	1

Matrice admittance :

$$B_{ij} = \begin{bmatrix} -1.4188 & 0.3296 & 1.0892 \\ 0.3296 & -1.3040 & 0.9744 \end{bmatrix}$$

Références

Bibliographiques