



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Republique Algerienne Democratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة العربي التبسي - تبسة

Université Larbi Tébessi – Tébessa –

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme de Master Académique**

En : **Automatique**

Spécialité : **Automatique Et Systèmes**

Par : **Bay Mohamed Mamoun**

Zerguine Saif Eddine

Sujet

Synthèse d'un contrôleur PID fractionnaire utilisant PSO

Présenté et soutenu publiquement, le 14 / 06 / 2021 , devant le jury composé de :

Soufi Youcef	Professeur	Président
Djabri Riadh	Docteur	Rapporteur
Djari Abdelhamid	Docteur	Examineur

Promotion : 2020 /2021

Dédicaces

*J'ai l'immense plaisir de dédier ce modeste
travail à :*

Mes très chers parents

Mon cher frère

Mes sœurs

*A tous les membres de ma grande
famille ,oncles, tantes, cousins et
cousines ,*

Mes amis(es) .

Zerguine Seyf

Dédicaces

Je dédie ce mémoire :

*À ma mère et mon père qui n'ont
pas cessé de m'encourager tout au long de
mes études pour que j'arrive à ce jour-là. Ils
sont les plus chers à mon cœur, avec toute
ma gratitude,*

*À mes chères sœurs Et et mes
frères*

À tous mes amis

À toute ma famille,

*À toute les étudiants du Master
2eme Automatique et Systèmes
et toute la promotion 2020/2021
principalement.*

Bay Mohamed Mamoun

Remerciement

Au terme de ce travail, je tiens à remercier toutes les personnes ayant contribué à la réalisation de ce mémoire.

*Un remerciement particulier est adressé à Monsieur **Riad Djabri** pour avoir proposé, suivi et dirigé le présent travail. Je tiens à lui exprimer ma sincère gratitude pour ses conseils pertinents, pour ses orientations constructives et pour le temps si précieux qu'il m'a consacré.*

A tous mes amis et à toutes les personnes qui m'ont aidée à réaliser ce travail.

*Enfin, je tiens à remercier l'ensemble des enseignants comme Monsieur **Lmita Abedallah** qui ont assuré notre formation tout au long de nos années d'études.*

Introduction Générale..... 1

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU CALCUL

FRACTIONNAIRE

1.Introduction 2

2.Historique..... 2

3.Définitions..... 3

3.1. Définition du calcul fractionnaire..... 3

 3.1.1. Définition de Riemann-Liouville..... 3

 3.1.2. Définition de Grunwald-Letnikov 4

 3.1.3. Définition de M. Caputo (1967)..... 4

3.2. Propriétés du calcul fractionnaire..... 4

3.3. Quelques fonction spécifiques de calcule fractionnaire..... 5

 3.3.1. la fonction Gamma 5

 3.3.2. la fonction Mittag-Leffler que définie comme suit..... 5

3.4. Systèmes d'ordre fractionnel..... 6

3.5. Approximation par filtre aux différences d'ordre fractionnaire..... 7

 3.5.1. Le filtre récursif d'Oustaloup..... 8

 3.5.1.1. Exemple 1..... 8

4. Exemple illustratif..... 10

5. Applications..... 12

5.1. Système mécanique..... 12

5.2. Circuits électriques..... 12

 5.2.1. La fractance..... 13

5.3. Biologie..... 14

 5.3.1. Conductivité électrique des systèmes biologiques..... 14

 5.3.2. Modèle d'ordre fractionné des neurones 15

6. Conclusion..... 16

CHAPITRE II : SYNTHÈSE D'UN PID FRACTIONNAIRE

1.Introduction.....	17
2.ID classique	17
2.1.Régulateur à action proportionnel (P).....	18
2.2.Régulateur à action intégrale (I).....	19
2.3.Le régulateur à action dérivé (D).....	21
2.4.Régulateur PI	21
2.5.Régulateur PID	23
2.6.Réglage de PID	25
3.commande par retour d'état	28
3.1.Représentation des systèmes dans l'espace d'état	28
3.1.1.Commandabilité	28
3.1.2.Observabilité	29
3.2.Passage de la Représentation d'état vers la matrice de transfert	29
3.3.Stabilité de système	30
3.4.Le placement de pôles	30
3.4.1.Algorithme de placement de pôles	30
3.4.2.Exemple	31
4.PID fractionnaire	32
4.1.Synthèse de la loi de commande	33
4.2.Comparaison entre PID et PID fractionnaire	35
4.2.1.Système de 1 ^{er} ordre	35
4.2.2.Système linéaire d'ordre fractionnaire	38
4.2.3.Système de 4 ^{ème} ordre	40
4.2.4.Système d'ordre fractionnaire élevé	43
4.3.Étude comparative	45
5.Conclusion	46

**CHAPITRE III : L'OPTIMISATION PAR ESSAIM DE
PARTICULE (PSO)**

1.Introduction	47
2.Historique	47
3.Principe du fonctionnement	48

4.L'Algorithme du PSO	49
4.1.L'organigramme de la méthode PSO	50
5.Exemple illustratif	51
6.Conclusion	52

CHAPITRE IV : OPTIMISATION DU CONTROLEUR UTILISANT PSO

1. Introduction	53
2. Problème d'optimisation proposé	53
2.1. MIG/MAG	53
2.2. Les différents régimes de soudage	54
2.2.1. Transfert par court-circuit	54
2.2.2. Transfert par pulvérisation axiale (spray)	55
2.3. Synthèse	56
2.4. Modélisation du processus MIG-MAG	56
2.4.1. Dynamique	56
2.4.2. Forces affectant la dynamique de la goutte	57
3. Fonction objectif	59
4. Résultats des simulations	61
5. Conclusion	64
Conclusion Générale	65

Liste de tableaux

Tableaux II.1: Caractéristiques de P, I et D	25
Tableaux II.2: Règle de réglage de Ziegler-Nichols basée sur la réponse en échelon de l'installation (première méthode)	27
Tableaux IV.1: Paramètres de PID et FOPID synthèses par PSO	61

Liste de fugires

Figure I.1: Région stable et instable d'un système LTI d'ordre fractionnaire	7
Figure I.2: Bode	9
Figure I.3: Nyquist	9
Figure I.4: La réponse indicielles	10
Figure I.5: Bode	11
Figure I.6: Nyquist	11
Figure I.7: L'arbre de fractance	13
Figure I.8: Chaine de fracture	14
Figure II.1: La Structure parallèle	17
Figure II.2: La réponse indicielle	18
Figure II.3: Root locus	19
Figure II.4: La réponses du système pour différent valeur de KI	20
Figure II.5: Root locus	20
Figure II.6: Simulink PI	22
Figure II.7: La réponse indicielle	22
Figure II.8: Simulink PID	23
Figure II.9: La réponse indicielle du système du 3ème ordre commande par PID	24
Figure II.10: L'erreur du système du 3ème ordre commande par PID	24
Figure II.11: Réponse par échelon unitaire d'une plante	26
Figure II.12: Courbe de réponse en forme de S courbe	26
Figure II.13: la représentation d'état schéma bloc	28
Figure II.14: la représentation d'état Simulink	31
Figure II.15: La réponse indicielle du système	32
Figure II.16: Disposition du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ dans le plan (λ, μ)	33
Figure II.17: PID fractionnaire Simulink	34
Figure II.18: La réponse indicielle de system du 3ème ordre	34
Figure II.19: La réponse indicielle de system d'ordre frictionneur	35
Figure II.20: Simulation de system de 1 ^{er} ordre	35
Figure II.21: La réponse indicielle de system de 1 ^{er} ordre	36
Figure II.22: L'erreur de system de 1 ^{er} ordre	36
Figure II.23: Diagramme de Bode de system de 1 ^{er} ordre	37
Figure II.24: Diagramme de Nyquist de system de 1 ^{er} ordre	37
Figure II.25: Simulation de system de 1 ^{er} ordre fractionnaire.....	38
Figure II.26: La réponse indicielle de system de 1 ^{er} ordre fractionnaire	38
Figure II.27: L'erreur de system de 1 ^{er} ordre fractionnaire	39
Figure II.28: Diagramme de Bode de system de 1 ^{er} ordre fractionnaire	39
Figure II.29: Diagramme de Nyquist de system de 1 ^{er} ordre fractionnaire	40
Figure II.30: Simulation de System de 4 ^{ème} ordre	40
Figure II.31: La réponse indicielle de system de 4 ^{ème} ordre	41
Figure II.32: L'erreur de system de 4 ^{ème} ordre	41

Liste de fugires

Figure II.33: Diagramme de Bode de system de 4 ^{ème} ordre	42
Figure II.34: Diagramme de Nyquist de system de 4 ^{ème} ordre	42
Figure II.35: Simulation de higher système fractionnel	43
Figure II.36: La réponse indicielle de higher système fractionnel	43
Figure II.37: higher système fractionnel erreur	44
Figure II.38: higher système fractionnel Bode	44
Figure II.39: système higher ordre fractionnel Nyquist	45
Figure III.1: Illustration géométrique du mouvement des particules dans le processus PSO	49
Figure III.2: L'organigramme de la méthode PSO	50
Figure III.3: personal Best	51
Figure III.4: Global Best	52
Figure IV.5: Soudage semi-automatique MIG-MAG	54
Figure IV.2: Formation du courant et de la tension en court-circuit	55
Figure IV.3: Schéma récapitulatif des différents transferts	56
Figure IV.4: Courbes de convergence de la fonction de coût ajustées par PSO pour 40 itérations	60
Figure IV.5: Réponse du PID et I_{arc}	61
Figure IV.6: Réponse des variables de sortie par PID (courants et tensions sur 0.1 sec)	62
Figure IV.7: Réponse des signaux de commande du système par PID(courants et tensions sur 0.1 sec)	62
Figure IV.8: Réponse du FOPID et I_{arc}	63
Figure IV.9: Réponse des variables de sortie par FOPID (courants et tensions sur 0.1 sec)	63
Figure IV.10: Réponse des signaux de commande du système par FOPID (courants et tensions sur 0.1 sec)	64

Résumés :

Le but de ce travail est déterminée les paramètres d'un contrôleur PID fractionnaire (FOPID) en utilisant l'algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO), afin d'améliorer la dynamique des systèmes régulés.

Pour atteindre ce but, les cinq paramètres de régulateur FOPID ont été optimisés par l'algorithme d'optimisation méthaheuristique PSO, ce dernier assure la position des paramètres (particules) à l'intérieur de l'espace de recherche. Les simulations effectués montrent que la stratégie de planification utilisée donnent des résultats prometteuses considérant les paramètres du contrôleur fractionnaire.

Abstract :

The aim of this work is to ensure the parameters of a fractional PID controller (FOPID) using the particle swarm optimization (PSO) algorithm, in order to improve the dynamics of regulated systems.

To achieve this goal, the five FOPID regulator parameters have been optimized by the metaheuristic optimization algorithm PSO, which ensures the position of the parameters (particles) within the search space. The simulations carried out show that the planning strategy used gives promising results considering the parameters of the fractional controller.

ملخص :

الهدف من هذا العمل هو التأكد من معاملات المتحكم PID ، و المتحكم الجزئي (FOPID) باستخدام جسيم خوارزمية تحسين السرب (PSO)، من أجل تحسين ديناميكيات الأنظمة. لتحقيق هذا الهدف ، تم تحسين معاملات متحكم FOPID الخمس بواسطة خوارزمية التحسين PSO ، والتي تضمن موضع المعاملات (الجسيمات) داخل فضاء البحث . تظهر عمليات المحاكاة التي تم إجراؤها أن استراتيجية التخطيط المستخدمة تعطي نتائج واعدة مع الأخذ بعين الاعتبار اعدادات جهاز التحكم الجزئي FOPID.

INTRODUCTION GENERALE

Pendant des décennies, le correcteur PID a été la technique la plus largement utilisée dans le contrôle des processus industriels. Les principales raisons de son acception généralisée dans l'industrie sont dues à sa capacité à contrôler la majorité des processus, des actions bien définies et une mise en œuvre relativement simple, il existe plusieurs techniques pour le réglage des paramètres du PID cette technique reste moins efficace dans le cas des systèmes complexes et non linéaires.

L'apparition du calcul fractionnaire était depuis 300 ans mais son application en automatique a été en 1990 par Alain Ousaloup. [1]

Ousaloup a proposé le premier régulateur d'ordre fractionnaire CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) ; ce régulateur permettait d'assurer la robustesse de la commande dans une bande de fréquences donnée .

En 1999 Podlubny a proposé le régulateur $PI^\lambda D^\mu$ une généralisation du correcteur PID classique , comprenant une intégration fractionnaire d'ordre λ et une dérivation fractionnaire d'ordre μ mais la choix des paramètres ($K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu$) pour ce régulateur reste un grand challenge pour plusieurs chercher depuis son application dans la domaine industrielles. [2]

Alors, l'objectif de ce travail est de proposer une méthode de choix des paramètres du correcteur d'ordre fractionnaire $PI^\lambda D^\mu$.

L'optimisation par essaims de particules (PSO) est une méthode d'optimisation métaheuristique bio inspirée , que permet d'effectuer des optimisations sur des problèmes multidimensionnels à partir d'une population de solutions candidates (particule) .

Le processus est guidé par une fonction objective que combine les informations relatives à la meilleure solution trouvée par chaque particule et par l'ensemble de l'essaim pendant toute la durée de la recherché .

Dans ce travail, l'optimisation en essaim particulaire (PSO) est utilisée pour déterminer les paramètres optimaux du contrôleur FOPID.

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU CALCUL FRACTIONNAIRE

1. Introduction

Le calcul fractionnaire est le domaine de l'analyse mathématique qui traite des applications d'intégrale et dérivée d'ordre non entier.

Dans ce chapitre, on va étudier le calcul fractionnaire en commençant par: la partie historique suivie par quelques définitions ainsi que leur outils de base. Finalement, on termine ce chapitre par l'application du calcul fractionnaire dans le domaine de la science et L'ingénierie.

2. Historique

Le calcul fractionnaire a été commencé par quelques travaux de recherches G. W. Leibniz (1695, 1697) et L. Euler (1730), ensuite, il a été développé jusqu'à la Moitié de 20ème siècle par de nombreux chercheurs comme : P. S. Laplace (1812), S. F. Lacroix (1819), J. B. J. Fourier (1822), J. Liouville (1832-1873), B. Riemann (1847), H. Holmgren (1865-1867), A. K. Grunwald (1867-1872), A. V. Letnikov (1868-1872), A. Erdelyi (1939-1965), H. Kober (1940), D. V. Widder (1941), M. Riesz (1949), W. Feller (1952).

Le calcul fractionnaire à apparaître de nouveau avec la 1ère livre publié en 1974 par K. B. Oldham et J. Spanier. Le calcul fractionnaire continue son développement croissant stimulé par plusieurs applications qu'elles trouvent dans différents domaines des sciences appliquées comme la physique et l'ingénierie, en incluant éventuellement des phénomènes fractals. Maintenant il y a plus de livres d'actes et de numéros spéciaux de revues publiés qui se réfèrent aux applications du calcul fractionné dans plusieurs domaines scientifiques incluant les fonctions spéciales, la théorie du contrôle, la physique chimique, les processus aléatoires, la diffusion anormale, la rhéologie. Plusieurs numéros spéciaux ont été publiés dans le qui contiennent des documents sélectionnés et améliorés, présentés lors de conférences et dans des écoles supérieures, concernant diverses applications de la technologie du calcul fractionnaire. Depuis plusieurs années déjà, il existe deux journaux internationaux consacré presque exclusivement au sujet du calcul fractionnel : Journal de calcul fractionné (rédacteur en chef : K. Nishimoto, Japon) a commencé en 1992, et Calcul fractionnel et analyse appliquée (Managing Editor : V. Kiryakova, Bulgarie) ont débuté en 1998[3].

3. Définitions

3.1. Définition du calcul fractionnaire

Dans cette partie du chapitre on va donner quelques définitions mathématiques de calcul fractionnaire, L'opérateur fractionnaire est une généralisation de l'intégration et de la différenciation des opérateurs d'ordre non entier ,avec un seul opérateur fondamental ${}_a D_t^\alpha$ ou a et t sont les limites de l'opérateur .L'opérateur intégro-défférentiels continu est défini comme suit[4] :

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} & \alpha \succ 1 \\ 1 & \alpha = 1 \\ \int_a^t (dt)^{-\alpha} & \alpha \prec 1 \end{cases} \quad \alpha \ (\alpha \in \mathbf{R}) \text{ et l'ordre de l'opération .} \quad (\text{I.1})$$

Comme il existe plusieurs définitions pour l'intégration et la dérivation d'ordre fractionnaire, données par des nombreux mathématiciens, on choisira trois définitions les plus fréquentées qui sont ,définition de riemann -liouville (R.L) ,Granwold-letnikov(G.L) et de caputo [5].

3.1.1. Définition de Riemann-Liouville

La définition mathématique du calcul fractionnaire selon Riemann-Liouville est donnée par l'équation suivante :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^n \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d(\tau) \quad (\text{I.2})$$

$(n-1) \leq \alpha < n$

Dans la quelle n est un nombre entier et α est un nombre réel et $\Gamma(\cdot)$ c'est la fonction Gamma. La méthode de transformation de Laplace est couramment utilisée pour résoudre les problèmes d'ingénierie [4]. La formule de la transformée de Laplace de la dérivée fractionnaire RL(I.2) est la suivante :

$$\int_0^\infty e^{-st} {}_0 D_t^\alpha f(t) dt = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s {}_0 D_t^{\alpha-k-1} f(t) \Big|_{t=0} \quad (\text{I.3})$$

3.1.2. Définition de Grunwald–Letnikov

La définition mathématique du calcul fractionnaire selon Granwold-letnikov(G.L) est donnée par l'équation suivante :

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{j=0}^{\left[\frac{t-a}{h} \right]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh) \quad (I.4)$$

$\left[\frac{t-a}{h} \right] \rightarrow \text{integer}$

3.1.3. Définition de M. Caputo (1967)

La définition mathématique du calcul fractionnaire selon M caputo est donnée par l'équation suivante :

$${}_a^c D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1-n}} d\tau \quad (I.5)$$

$(n-1) \leq \alpha < n$

n est un nombre entier et α est un nombre réel.

3.2. Propriétés du calcul fractionnaire

Les principales propriétés des dérivés fractionnaires et des intégrales[6] sont les suivants :

-Si $f(t)$ est une fonction analytique de t, sa fraction

La dérivée ${}_0 D_t^\alpha f(t)$ est une fonction analytique de z et α .

-Pour $\alpha = n$, où n est un nombre entier, l'opération ${}_0 D_t^\alpha f(t)$ donne le même résultat que la différenciation classique des ordre entier n.

- Pour $\alpha = 0$ l'opération ${}_0 D_t^\alpha f(t)$ est l'opérateur d'identité :

$${}_0 D_t^\alpha f(t) = f(t) \quad (I.6)$$

La différenciation fractionnaire et l'intégration fractionnaire sont les opérations linéaires

$${}_0 D_t^\alpha a f(t) + {}_0 D_t^\alpha b g(t) = {}_0 D_t^\alpha f(t) + b {}_0 D_t^\alpha g(t) \quad (I.7)$$

- La loi sur l'indice additif (propriété du semigroupe) :

$${}_0 D_t^\alpha {}_0 D_t^\beta f(t) = {}_0 D_t^\beta {}_0 D_t^\alpha f(t) = {}_0 D_t^{\alpha+\beta} f(t) \quad (I.8)$$

Se tient sous certaines contraintes raisonnables sur la fonction $f(t)$.

3.3. Quelques fonction spécifiques de calcul fractionnaire

Parmi ces fonctions Gamma et Mittag-Leffler

3.3.1. la fonction Gamma[7]

La fonction Gamma est décrite comme suit

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty e^{-t} t^{z-1} dt \quad (I.9)$$

$$\Gamma(1) = 0 \quad \Gamma(0_+) = +\infty$$

$\Gamma(z)$ est une fonction monotone et strictement décroissant pour $0 < z \leq 1$.

Une propriété importante de la fonction Gamma $\Gamma(z)$ est la relation de récurrence suivante :

$$\Gamma(z+1) = z\Gamma(z) \tag{I.10}$$

Que l'on peut démontrer par une intégration par partie

$$\Gamma(z+1) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^z dt = \left[-e^{-t} t^z \right]_0^{\infty} + z \int_0^{\infty} e^{-t} t^{z-1} dt = z\Gamma(z) \tag{I.11}$$

3.3.2. La fonction Mittag-Leffler que définit comme suit[8]

$$E_{\alpha}(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} \quad (\alpha > 0) \tag{I.12}$$

où z est une variable complexe et $\Gamma(\cdot)$ est une fonction Gamma.

La généralisation de $E_{\alpha}(z)$ a été étudiée par Wiman en 1905 et défini par la

$$\text{fonction } E_{\alpha\beta}(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)} \quad (\Re(\alpha) > 0, \Re(\beta) > 0)$$

(I.13)

3.4. Systèmes d'ordre fractionnel

On peut utiliser les équations différentielles des dérivées d'ordre non entier pour trouver le modèle de la plus part des systèmes dynamiques à temps continu[9].

Un système SISO (LTI) est décrit par :

$$a_n {}^GLD_t^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} {}^GLD_t^{\alpha_{n-1}} y(t) + a_0 {}^GLD_t^{\alpha_0} y(t) = b_n {}^GLD_t^{\beta_n} u(t) + A, \tag{I.14}$$

$$\sum_{k=0}^n (a_k {}^GLD_t^{\alpha_k} y(t)) = \sum_{k=0}^m (b_k {}^GLD_t^{\beta_k} u(t))$$

$$A = b_{n-1} {}^GLD_t^{\beta_{n-1}} y(t) + b_0 {}^GLD_t^{\beta_0} u(t), \quad a_k \text{ et } b_k \text{ sont des constantes ; } \alpha_k \text{ et } \beta_k \text{ nombre réel.}$$

On effectue la transformée de Laplace sur l'équation (I.14) en choisissant la condition initiale nulle on trouve la fonction de transfert du système SISO d'ordre fractionnel :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \tag{I.15}$$

Si l'ordre de l'équation (I.15) est multiple entier de l'ordre α

$$\alpha_k = \beta_k = k ;$$

Le système dit d'ordre commensurable est l'équation devient :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\sum_{k=0}^n b_k (s^\alpha)^k}{\sum_{k=0}^n a_k (s^\alpha)^k} \quad (\text{I.16})$$

Le système d'ordre commensurable de l'équation (I.16) peut être considéré comme une fonction pseudo-rationnelle

$H(\lambda)$ de la variable $\lambda = s^\alpha$

$$H(\lambda) = \frac{\sum_{k=0}^n b_k \lambda^k}{\sum_{k=0}^n a_k \lambda^k} \quad (\text{I.17})$$

Théorème 1 : Selon le théorème de stabilité de Matignon, la fonction de transfert d'ordre fractionnaire $G(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$ est stable si et seulement si

$$|\arg(\lambda_i)| = \alpha \frac{\pi}{2} \quad (\text{I.18})$$

où $\lambda = s^\alpha$ ($0 < \alpha < 2$), avec $\forall \lambda_i \in \mathbb{C}$, i^{th} racine de $D(\lambda) = 0$.

Si $s = 0$, est une racine unique de $D(s)$, le système ne peut pas être stable.

[10]

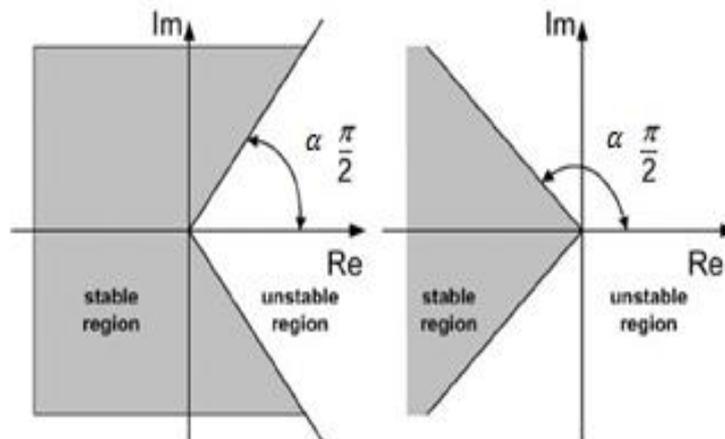


Figure I.1: Région stable et instable d'un système LTI d'ordre fractionnaire.

fractionnaire en temps réel et en temps direct peut être nécessaire dans les systèmes de contrôle. L'utilisation de filtre est l'un des meilleurs moyens de résoudre ces problèmes.

3.5.1. Le filtre récursif d'Oustaloup

Certains filtres continus ont été résumés dans [11]. Parmi ces filtres, le filtre récursif d'Oustaloup, bien établi, s'adapte très bien aux différentiateurs d'ordre fractionnaire [12]. Supposons que la gamme d'ajustement attendue soit (w_b, w_h) Le filtre peut être écrit comme suit :

$$G_f(s) = k \prod_{K=-N}^N \frac{s + w'_k}{s + w_k} \quad (I.19)$$

où les pôles, les zéros et le gain du filtre sont calculés à partir de (I.19) de telle manière que

$$w'_k = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{K+N+\frac{1}{2}(1-y)}{2N+1}} \quad (I.20)$$

$$w_K = w_b \left(\frac{w_h}{w_b} \right)^{\frac{K+N+\frac{1}{2}(1+y)}{2N+1}} \quad (I.21)$$

$$K = w_h^y \quad (I.22)$$

Ainsi, tout signal $y(t)$ peut passer à travers le filtre et la sortie du filtre peut être considérée comme une approximation du intégrò-défférentiels D_t^α [13],[14]

3.5.1.1. Exemple 1

Considérons un modèle d'ordre fractionnaire :

$$H(s) = \frac{-2s^{0.63} - 4}{2s^{3.501} + 3.8s^{2.42} + 2.6s^{1.798} + 2.5s^{1.31} 1.5} \quad (I.23)$$

Comme les ordres originaux sont tous fractionnaires, il n'est pas facile de concevoir des contrôleur pour eux. Ainsi, une technique de réduction de modèle peut être envisagée pour réduire l'ordre de manière à obtenir une approximation d'ordre entier faible. .Supposons que l'on veuille approximer

les différentiateurs dans la gamme de fréquences de $(10^{-3}, 10^4)$, le terme d'ordre supérieur peut également être approximativement comme $s^{3.501} = s^3 s^{0.501}$

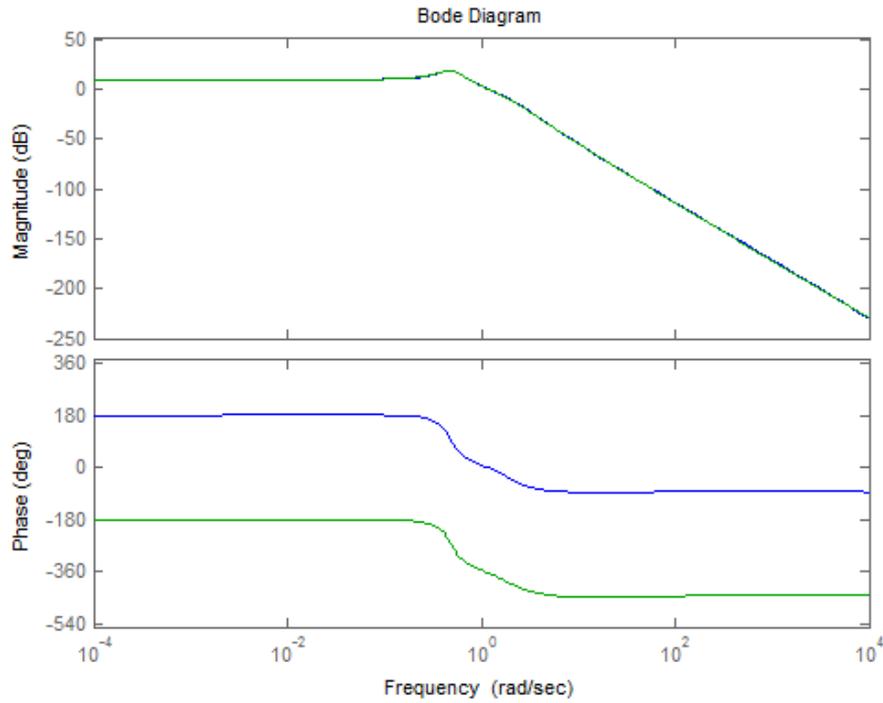


Figure I.2: Analyse fréquentiel: tracé de Bode pour l'exemple 1 .

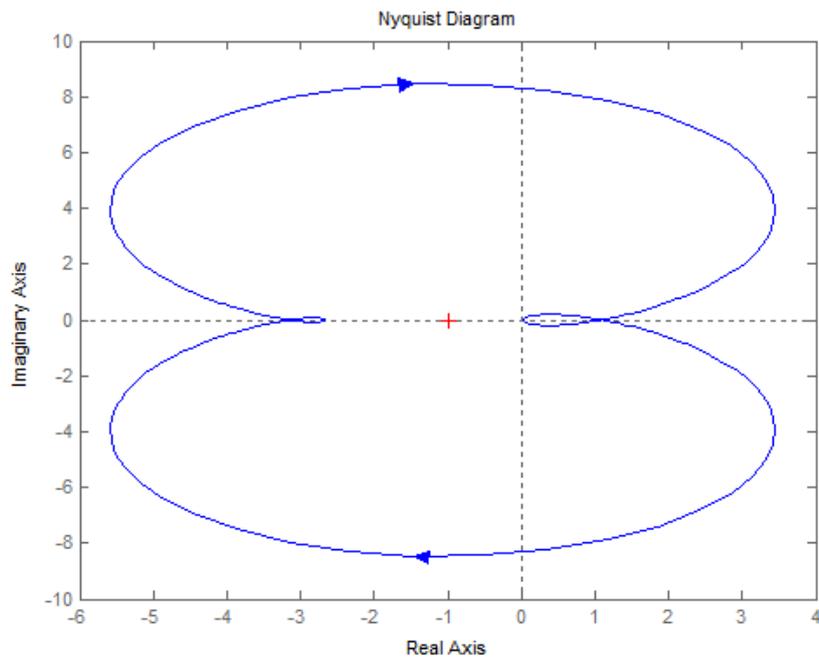


Figure I.3: Tracé de Nyquist pour l'exemple 1.

4. Exemple illustratif

Soit le système représenté par l'équation différentielle fractionnaire :

$$D^{2\alpha} y(t) + y(t) = 7$$

(I.24)

$$LT[D^\alpha f(t)] = s^\alpha F(s)$$

(I.25)

$$Y(s) = \frac{7}{s^\alpha + 1}$$

(I.26)

On choisira α entre 0 et 1 pour augmenté la marge du stabilité $\alpha = 0.2$

Réponse du système pour un entre échelon 'time domain'

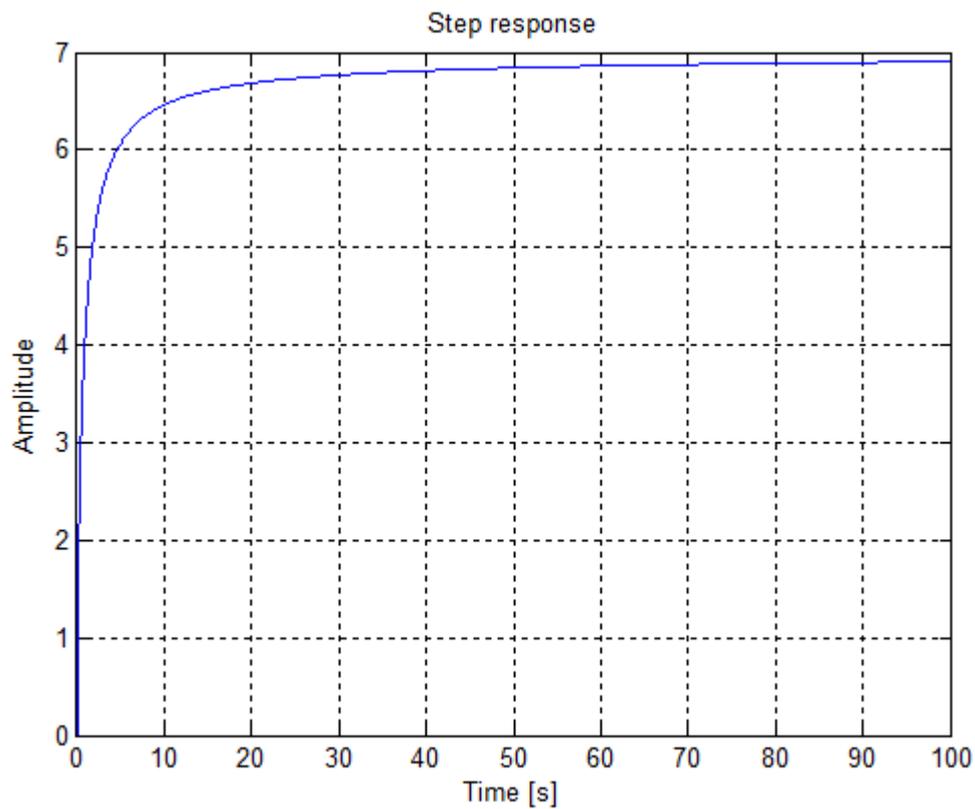


Figure I.4: La réponse indicielles .

Réponse du système pour une entre sinusoïdale 'Frequency domain'

Bode :

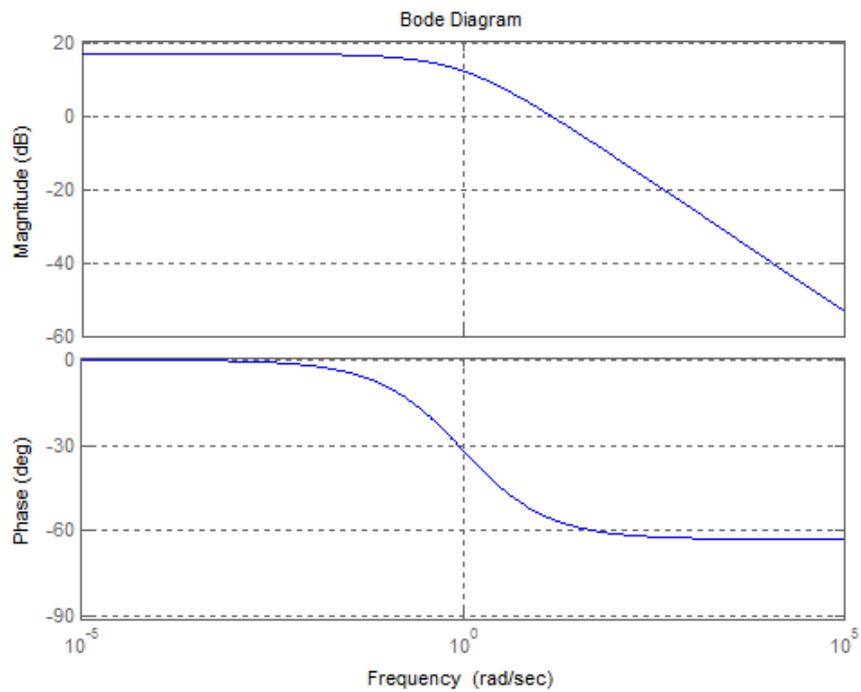


Figure I.5: Bode

Nyquist :

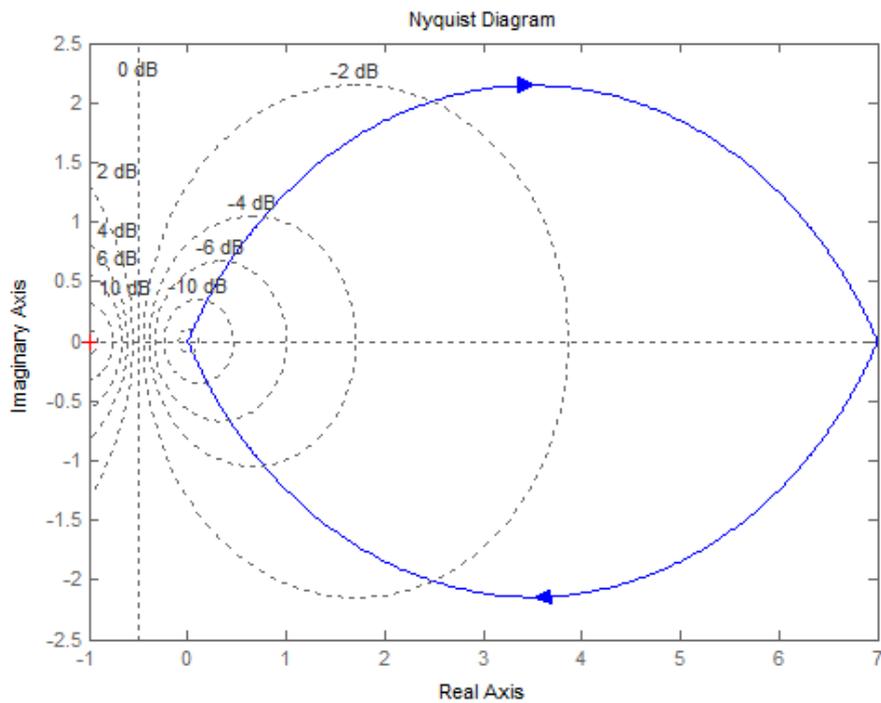


Figure I.6: Nyquist.

5. Applications

5.1. Système mécanique

La déformation des milieux continus (solides ou liquides) est souvent décrite à l'aide de deux tenseurs, celui des déformations noté ϵ_{ij} et celui des contraintes σ_{ij} . Certains matériaux, comme les polymères (gommes, caoutchouc,...), présentent un comportement intermédiaire entre caractères visqueux et élastiques, qualifié de visco-élastique. De tels systèmes peuvent être modélisés à l'aide de la relation suivante entre les deux tenseurs :

$$\sigma_{ij} = E\epsilon_{ij} + \eta \frac{d^\alpha}{dt^\alpha} \epsilon_{ij}, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (I.27)$$

Cette loi est justifiée par [15.16] (pour $\alpha = 1/2$). Dans [17], l'introduction de dérivée fractionnaire dans le cas de polymères est motivée par l'analyse suivante : à cause de la longueur des fibres, les déformations appliquées prennent du temps à être communiquées de proche en proche (la longueur des fibres, enroulées, étant bien supérieure à la distance géométrique). Elles sont progressivement amorties et induisent des effets de mémoire (l'état à l'instant t va dépendre des états antérieurs). Si la contrainte décroît comme $t^{-(1+\alpha)}$, elle pourra induire une dérivée fractionnaire d'ordre α . Cet opérateur permet ainsi de donner une description macroscopique simple (ne nécessitant que peu de paramètres) de phénomènes microscopiques complexes.

5.2. Circuits électriques

Il existe deux types de circuits électriques qui sont liés au calcul fractionnel.

Les circuits de premier type sont supposés être constitués de condensateurs et de résistances, qui sont décrits par des modèles conventionnels (integer-order) ; mais, le circuit lui-même peut avoir des propriétés d'ordre non entier, de se retrouver dans ce qu'on appelle une fractance. Les circuits du second type peuvent être constitués de résistances, de condensateurs (tous deux modélisés au sens classique) et de fractances.

5.2.1. La fractance

Le premier exemple de circuit électrique lié au calcul fractionnel est la fractance - un circuit électrique ayant des propriétés qui se situent entre la résistance et la capacité. Le terme "fractance" a été suggéré par A. Le Méhauté [18] pour désigner un élément électrique d'impédance d'ordre non entier.

Un exemple d'éléments de fractance en arbre est donné dans la figure (I.6), où un circuit auto-similaire infini composé de résistances de résistance R et les condensateurs de capacité C sont représentés

Comme l'ont montré M. Nakagawa et K. Sorimachi [19], l'impédance de la fractance indiquée dans la figure (I.6) est :

$$Z(i\omega) = (R/C)^{1/2} \omega^{-1/2} \exp[-i\pi/4] \quad (\text{I.28})$$

qui correspond à la fonction de transfert d'ordre fractionnaire

$$Z(s) = (R/C)^{1/2} s^{-1/2} \quad (\text{I.29})$$

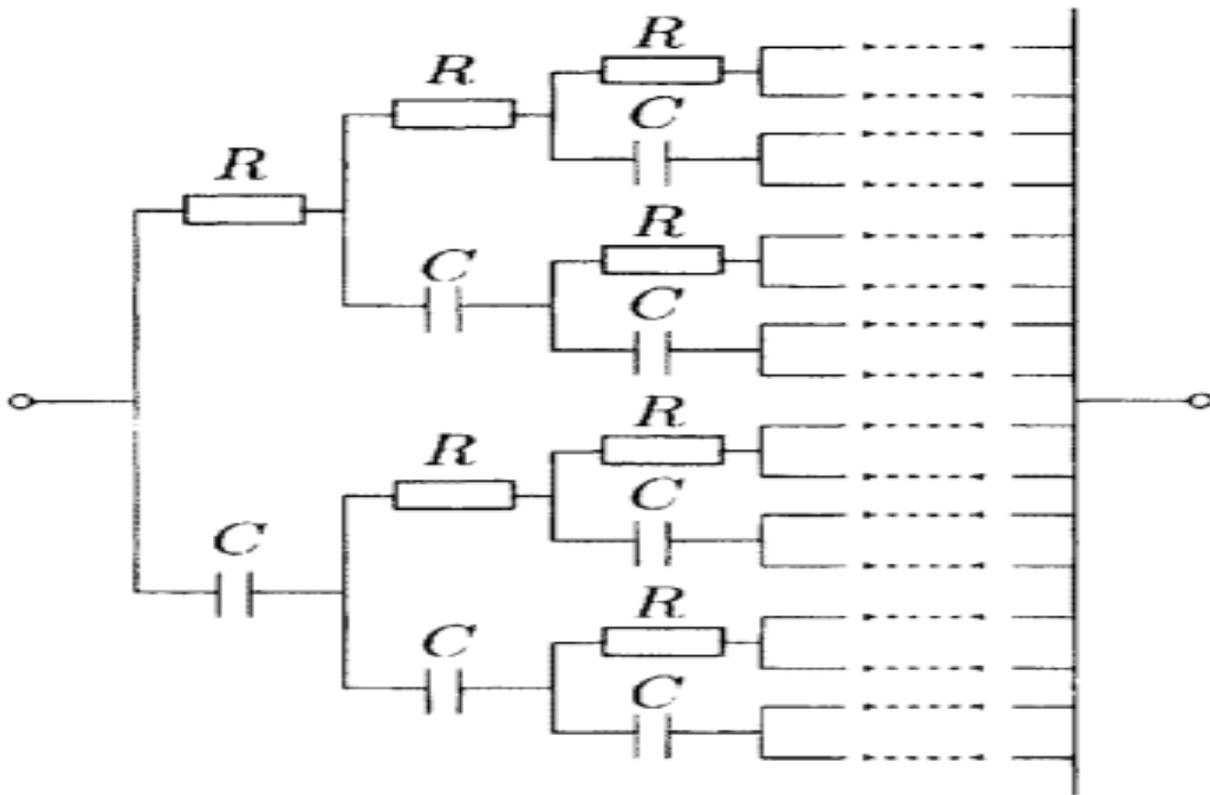


Figure I.7: L'arbre de fractance .

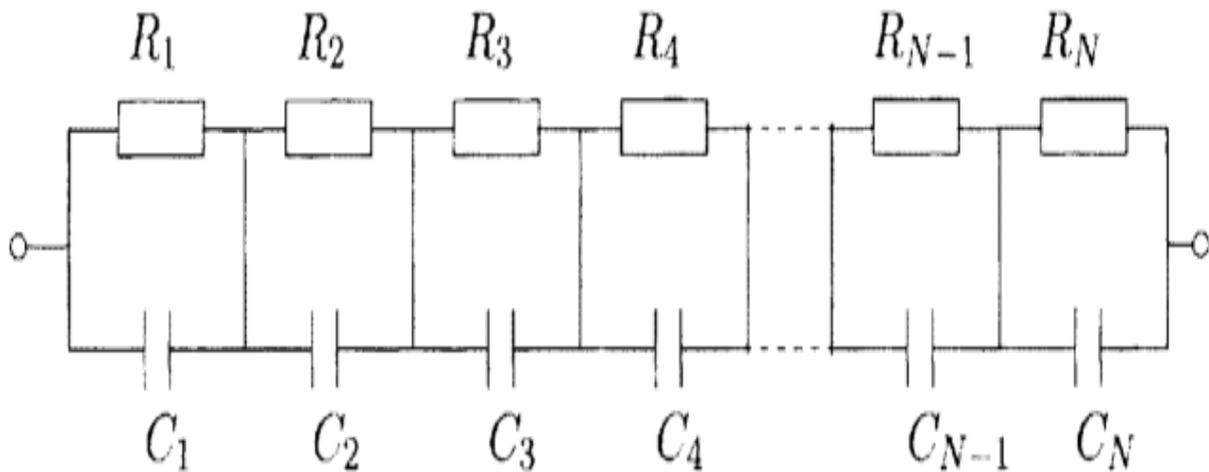


Figure I.8: Chaîne de fracture .

En pratique, bien entendu, le circuit infini doit être tronqué, de sorte que la fractance réelle est toujours constituée d'un nombre fini d'étapes (niveaux). Toutefois, comme dans le cas de l'échelle des dominos, le nombre d'étapes peut être déterminé pour obtenir l'approximation requise.

Les fractances peuvent être utilisées pour la différenciation et l'intégration fractionnaire analogique, elles peuvent également être utilisées en électrotechnique comme un élément de circuit d'un nouveau type.

5.3. Biologie

5.3.1. Conductivité électrique des systèmes biologiques

Dans ses travaux sur la conductance électrique des membranes des cellules d'organismes biologiques [20], publiés en 1933, K. S. Cole a donné l'expression suivante pour la soi-disant réactance membranaire :

$$X(\omega) = X_0 \omega^{-\alpha} \quad (\text{I.30})$$

ce qui correspond évidemment à la fonction de transfert :

$$g(s) = X_0 \tilde{s}^{-\alpha} \quad (\text{I.31})$$

)

X_0 et α sont des constantes et ω est la fréquence actuelle .

K.S .Cole a également énuméré plusieurs valeurs de α obtenues expérimentalement par d'autres auteurs pour différents types de cellules : $\alpha = 0,45$ pour le foie et le muscle de cochon

guenia . $\alpha = 0,25$ pour la pomme de terre . $\alpha = 0,5$ pour l'œuf d'arbacia, $\alpha = 0,37$ pour le muscle de grenouille, et $\alpha = 0,88$ pour le sang.

5.3.2. Modèle d'ordre fractionné des neurones

Le mouvement saccadé caractéristique de l'œil qui est observé au début et à la fin de la rotation de la tête est appelé nystagmus . il s'agit en fait d'un réflexe qui permet de fixer visuellement des points fixes pendant que la tête tourne. Lorsque la rotation commence, les yeux se déplacent d'abord lentement dans la direction opposée à la direction de la rotation, ce qui limite ce mouvement. Les yeux retournent rapidement à un nouveau point de fixation, puis se déplacent à nouveau lentement dans la direction opposée à la direction de la rotation. Ces mouvements des yeux sont contrôlés par les neurones prémoteurs et les motoneurones. Ces deux types de neurones traitent les signaux de position des yeux.

Dans son article [21], T.J. Anastasio a souligné les inconvénients des approches classiques d'ordre entier pour modéliser le comportement des neurones prémoteurs dans le réflexe vestibulo-oculaire. Il a également suggéré un modèle d'ordre fractionnaire sous la forme d'une relation dans le domaine de Laplace :

$$\frac{R(s)}{V(s)} = \frac{T1(ST2 + 1)s^{\alpha_d - \alpha_i}}{ST1 + 1} \quad (I.32)$$

Où $R(s)$ est la transformée de Laplace du taux de décharge du neurone prémoteur $r(t)$, $V(s)$ est la transformée de Laplace de la vitesse angulaire de la tête $v(t)$, $T1$ et $T2$ sont les constantes de temps du modèle, α_d est l'ordre de différenciation fractionnaire au niveau du prémoteur, et α_i est l'ordre du terme intégrateur fractionnaire dans le modèle d'Anastasio.

La relation entre $V(t)$ et $r(t)$ peut être obtenue en appliquant la transformée de Laplace inverse à l'équation (I.23)

$$g(s) = R(s) / V(s) \quad (I.33)$$

Où $g(s)$ est la transformée de Laplace, aller $G(t)$, et $\alpha_i > \alpha_d$. Rédaction

$$g(s) = \frac{T2 s^{\alpha_d - \alpha_i + 1}}{s + T_1^{-1}} + \frac{s^{\alpha_d - \alpha_i}}{s + T_1^{-1}} \quad (I.34)$$

Et en utilisant la transformée de Laplace de la fonction Mittag-lefler (1,80), on obtient :

$$G(t) = T2 t^{\alpha_i - \alpha_d - 1} E_{\alpha_i - \alpha_d} \left(-\frac{t}{T2} \right) + t^{\alpha_i - \alpha_d} E_{\alpha_i - \alpha_d + 1} \left(-\frac{t}{T1} \right) \quad (I.35)$$

puis

$$r(t) = \int_0^t G(t-T)v(T)dT. \quad (I.36)$$

T. J. Anastasio a également suggéré une hypothèse plus générale : puisque les tissus musculaires et articulaires de l'ensemble du système musculo-squelettique semblent se comporter comme des matériaux viscoélastiques ayant une dynamique d'intégration d'ordre fractionnaire, ils pourraient être compensés par la dynamique de différenciation d'ordre fractionnaire des neurones prémoteurs et des motoneurones associés, et donc la dynamique d'ordre fractionnaire pourrait être une propriété du système de contrôle moteur en général [21].

6. Conclusion

Nous avons présenté une bref introduction sur le calcul fractionnaire que représente L'outil de base dans notre travail synthèse d'un PID fractionnaire.

CHAPITRE II : SYNTHÈSE D'UN PID FRACTIONNAIRE

1. Introduction

Plusieurs stratégies de commande ont été développées durant ces dernières années mais le fameux PID classique reste le plus utile dans le processus industriel avec plusieurs méthodes de réglage comme Ziegler-Nichols. Dans ce chapitre on va comparer différents types de commande: PID classique, commande par retour d'état, et le PID fractionnaire que représente notre travail de base dans ce mémoire.

2. PID classique

Un régulateur proportionnel intégral dérivé (PID) est un mécanisme génératrice de rétroaction de la boucle de contrôle, largement utilisé dans les systèmes de régulation dans le domaine industriel. Le contrôleur tente de minimiser l'erreur $e(t)$ entre une variable de processus mesurée $y(t)$ et la consigne $r(t)$, en ajustant les entrées de contrôle du processus.

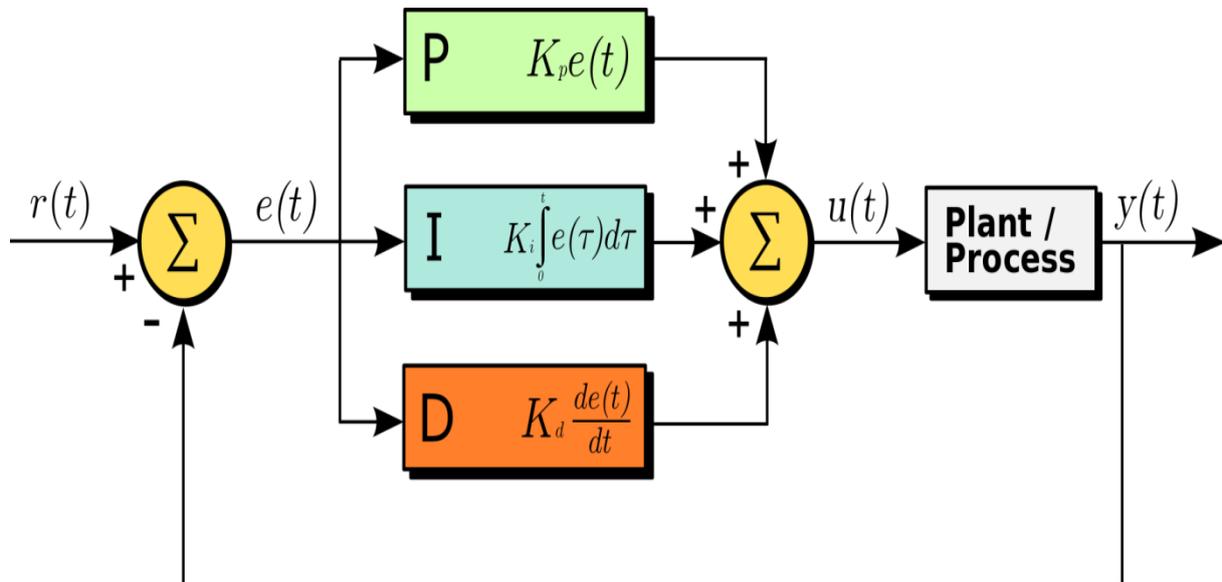


Figure II.1: La Structure parallèle .

La description temporelle du régulateur PID est la suivante

$$U(t) = k_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (\text{II.1})$$

Soit d'après la transformée de Laplace :

$$U(S) = k_p \left[1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right] E(s) \quad (\text{II.2})$$

Le correcteur PID agit de trois manières (action proportionnelle, action intégrale, et la action dérivée) sur Le Process a contrôle

2.1. Régulateur à action proportionnel (P)

Le régulateur à action proportionnelle, a une action simple, car 'il construit une commande $u(t)$ proportionnelle à l'erreur $e(t)$.

-Loi de commande :

$$u(t) = k_p.e(t) \quad (\text{II.3})$$

Dans la domaine de la place

$$U(s) = k_p.E(s) \quad (\text{II.4})$$

Exemple : Considérons un modèle de troisième ordre donné par

$$G(s) = \frac{1}{(s+4)^3}$$

on va étudier la réponse du système pour différentes valeurs de k_p

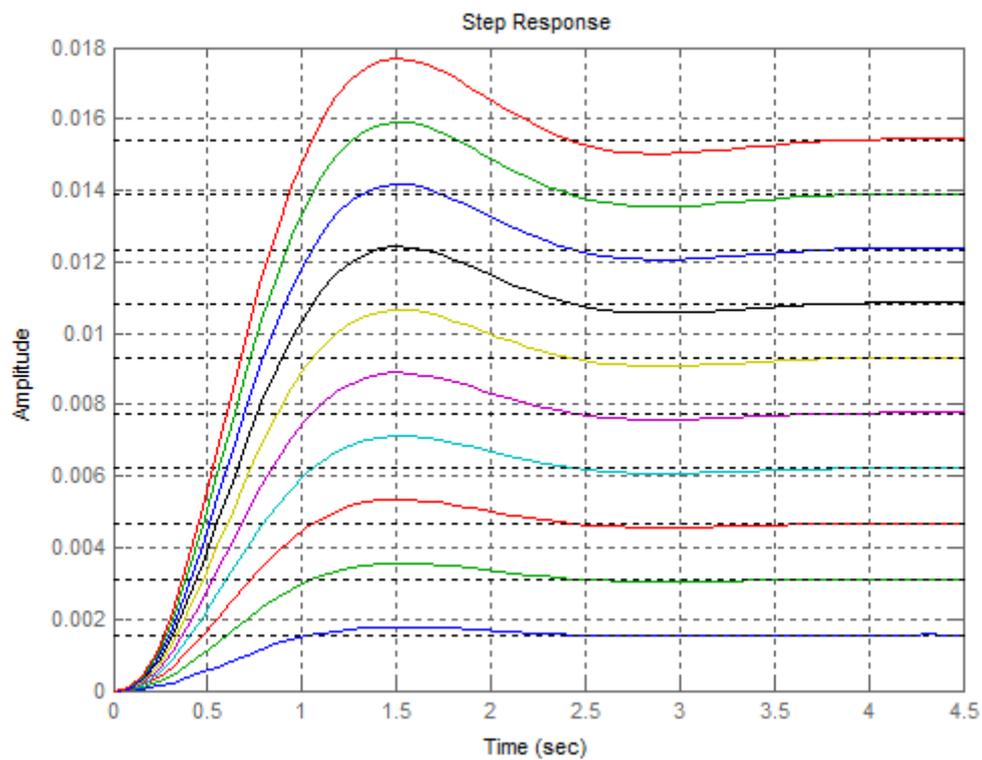


Figure II.2: La réponse indicielle.

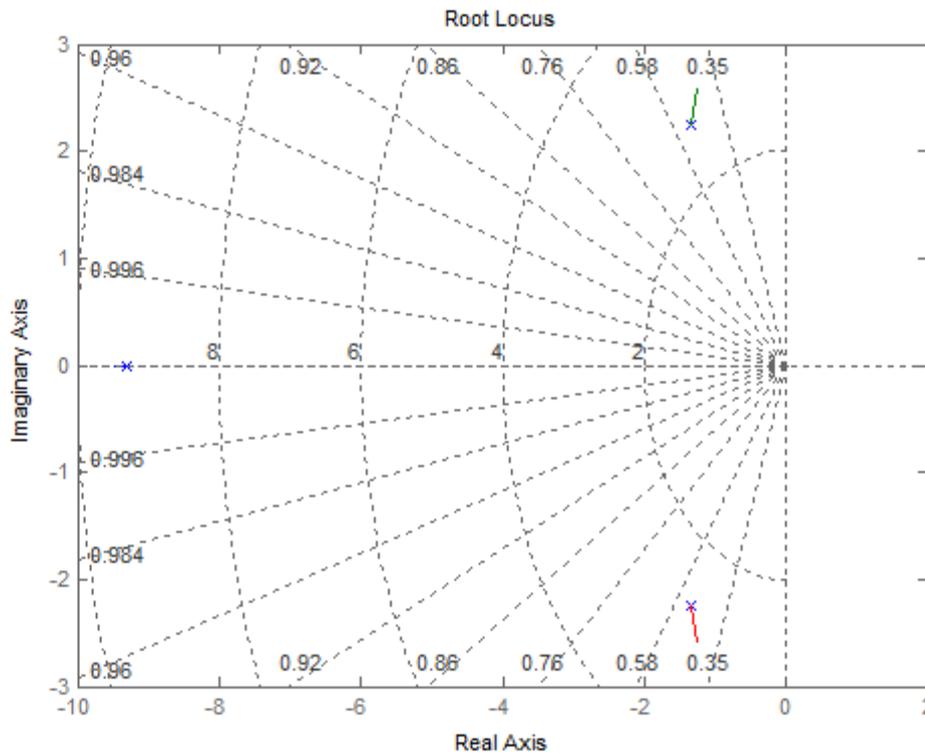


Figure II.3: Root locus .

Avantages et inconvénients Régulateur à action proportionnel (P) :

Les réponses en échelons de la boucle fermée sont obtenues comme le montre la figure1, et on peut voir que lorsque K_p augmente, la vitesse de réponse du système augmente, le dépassement du système en boucle fermée augmente et l'erreur en régime permanent diminue. Cependant, lorsque K_p est assez grand, le système en boucle fermée devient instable

2.2. Régulateur à action intégrale (I)

l'erreur $e(t)$ est intégrée et divisée par un gain T_i .

T_i : constante de temps d'intégration.

Loi de commande dans le domaine du temps :

$$u(t) = k_i \int_0^t e(t) . dt \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Dans le domaine de la place } U(s) = k_i \cdot \frac{E(s)}{T_i \cdot s} \quad (\text{II.6})$$

On va étudier l'action d'intégrale sur le exemple 1 pour avoir ses effets sur le système à contrôle ,

$K_i=1, K_i=15, K_i=30, K_i=40, K_i=60,$

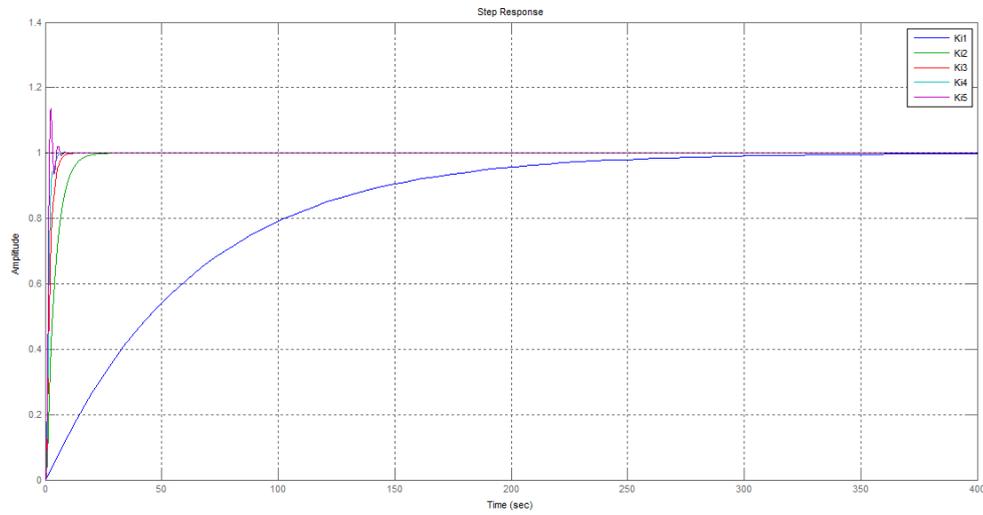


Figure II.4: La réponses du système pour diffèrent valeur de K_I .

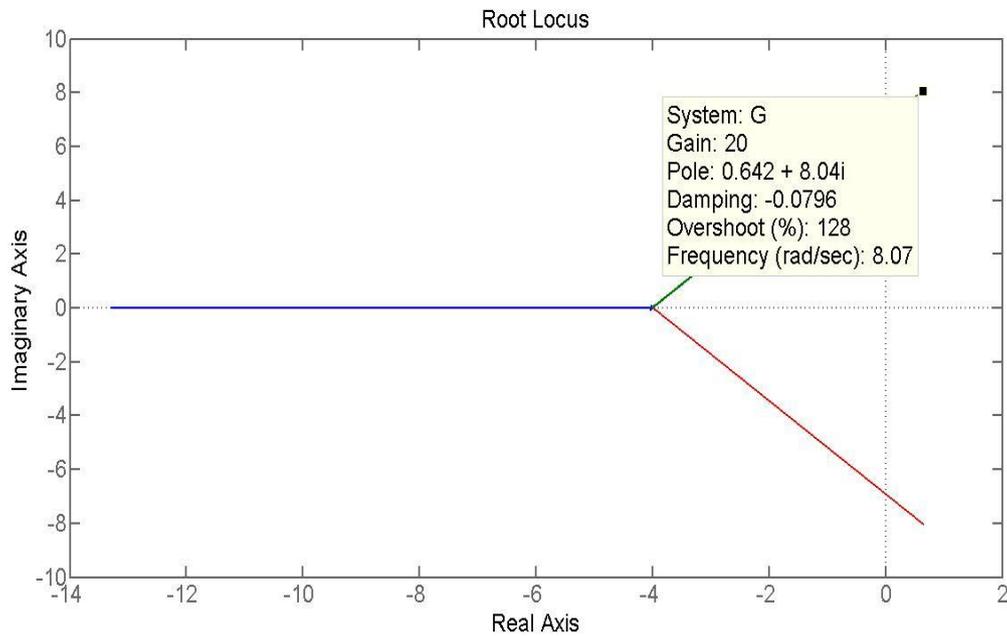


Figure II.5: Root locus .

Avantages et inconvénients du Régulateur à action intégrale (I)

On observe que si on augmente le gain, l'erreur statique devient nul et le temps de la réponse et du système diminue mais avec un dépassement important, le système arrive donc d'être instable.

2.3. Le régulateur à action dérivé (D)

l'action dérivé D crée un signal de commande $u(t)$ qui dérive le signal d'erreur $e(t)$.

Loi de commande :

$$u(t) = kd \cdot \frac{e(t)}{dt} \quad (\text{II.7})$$

Dans le domaine de Laplace :

$$U(s) = kd \cdot s \cdot E(s) \quad (\text{II.8})$$

Avantages et inconvénients du Régulateur à action intégrale (D) :

Améliore la stabilité mais il est sensible au bruit

NB : Il ne peut pas être utilisé seul .

2.4. Régulateur PI

Une combinaison entre P et I ; dans ce cas on obtient une régulation PI (proportionnelle et intégrée).

Loi de commande :

$$u(t) = kp \cdot e(t) + ki \cdot \int e(t) \cdot dt \quad (\text{II.9})$$

D'après la transformée de Laplace :

$$U(s) = kp \cdot \left(1 + \frac{1}{Ti \cdot s}\right) E(s) \quad (\text{II.10})$$

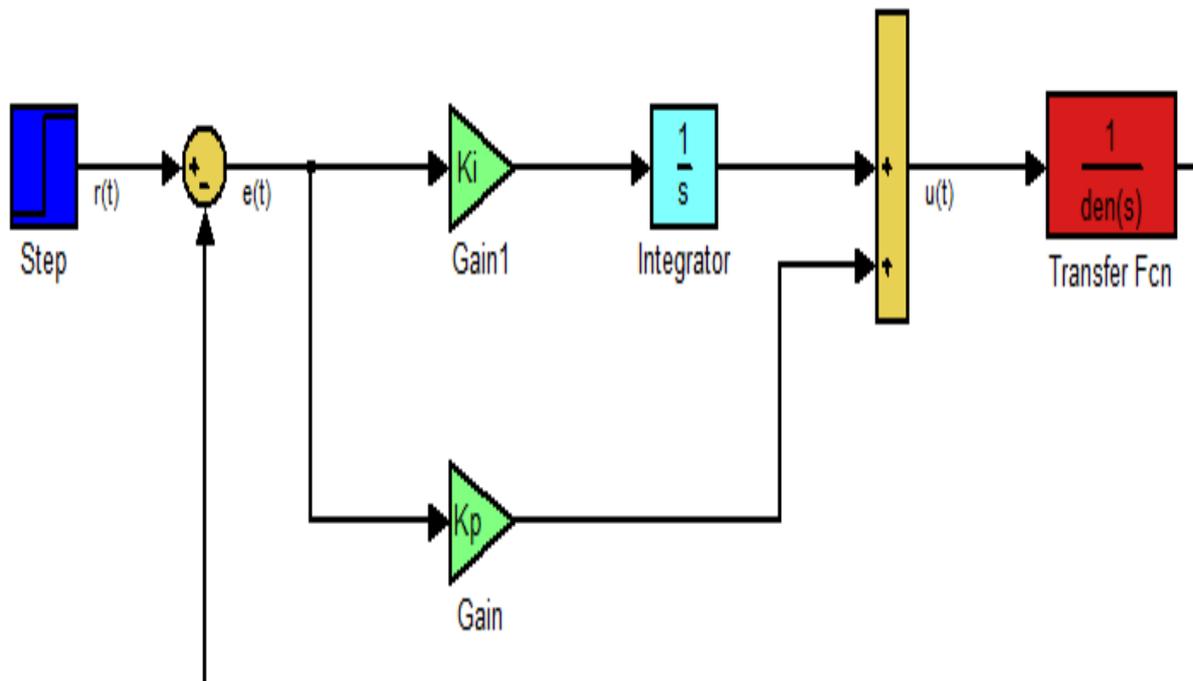


Figure II.6: Simulink PI .

Pour $K_p=1$ $K_i=10$ $K_i=15$ $K_i=25$ $K_i=40$ $K_i=75$

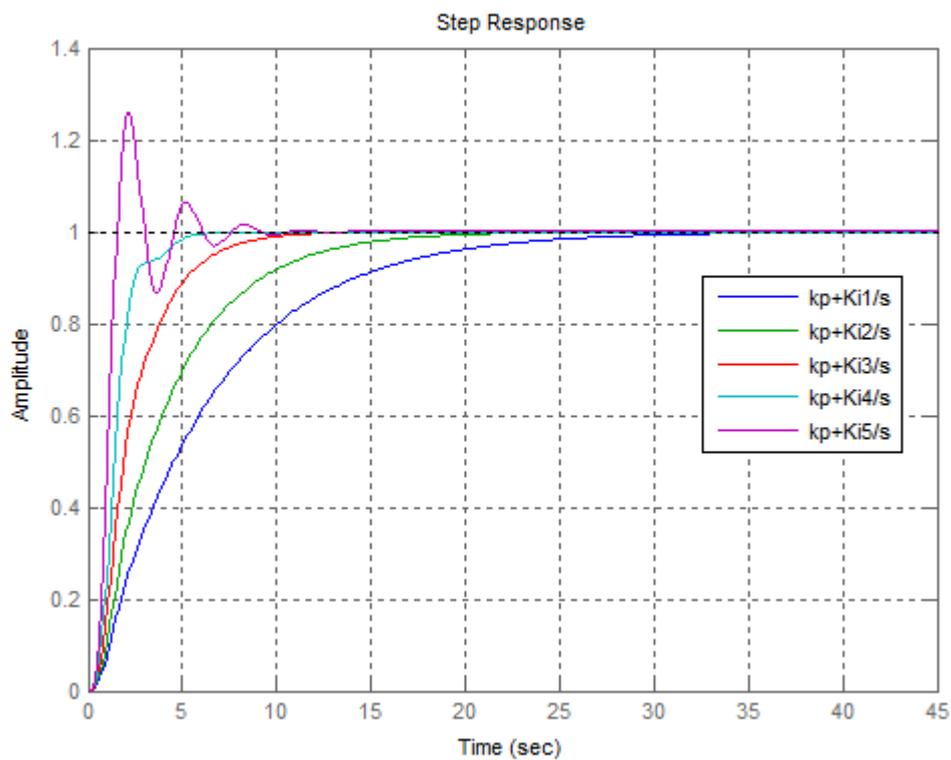


Figure II.7: La réponse indicielle.

Les Avantages et les inconvénients du Régulateur PI :

Grâce l'action due à l'intégral, l'erreur statique tend vers zéro $ess=0$ et sous l'action de P et I le système devient rapide, mais l'augmentation de K_i entraîne un risque d'instabilité (dépassements importants)...

2.5. Régulateur PID

En additionnent L'action Dérivative D sur le régulateur PI on obtient le régulateur le plus utile PID. [22]

Loi de commande :

$$u(t) = k_p.e(t) + k_i.\int e(t)dt + k_d.\frac{de(t)}{dt} \quad (\text{II.11})$$

Dans le domaine de laplace

$$U(s) = k_p \left[1 + \frac{1}{T_i.s} + T_d.s \right].E(s) \quad (\text{II.12})$$

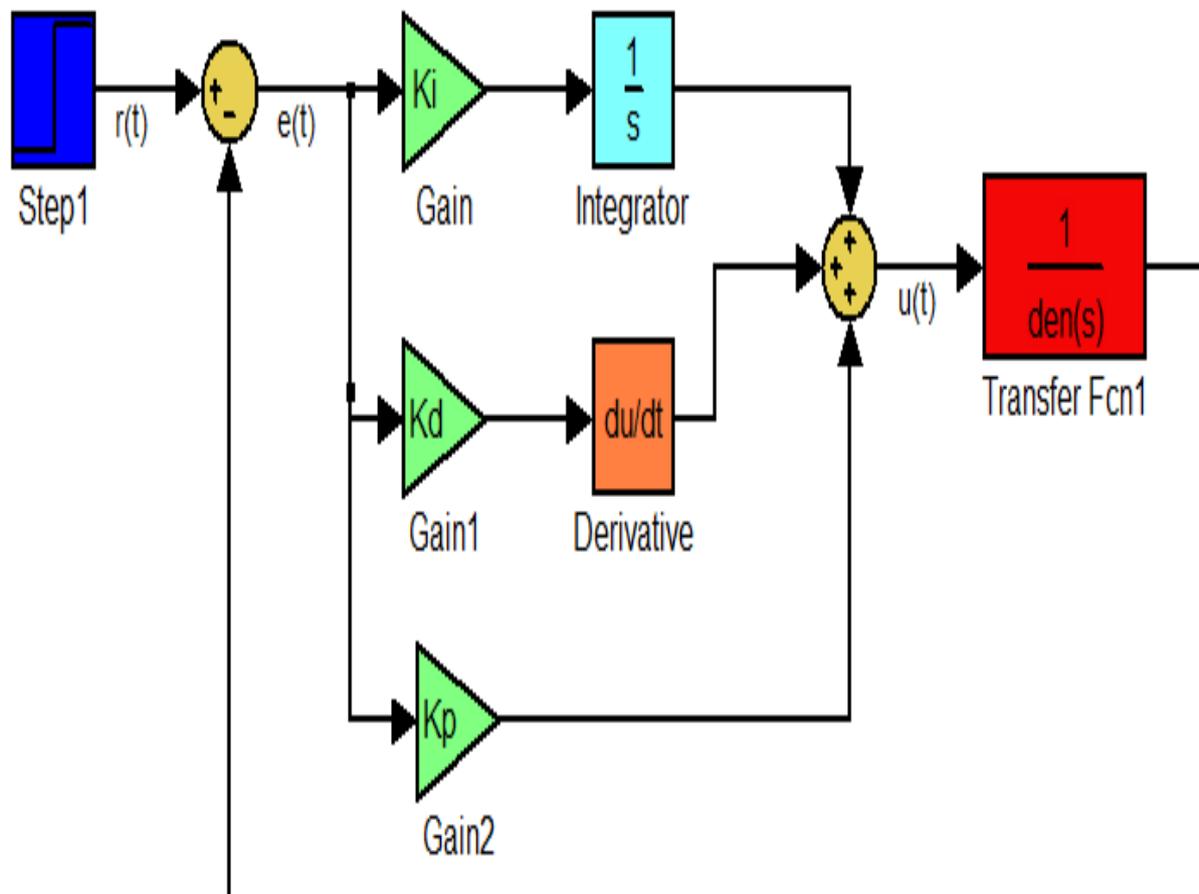


Figure II.8: Simulink PID

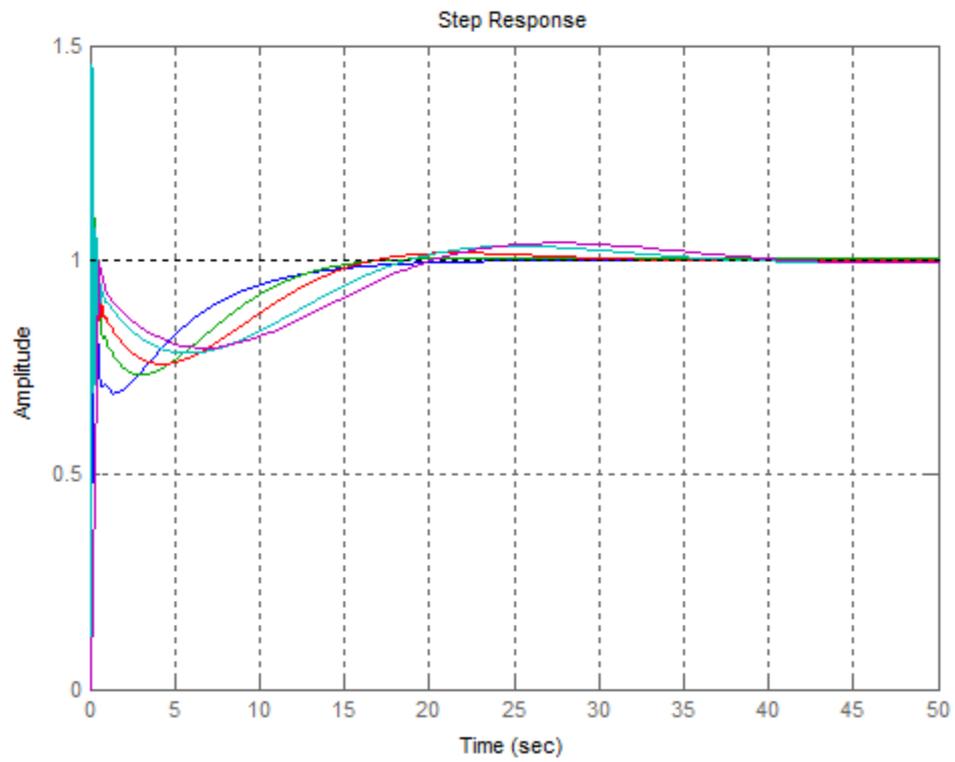


Figure II.9: La réponse indicielle du système du 3^{ème} ordre commande par PID.

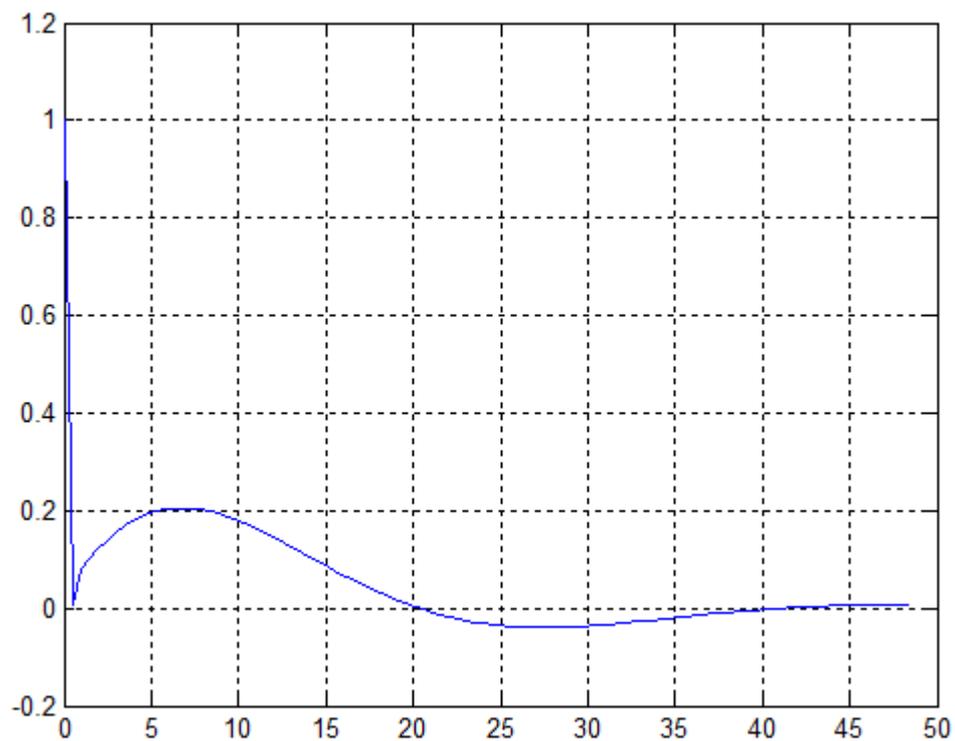


Figure II.10: L'erreur du système du 3^{ème} ordre commande par PID

Paramètre	Temps de montée	Dépassement	Temps de réglage	erreur statique
Kp	Diminuer	Augmenter	Aucun effet	Diminuer
Ki	Diminuer	Augmenter	Augmenter	Ess=0
Kd	Aucun effet	Diminuer	Diminuer	Aucun effet

Tableaux II.1: Caractéristiques de P, I et D.

2.6. Réglage de PID

La conception de la commande permet souvent d'avoir un certain nombre de paramètres qui peuvent être modifiés pour améliorer les performances du système il existe plusieurs méthodes du réglage du PID comme:

- Méthode de réglage Ziegler-Nichols,
- Méthode de réglage Cohen-Coon
- Méthodes logicielles de réglage PID

Méthode de réglage Ziegler-Nichols :Ziegler et Nichols ont proposé des règles pour déterminer les valeurs du temps d'intégration du gain proportionnel et du temps de dérivation en fonction des caractéristiques de réponse transitoire d'une installation donnée.

Détermination des paramètres des régulateurs PID ou le réglage des régulateurs PID peut être effectué par des ingénieurs sur place en effectuant des expériences sur l'installation.

Réalisés par des ingénieurs sur site par des expériences sur l'usine.

Il existe deux méthodes appelées règles de réglage de Ziegler-Nichols : la première méthode et la deuxième méthode. Nous allons faire une brève présentation sur l'une de ces deux méthodes

-Première méthode :Dans cette méthode, nous obtenons expérimentalement la réponse de la plante à une entrée à échelon unitaire, comme le montre la figure(I.10) Si la plante ne comporte ni intégrateur(s) ni pôles complexes conjugués dominants, la courbe de réponse à l'échelon unitaire peut prendre la forme d'un S, comme illustré à la figure(I.11)

. Cette méthode s'applique si la réponse à une entrée échelon

Présente une courbe en forme de S. De telles courbes de réponse à un échelon peuvent être générées expérimentalement ou à partir d'une simulation dynamique du plan .

La courbe en forme de S peut être caractérisée par deux constantes, le temps de retard L et la constante de temps constante T Le temps de retard et la constante de temps sont déterminés en traçant une ligne tangente au point d'inflexion de la courbe en S et en déterminant les

intersections de la ligne tangente avec l'axe et la ligne de temps. Tangente avec l'axe du temps et la ligne $c(t) = K$, montré dans le **Figure II.11**.

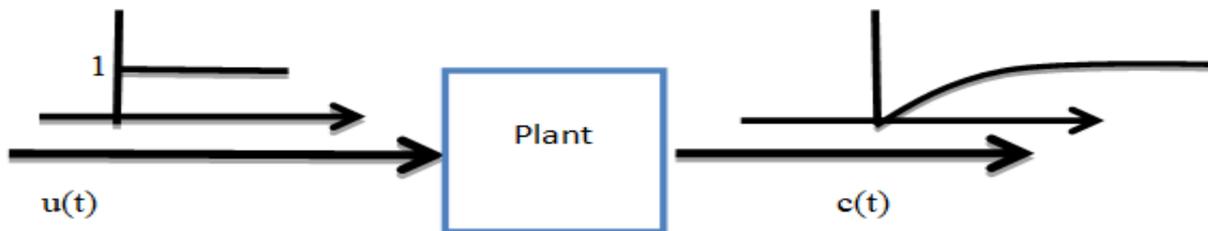


Figure II.11: Réponse par échelon unitaire d'une plante.

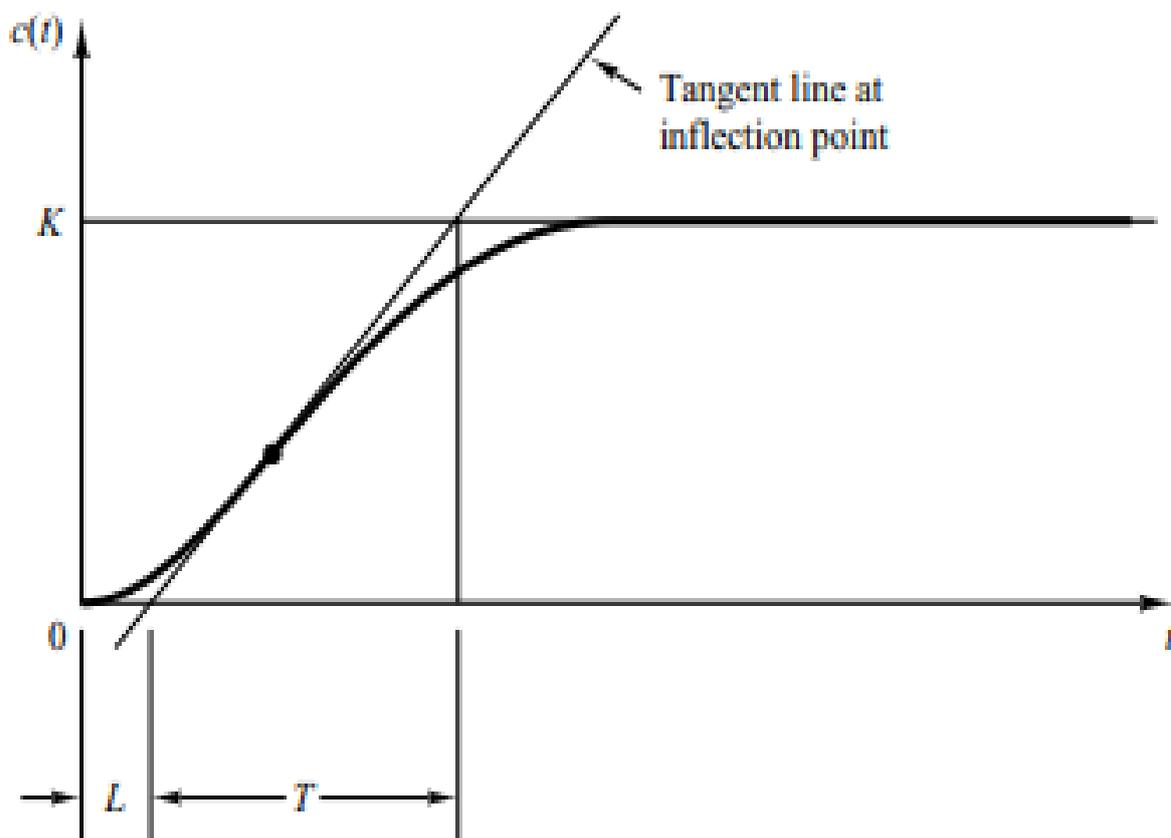


Figure II.12: Courbe de réponse en forme de S courbe.

Règle de réglage de Ziegler-Nichols basée sur la réponse en échelon de la plante (première méthode) :

Type de contrôleur	Kp	Ti	Td
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \cdot \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$0.9 \cdot \frac{T}{L}$	$2 \cdot L$	$0.5 \cdot L$

Tableaux II.2: Règle de réglage de Ziegler-Nichols basée sur la réponse en échelon de l'installation (première méthode).

fonction $C(s)/U(s)$ peut alors être approximée par un système du premier ordre avec un retard de transport comme suit :

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K \cdot e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (\text{II.13})$$

Ziegler et Nichols ont suggéré de fixer les valeurs de et selon la formule indiquée dans le tableaux II.2

On constate que le régulateur PID réglé par la première méthode des règles de Ziegler-Nichols

Donne

$$\begin{aligned} G_c(s) &= Kp \left(1 + \frac{1}{Ti \cdot s} + Td \cdot s \right) \quad (\text{II.14}) \\ &= 1.2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5 \cdot Ls \right) \\ &= 0.6T \frac{\left(1 + \frac{1}{L} \right)^2}{s} \end{aligned}$$

Ainsi, le contrôleur PID a un pôle à l'origine et des doubles zéros à $s = -\frac{1}{L}$ [23]

3. commande par retour d'état

La théorie de la représentation d'état et de la commande par retour d'état est utilisée dans de diverses applications. Le but est de déterminer une commande telle que les pôles de la fonction de transfert du système en boucle fermée soient convenablement placés dans le plan complexe.

fonction de transfert du système en boucle fermée soit convenablement placée dans le plan complexe et qu'ils satisfassent aux spécifications souhaitées en matière d'amortissement, de vitesse et d'accélération.

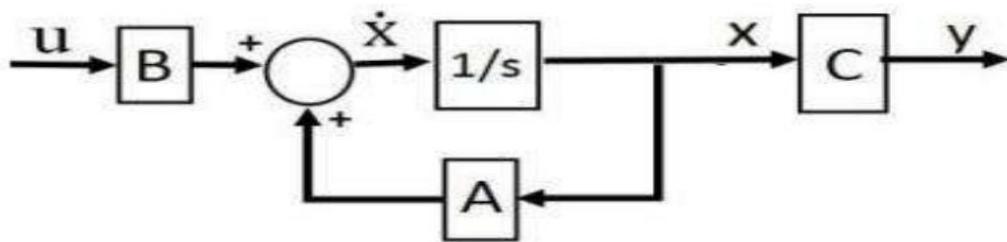


Figure II.13: la représentation d'état schéma bloc.

3.1. Représentation des systèmes dans l'espace d'état

Soit un système décrit par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) + DU(t) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$A \in \mathbb{R}^{n \times n} \quad C \in \mathbb{R}^{p \times n} \quad X(t) \in \mathbb{R}^n$$

$$B \in \mathbb{R}^{n \times m} \quad D \in \mathbb{R}^{p \times m} \quad U(t) \in \mathbb{R}^m \quad Y(t) \in \mathbb{R}^p$$

$x(t)$ représente le vecteur de variables d'état.

$u(t)$ représente le vecteur de commandes.

3.1.1. Commandabilité

Les principes du commandabilité et observabilité ont été introduits par Kalman (1960) et jouent un important rôle dans la commande des systèmes multivariables.

Un système décrit par un modèle d'état est dit commandable si pour tout état X_f du vecteur d'état, il existe un signal d'entrée $u(t)$ d'énergie finie qui permet au système de passer de l'état initial x_0 à l'état x_f en un temps fini

Un système est dit complètement commandable s'il est commandable à tout point de l'espace d'état.

Théorème 1 : Critère de commandabilité de Kalman

Un système linéaire est complètement commandable si et seulement si :

$$\text{rang}[C] = n, \quad c - \text{à} - d,$$

C est régulière où n est l'ordre du système (nombre de variables d'état) et

$$C = [BA^0A^1B \dots A^{n-1}B]$$

(II.16)

est dite matrice de commandabilité.

La Commandabilité d'un système est liée seulement aux matrices A et B .

3.1.2. Observabilité

On dit qu'un état $X(t_0)$ est observable, s'il peut être identifié à partir de la connaissance de l'entrée (u) et de la sortie (y) sur un intervalle de temps fini $[t_0, t_1]$.

Le système est dit complètement observable si $\forall X(t_0) \in \mathbb{R}^n$ à l'espace d'état, il est possible de restituer ou identifier sa valeur à partir de la seule connaissance de (u) et (y).

Théorème 2 : Critère d'observabilité de Kalman

Un système linéaire est complètement observable si et seulement si :

$$\text{rang}[Q] = n, \quad c - \text{à} - d,$$

Q est régulière, où n est l'ordre du système (nombre de variables d'état) et

$$Q = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}$$

(II.17)

est dite matrice d'observabilité.

L'observabilité d'un système est liée seulement aux matrices A et C .

3.2. Passage de la Représentation d'état vers la matrice de transfert

Soit la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) + DU(t) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

En appliquant la transformée de Laplace aux deux équations, il vient:

$$\begin{cases} sX(s) - X(0) = AX(s) + BU(s) \\ Y(s) = CX(s) + DU(s) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Sous forme matricielle :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} (sI - A) & B \\ -C & 0 \end{bmatrix}}_{T(s)} \begin{bmatrix} X(s) \\ -U(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X(0) \\ -Y(s) \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

où :

(s) : est appelée matrice polynomiale du système.

La matrice du transfert est $F_{(pxm)}(s) = C(sI - A)^{-1}B$ (II.21)

3.3. Stabilité de système

Un système continu est asymptotiquement stable lorsque tous ses pôles (en boucle fermée ou ouverte), sont situés dans la partie gauche du plan -S- .

Notion de retour d'état ; la retour d'états et la moyenne le plus classiques d'envisager la commande d'un système la commande d'un système modéliser avec par représentation d'état.

Loi du commande

$$u(t) = Hy_c(t) + Kx(t) \quad (\text{II.22})$$

K=Vecteur de retour d'état

H est scalaire dit le précommande ,yc et la consigne

3.4. Le placement de pôles

Le placement du poles consiste a déterminer K de telle sorte que le système ait les pôles désirés ou, plus rigoureusement de telle que la matrice d'état en boucle fermée ait les valeurs spécifiées

3.4.1. Algorithme de placement de pôles

L'un dispose d'un spectre désire $\{\lambda_i, i = 1, \dots, n\}$ (II.23)

- **Vérification de la commandabilité :**
- **Détermination du polynôme caractéristique désiré :**

$$\prod_{i=1}^n (s - \lambda_i) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0 \quad (\text{II.24})$$

- **Détermination du polynôme caractéristique en boucle ouvert :**

$$D(s) = \det(sI - A) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 \quad (\text{II.25})$$

- **Calcul du retour d'état \tilde{K} dans la base canonique :**

$$\tilde{K} = a_{i-1} - \alpha_{i-1} \quad (\text{II.26})$$

- **La matrice de passage M :**

$$M = [m_1 \dots m_n]$$

$$m_n = B$$

$$m_{n-1} = (A + a_{n-1}I)B \quad (\text{II.27})$$

$$m_1 = (A^{n-1} + a_{n-1}A^{n-2} + \dots + a_1I)B$$

- **Retour d'état dans la base initiale :**

$$K = \tilde{K}M^{-1} \quad (\text{II.28})$$

- **La commande s'exprime :**

$$u = Kx \quad (\text{II.29})$$

[24],[25],[26],[27]

3.4.2. Exemple

soit le système multivariables représenté par le model d'état suivant :

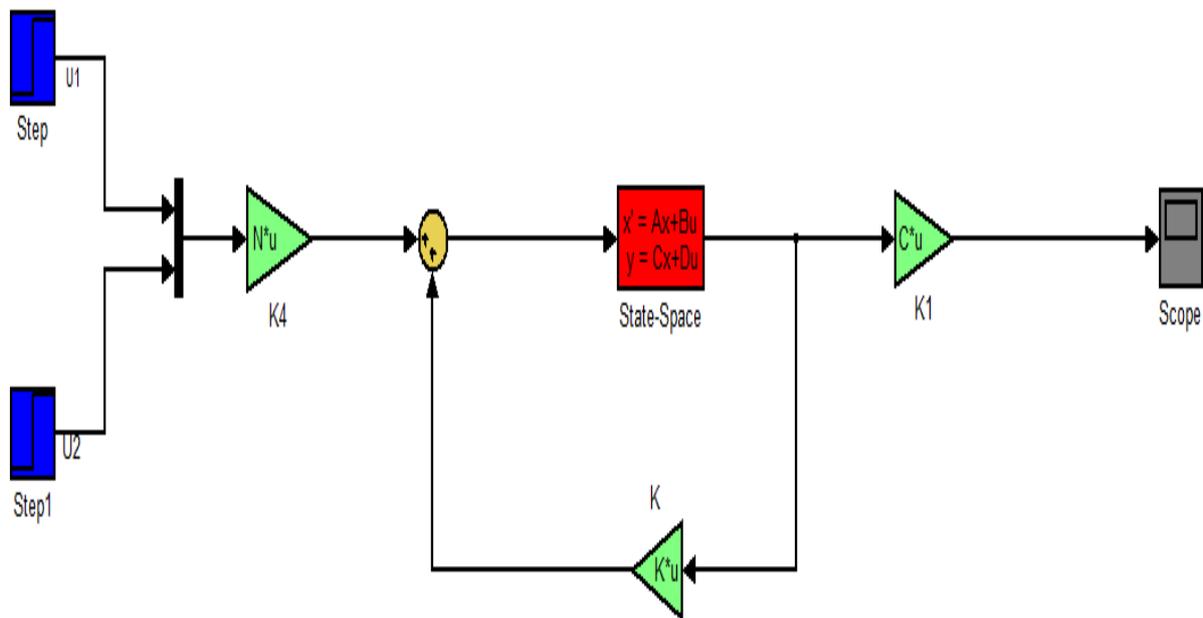


Figure II.14: la représentation d'état Simulink .

$$A = \begin{bmatrix} -0.1382 & 0.1191 & -0.9747 & 0.1566 \\ -2.0034 & -0.9654 & 0.7325 & 0.0055 \\ 0.3950 & -0.1236 & -0.2371 & -0.0075 \\ 0 & 1 & 0.076 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -0.0082 & 0.3010 \\ -0.5789 & 0.2824 \\ -0.0225 & -0.4184 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -0.0082 & 0.3010 \\ -0.5789 & 0.2824 \\ -0.0225 & -0.4184 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D = 0$$

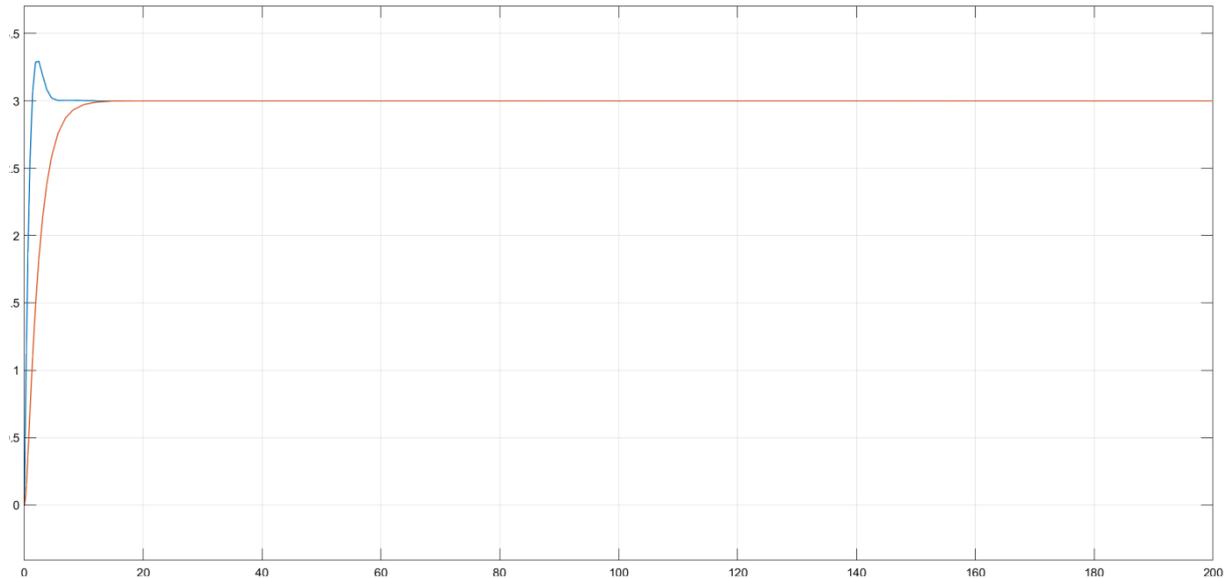


Figure II.15: La réponse indicielle du système.

4. PID fractionnaire

La commande d'ordre fractionnaire (COF) est la généralisation des contrôleurs ou des schémas de commande classiques à des ordres non entiers. Les applications FOC ont suscité un grand intérêt car elles utilisent plus de paramètres de réglage, permettant ainsi des réponses en temps et en fréquence plus ajustables du système de contrôle, permettant la réalisation de performances robuste. Les avantages pratiques de FOC sont de fournir plus de flexibilité et de perspicacité dans la conception du contrôle et donc une approche claire pour concevoir un système de contrôle robuste. Grâce à une solide théorie mathématique impliquant le calcul fractionnaire et les équations différentielles d'ordre fractionnaire, la conception robuste d'un contrôleur PID d'ordre fractionnaire (FOPID) permet d'obtenir de meilleurs résultats. contrôleur PID d'ordre fractionnaire (FOPID) peut atteindre de meilleures performances que le contrôleur PID conventionnel.

L'équation différentielle d'un contrôleur d'ordre fractionnaire est décrite par l'équation suivant :

$$u(t) = kp e(t) + ki D_t^{-\lambda} e(t) + kd D_t^{\mu} e(t)$$

(II.30)

4.1. Synthèse de la loi de commande

La fonction transfert continue du FOPID est obtenue par transformée de laplace et est donnée par et donnée par :

$$kp + \frac{ki}{s^{\lambda}} + kd * s^{\mu}$$

(II.31)

où K_P , K_I et K_D sont des nombres réels et λ et μ sont des nombres réels positives. De l'équation (II.30), on note que pour $\lambda = \mu = 1$ le correcteur $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'ordre fractionnaire devient le correcteur PID classique. La figure (II.15) montre la disposition du correcteur $PI^{\lambda}D^{\mu}$ d'ordre fractionnaire dans le plan (λ, μ) . [28]

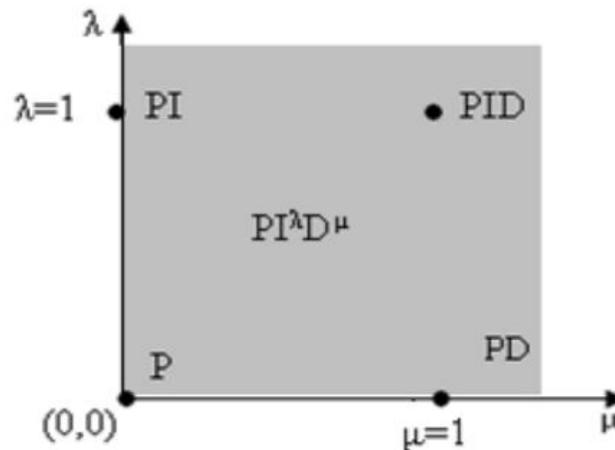


Figure II.16: Disposition du correcteur $PI^{\lambda}D^{\mu}$ dans le plan (λ, μ) .

D'après cette figure, on peut donner les cas suivants :

- Lorsque $\lambda = 0$ et $\mu = 0$, on a un correcteur **P** classique.
- Lorsque $\lambda = 1$ et $\mu = 0$, on a un correcteur **PI** classique.
- Lorsque $\lambda = 0$ et $\mu = 1$, on a un correcteur **PD** classique.
- Lorsque $\lambda = 1$ et $\mu = 1$, on a un correcteur **PID** classique.
- Lorsque $0 < \lambda < 1$ et $\mu = 0$, on a un correcteur **PI** fractionnaire.
- Lorsque $\lambda = 0$ et $0 < \mu < 1$, on a un correcteur **PD** fractionnaire.
- Lorsque $0 < \lambda < 1$ et $0 < \mu < 1$, on a un correcteur **PID** fractionnaire .

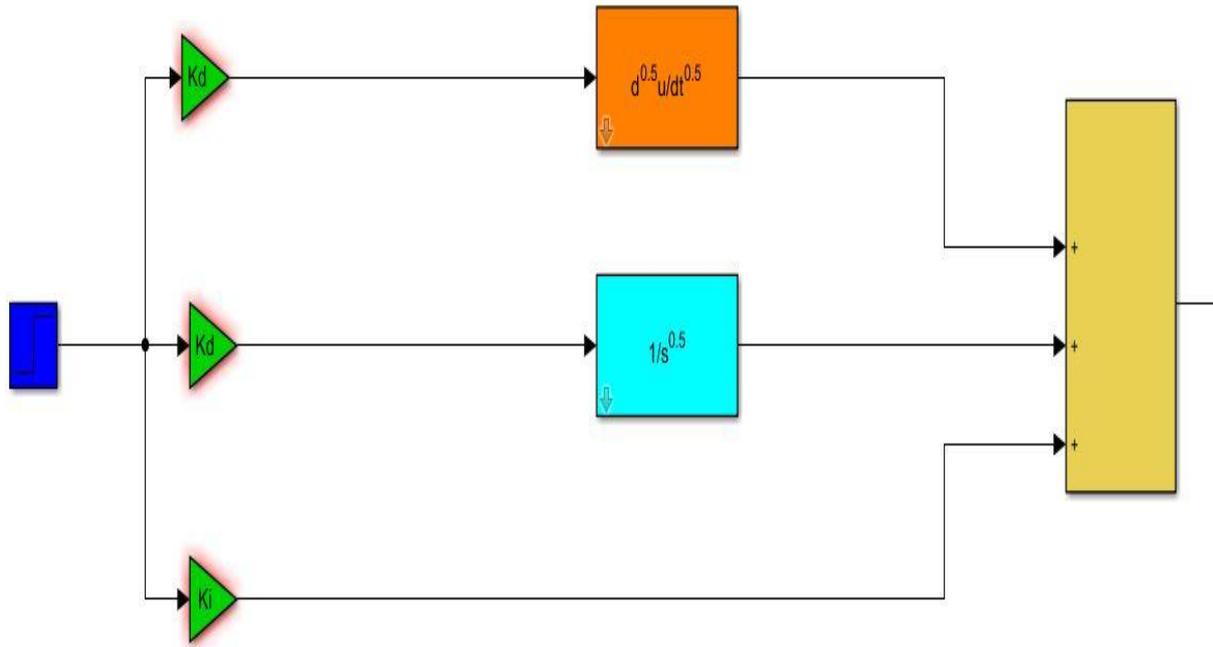


Figure II.17: PID fractionnaire Simulink.

Soit le système LTI d'exemple 1 commande par FOPID a pour réponse indicielles

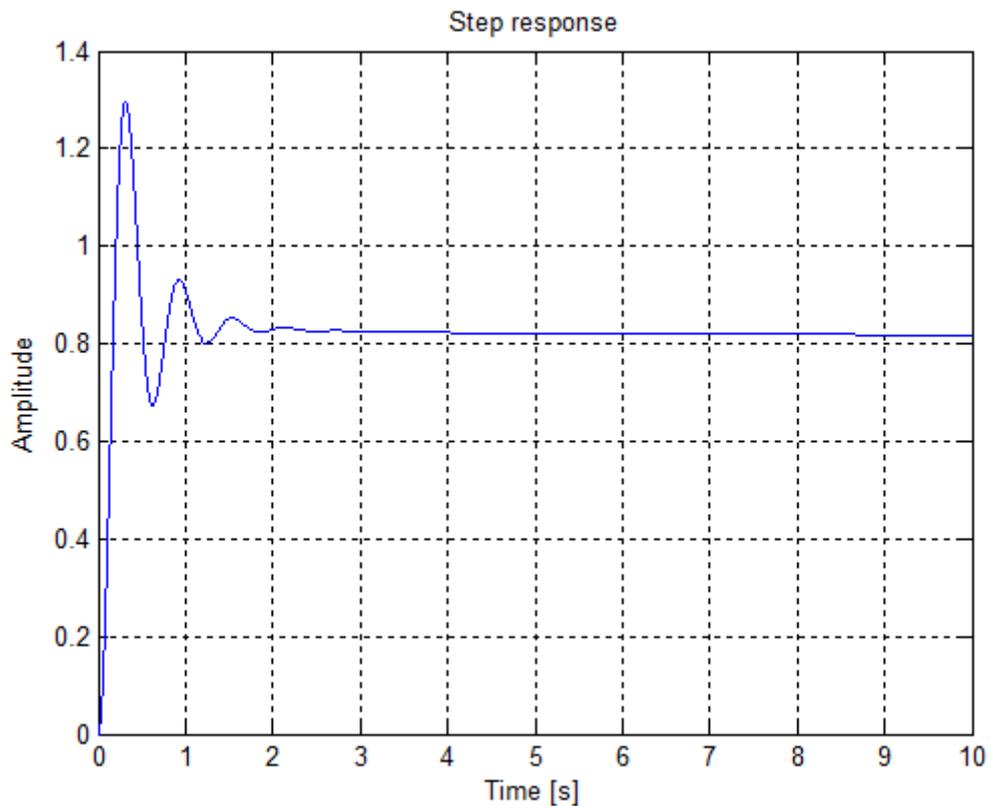


Figure II.18: La réponse indicielle de système du 3ème ordre.

Erreur statique= 0.1943

Soit le système d'ordre fractionnaire $H(s)=1/(14994*s^{1.31}+6009.5*s^{0.97}+1.69)$;

A pour réponse indicielle .

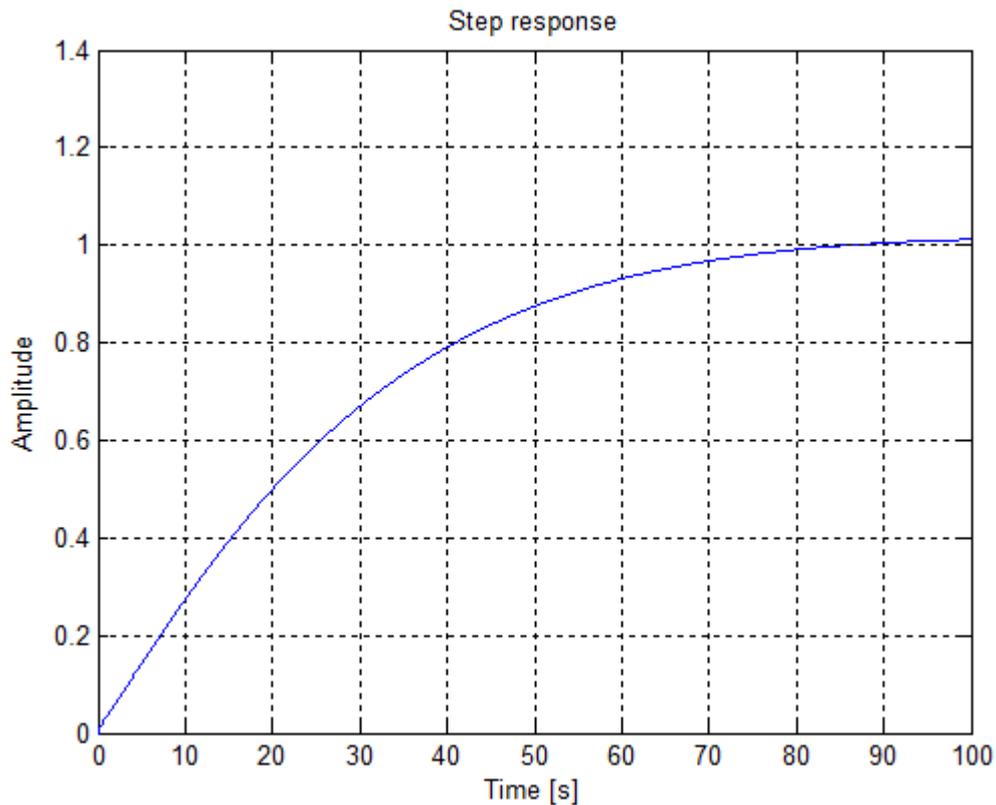


Figure II.19: La réponse indicielle de système d'ordre fractionnaire.

Erreur statique=0.0871

4.2. Comparaison entre PID et PID fractionnaire

4.2.1. Système de 1^{er} ordre

$$H(s) = \frac{1}{6s+1} \quad (\text{II.32})$$

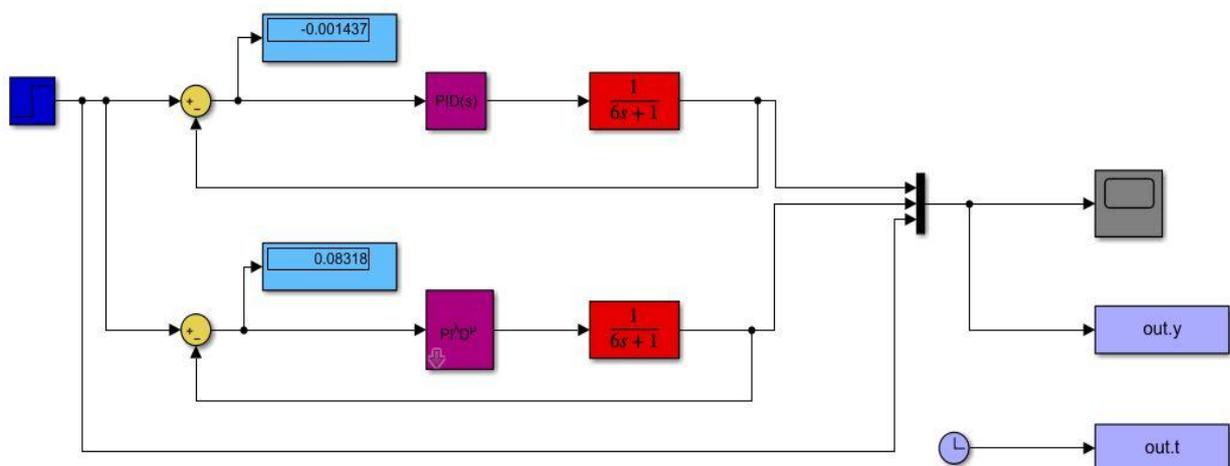


Figure II.20: Simulation de système de 1^{er} ordre

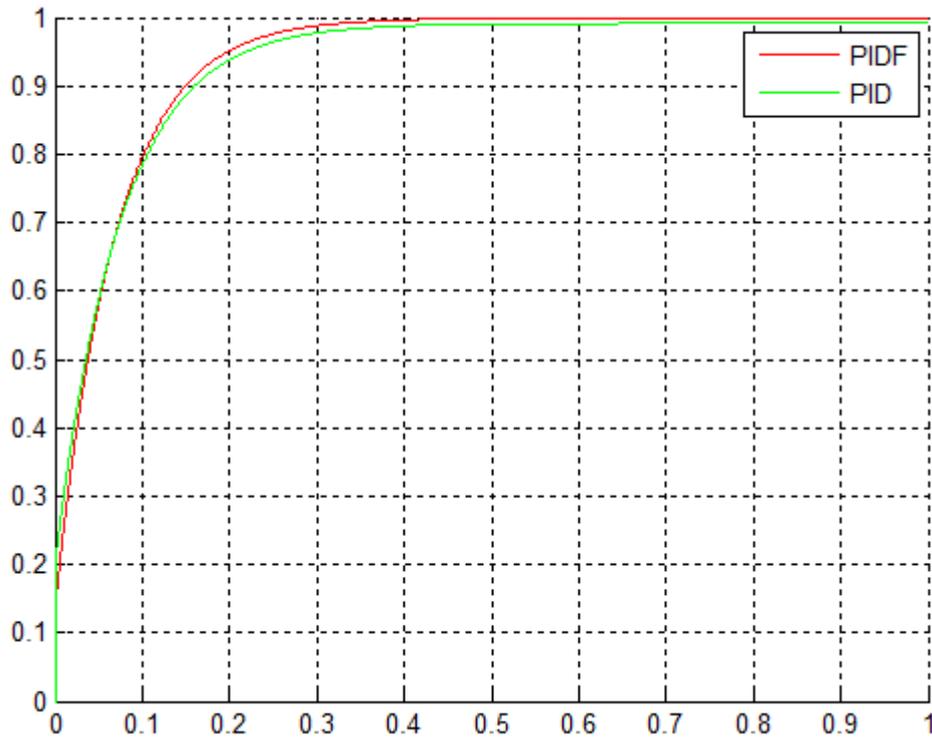


Figure II.21: La réponse indicielle de système de 1^{er} ordre

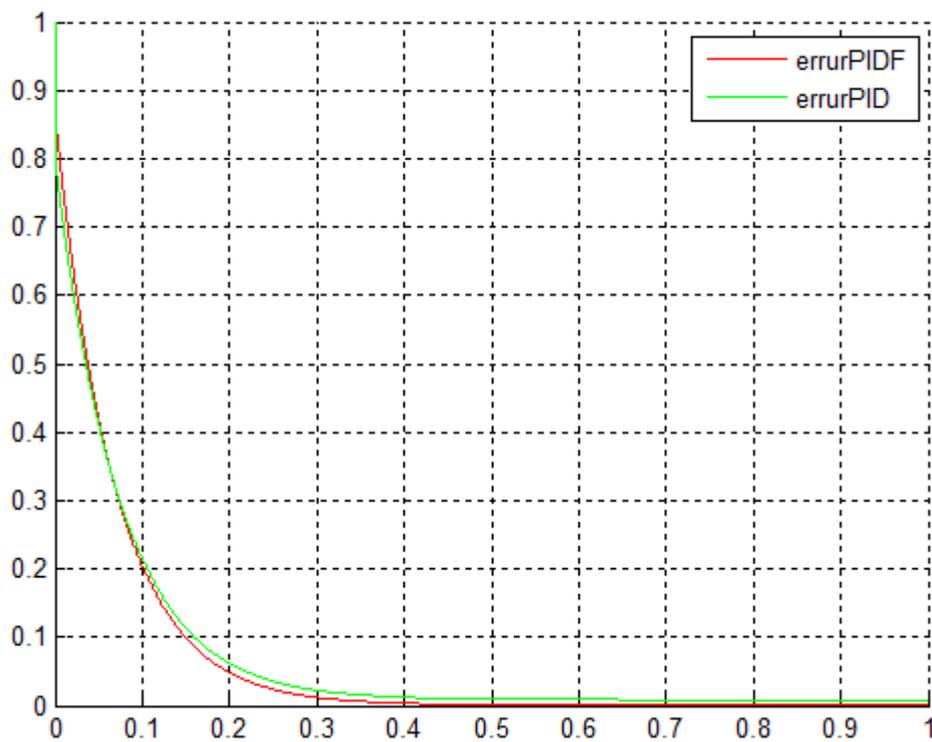


Figure II.22: L'erreur de système de 1^{er} ordre

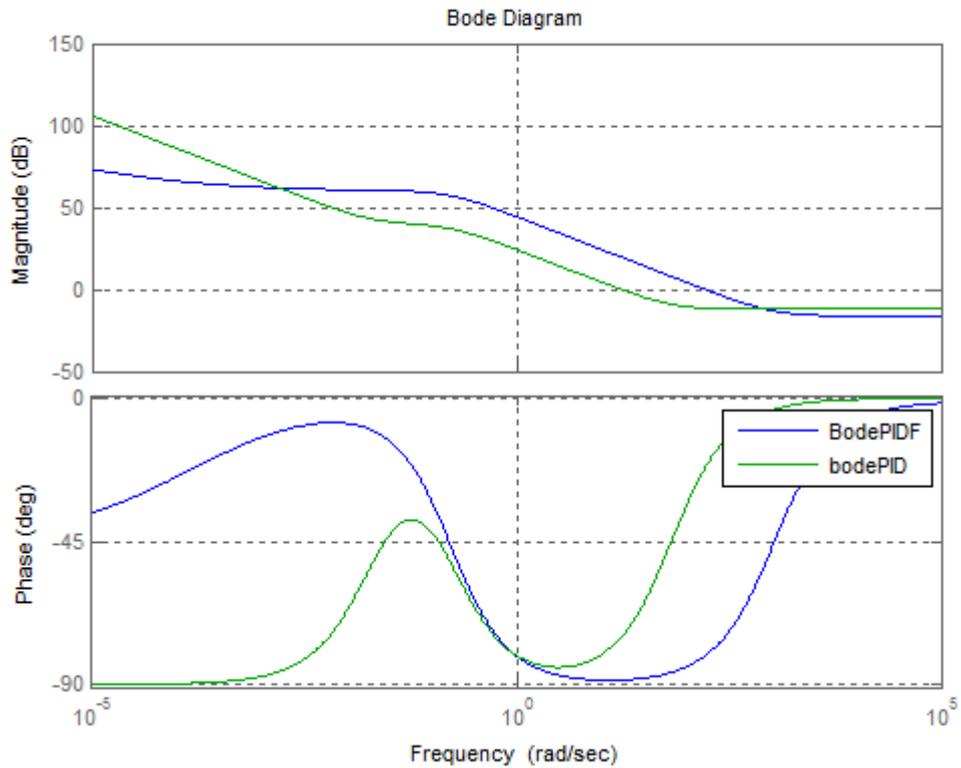


Figure II.23: Diagramme de Bode de système de 1^{er} ordre

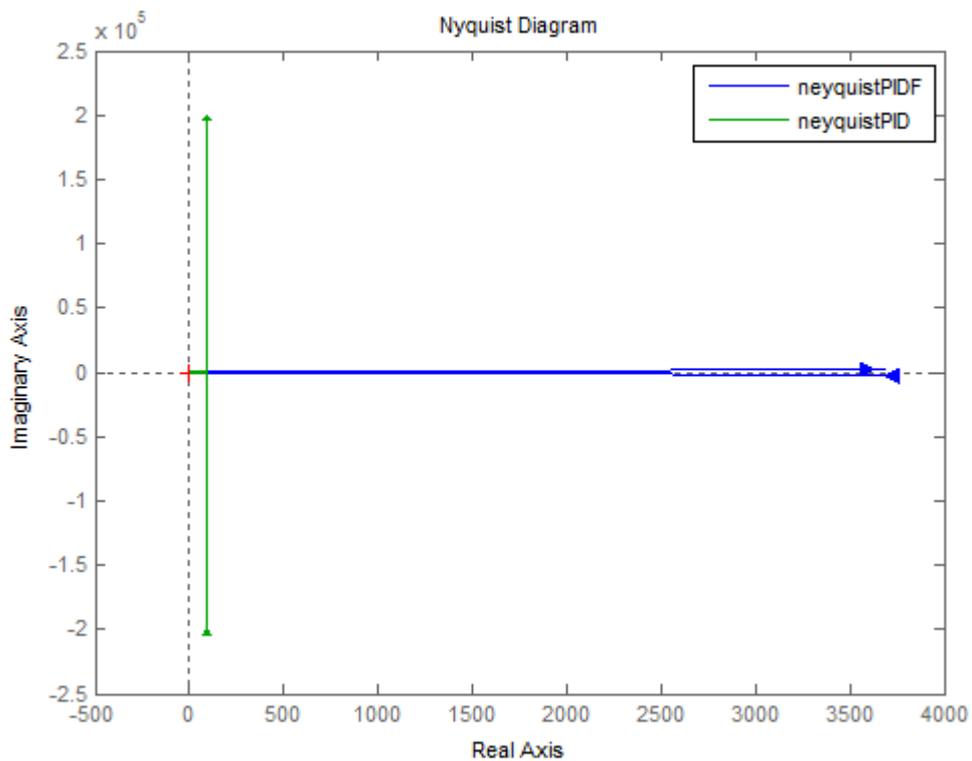


Figure II.24: Diagramme de Nyquist de système de 1^{er} ordre

4.2.2. Système linéaire d'ordre fractionnaire

$$H(s) = \frac{1}{6s^{0.5} + 1} \tag{ II.33 }$$

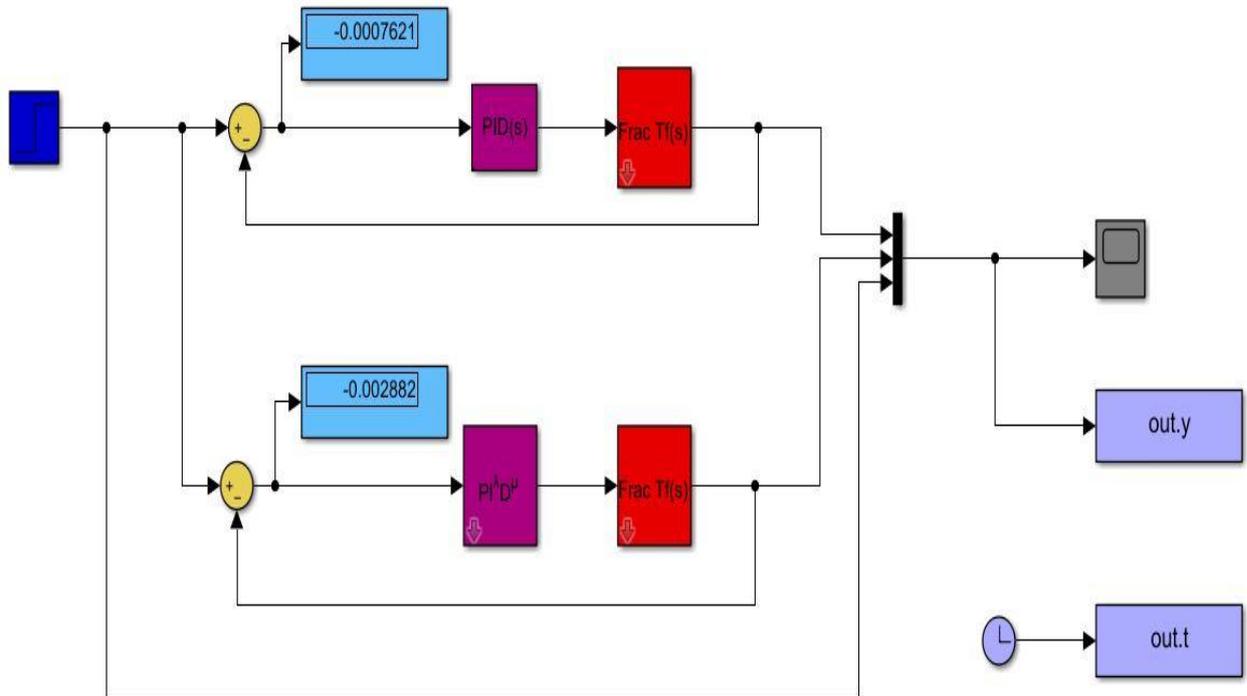


Figure II.25: Simulation du système linéaire d'ordre fractionnaire

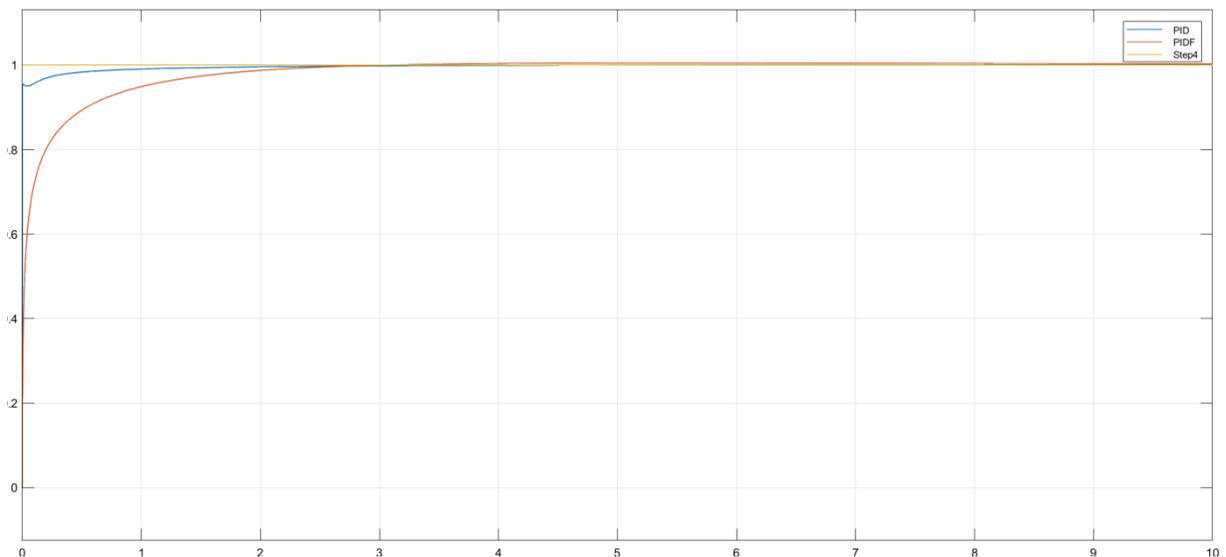


Figure II.26: La réponse indicielle du système linéaire d'ordre fractionnaire

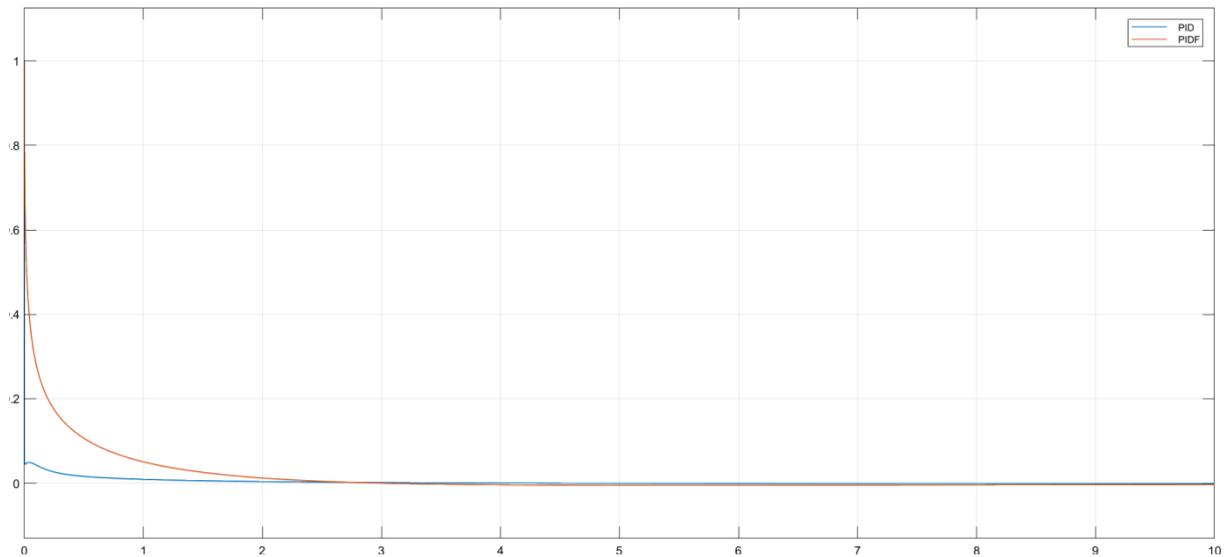


Figure II.27: L'erreur du système linéaire d'ordre fractionnaire

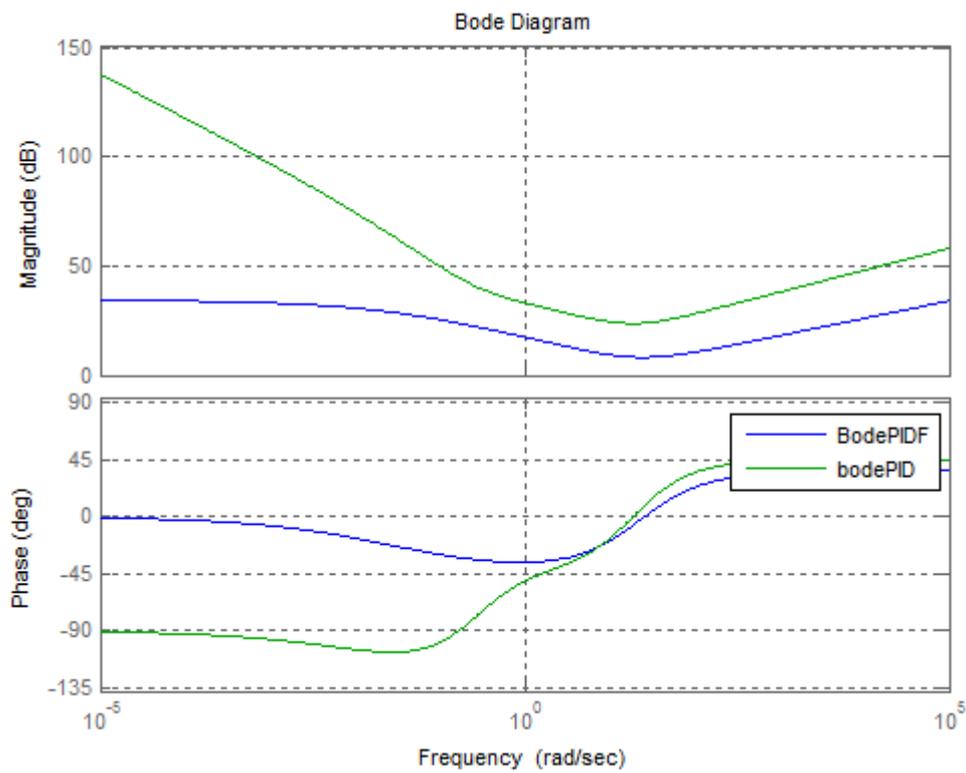


Figure II.28: Diagramme de Bode du système linéaire d'ordre fractionnaire

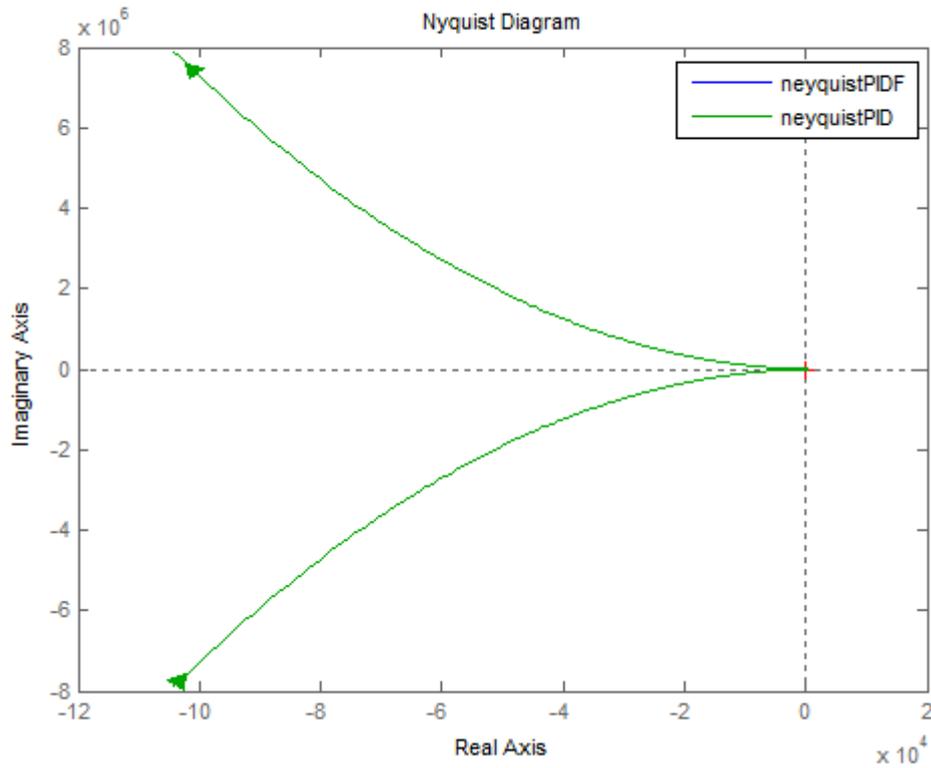


Figure II.29: Diagramme de Nyquist du système linéaire d'ordre fractionnaire

4.2.3. Système de 4^{ème} ordre

$$H(s) = \frac{1}{(s + 4)^4} \tag{II.34}$$

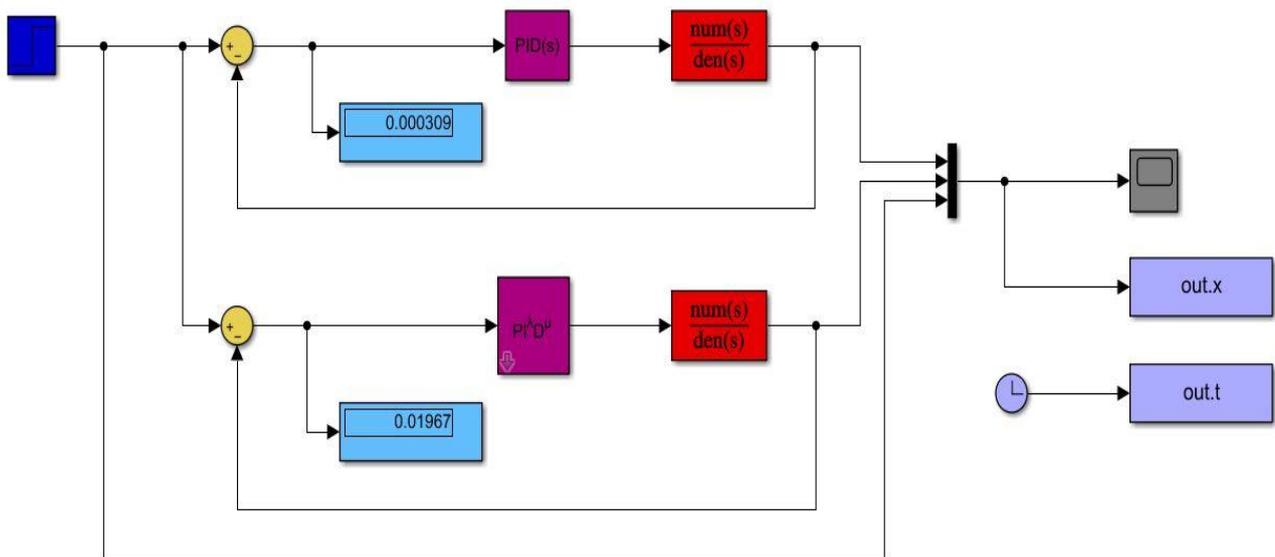


Figure II.30: Simulation de système de 4^{ème} ordre

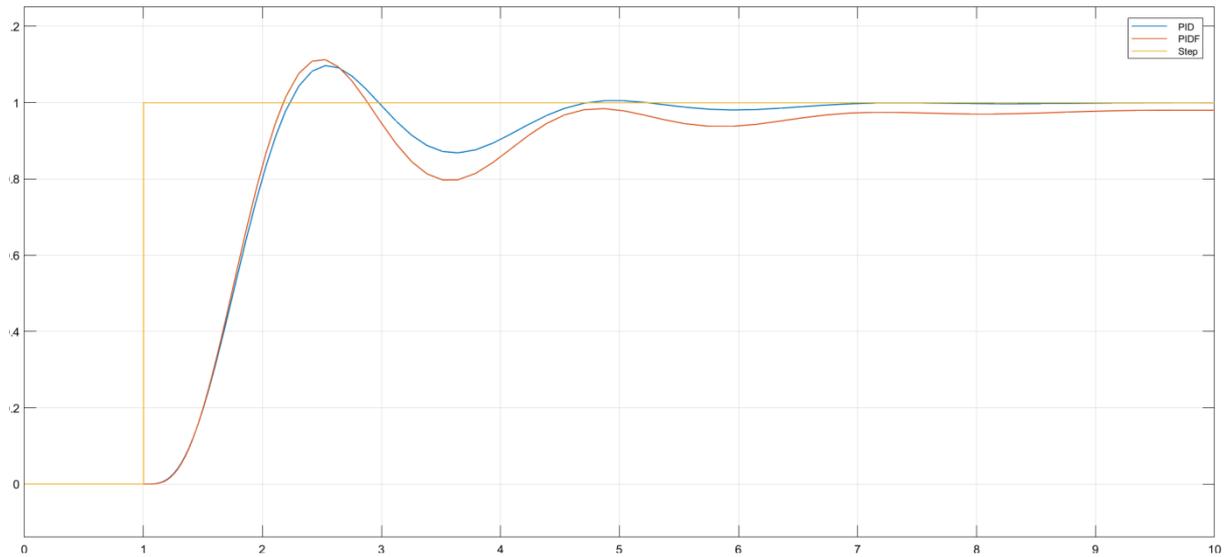


Figure II.31: La réponse indicielle de système de 4^{ème} ordre

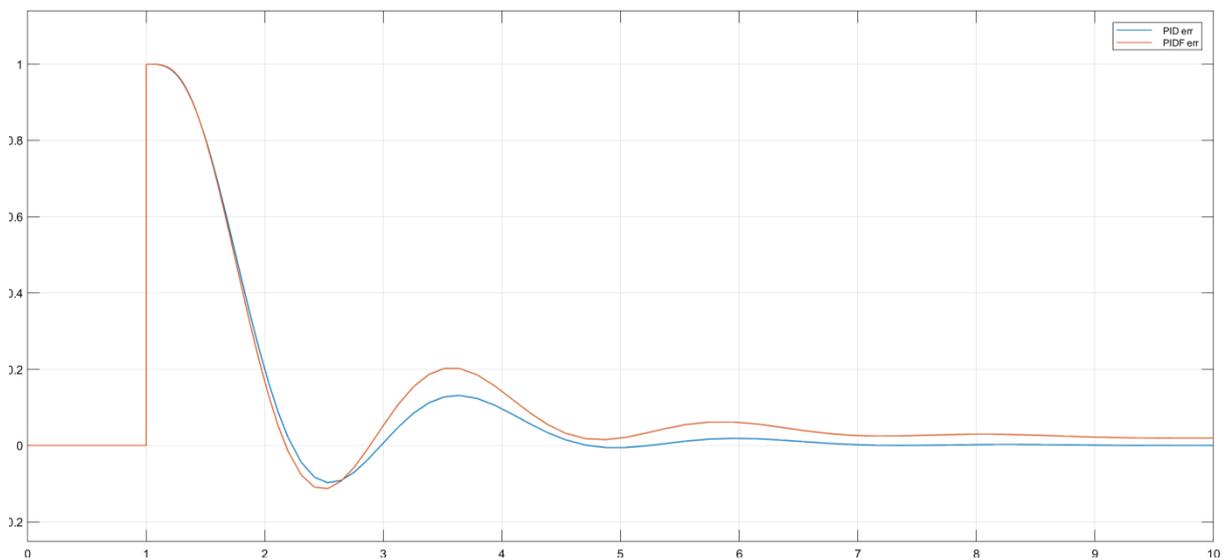


Figure II.32: L'erreur de système de 4^{ème} ordre

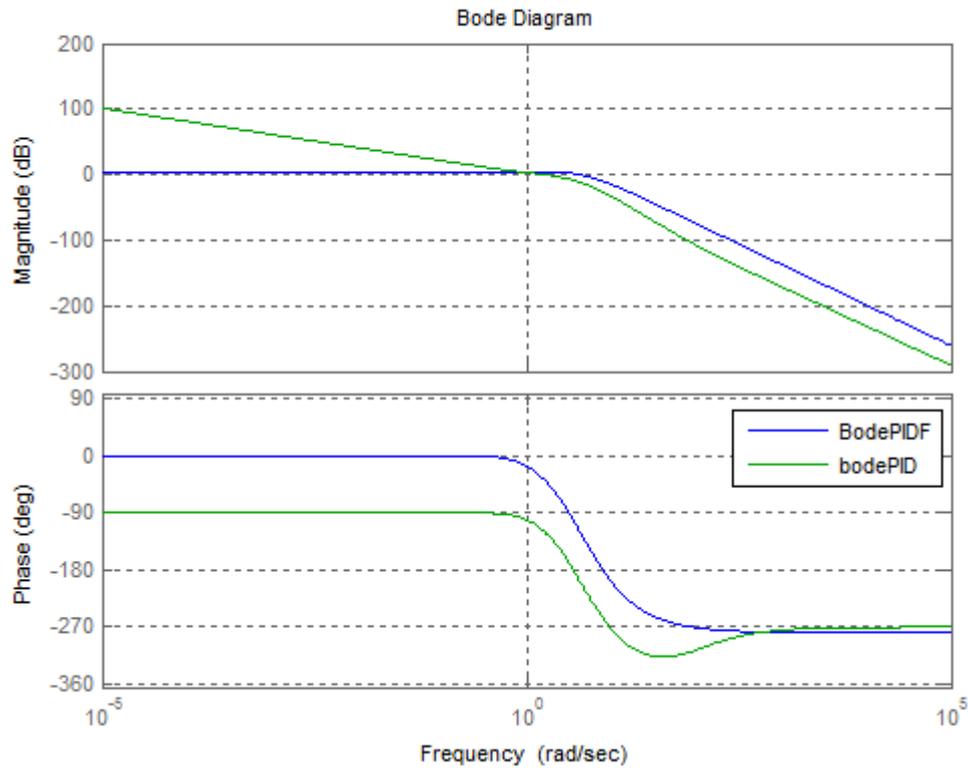


Figure II.33: Diagramme de Bode de système de 4^{ème} ordre

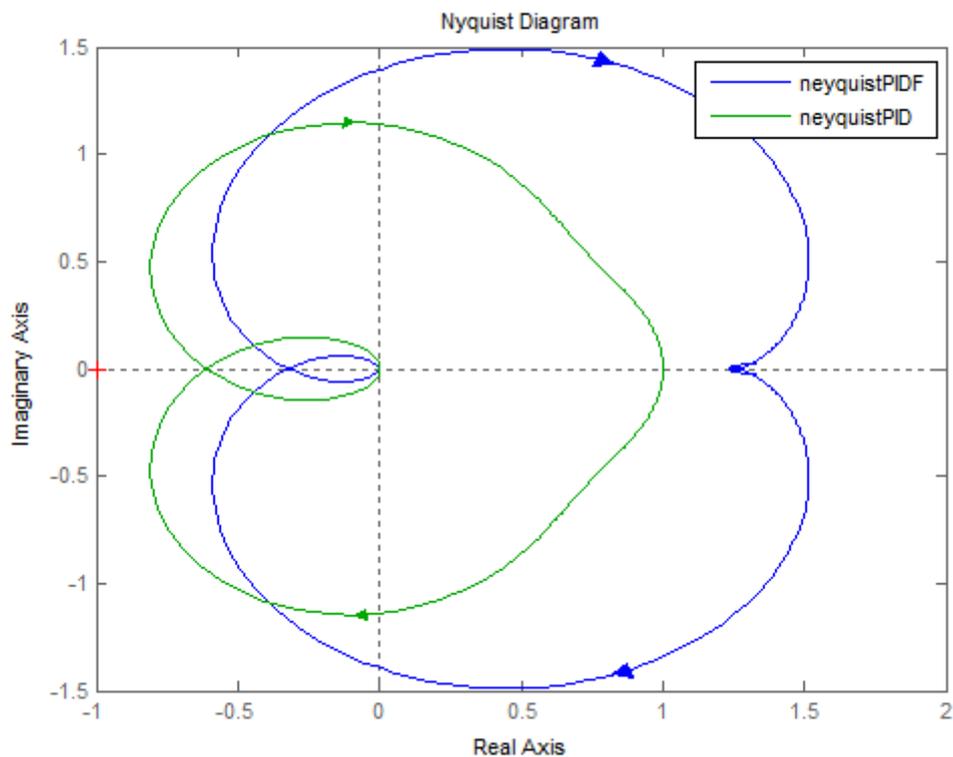


Figure II.34: Diagramme de Nyquist de système de 4^{ème} ordre

4.2.4. Système d'ordre fractionnaire élevé

$$H(s) = \frac{1}{(s^{3.5} + s^{1.13} + 12)} \tag{II.35}$$

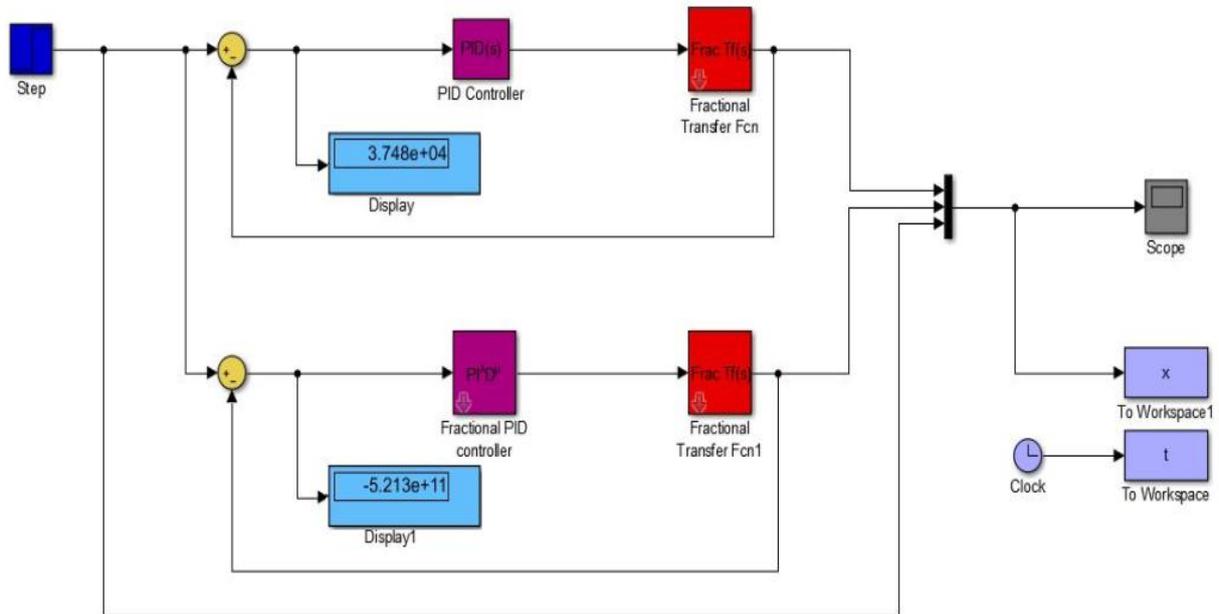


Figure II.35: Simulation du système d'ordre fractionnaire élevé

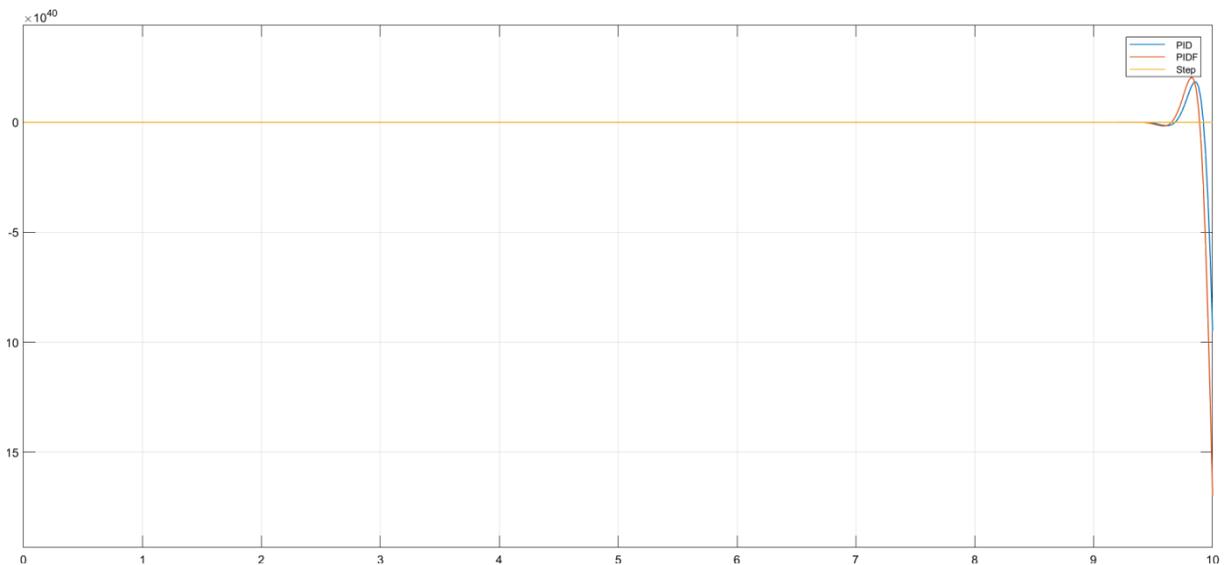


Figure II.36: La réponse indicielle du système d'ordre fractionnaire élevé

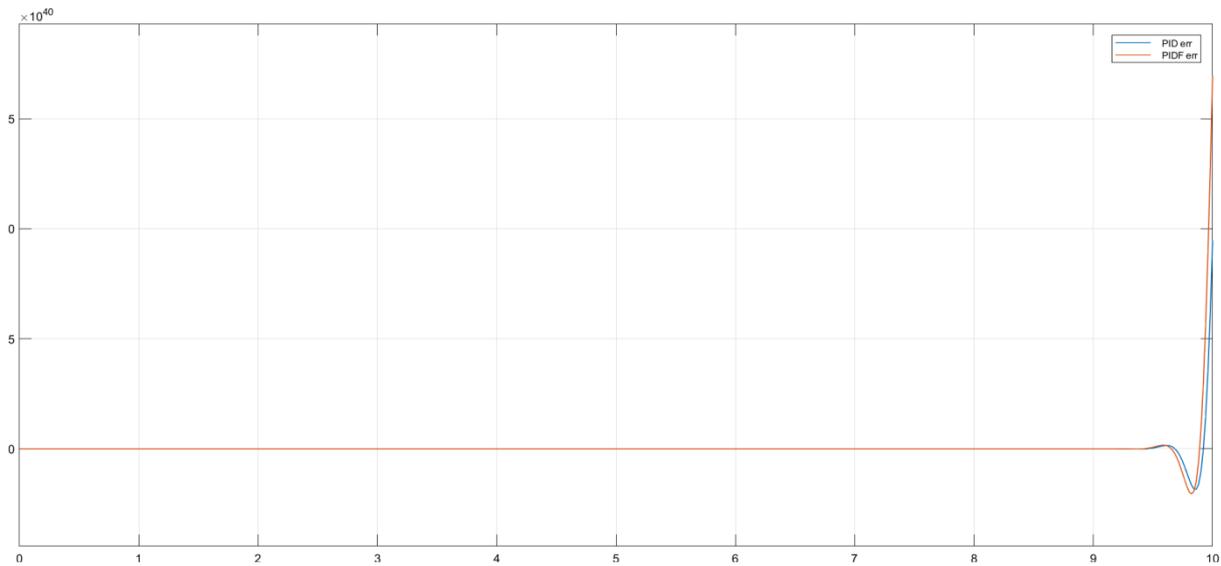


Figure II.37: l' erreur du système d'ordre fractionnaire élevé

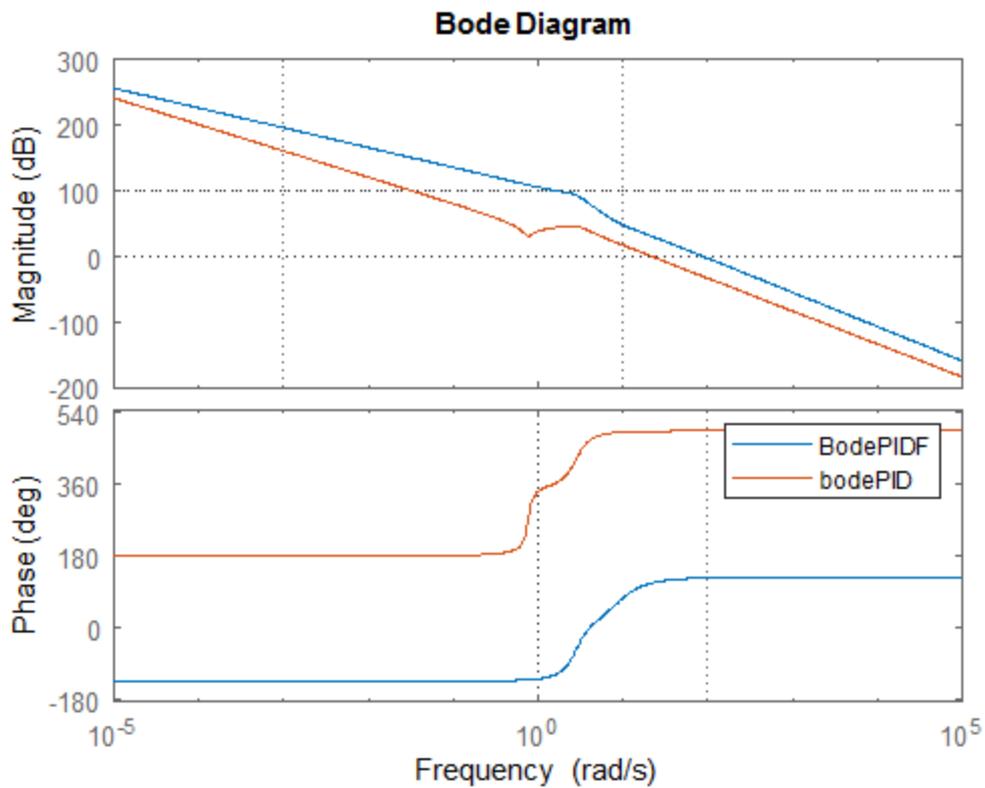


Figure II.38: Bode du système d'ordre fractionnaire élevé

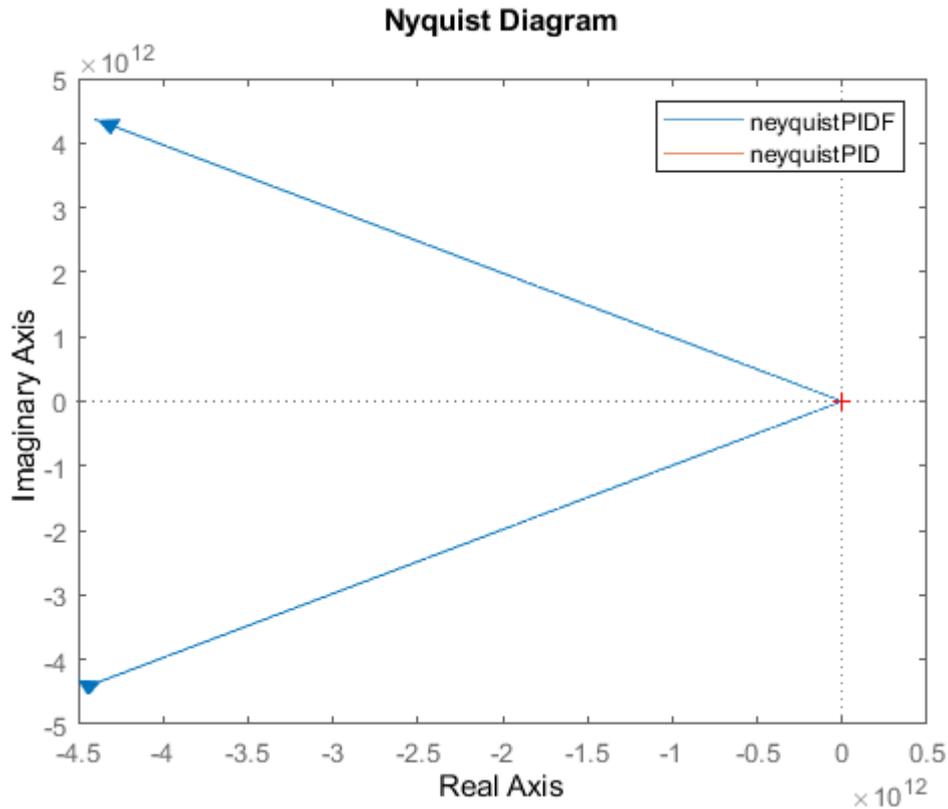


Figure II.39: Nyquist du système d'ordre fractionnaire élevé

4.3. Étude comparative

Les différentes réponses des 3 systèmes (1^{er} ordre, système linéaire d'ordre fractionnaire, et 4^{ème} ordre) montrent légèrement une préférence du PID par rapport FOPID, cette préférence est pour raison de la difficulté de choisir manuellement le vecteur des paramètres du FOPID (k_p , k_i , K_d , λ , μ) par rapport au PID classique (k_p , k_i , K_d).

Dans l'expérience numéro 4 les deux régulateurs n'arrivent pas à commander un système d'ordre supérieur non entier. car ce système est instable. La plus grande difficulté dans la comparaison entre ces deux régulateurs PID et FOPID et de distinguer les avantages de régulateur lui-même et la méthode de réglage efficace, puisqu'il existe des systèmes ne donnent pas des résultats acceptables par les deux. Pour remédier à cela, on a essayé d'utiliser une méthode d'optimisation méta-heuristique, dans le cadre de trouver le vecteur des paramètres optimal.

5. Conclusion

Dans ce chapitre on était étudié quelque types des contrôleurs classiques et fractionnaires, afin de pouvoir les comparées avec d'autre méthodes dans le reste ce travail.

CHAPITRE III : L'OPTIMISATION PAR ESSAIM DE PARTICULE (PSO)

1. Introduction

Ce chapitre présente brièvement l'optimisation par essais de particules (PSO). L'optimisation est le processus qui consiste à trouver la meilleure solution optimale pour le problème considéré. L'optimisation par essais de particules permet de trouver une solution optimale aux problèmes de recherche en utilisant le comportement social des organismes vivants. L'optimisation par essais de particules est une forme d'intelligence artificielle, une méta-heuristique basée sur la population qui peut être utilisée pour trouver des solutions approximatives à des problèmes d'optimisation difficiles.. Ce chapitre donne un aperçu des concepts de base et du fonctionnement fonctionnel de l'optimisation par essais de particules.

2. Historique

Les agents dans un système d'informatique naturelle sont des entités décentralisées qui n'ont généralement aucune perception. De l'objectif de haut niveau qu'ils poursuivent, mais ils peuvent modéliser des systèmes complexes du monde réel. Ceci est rendu possible grâce à plusieurs objectifs de bas niveau qui, lorsqu'ils sont atteints, facilitent un comportement collectif significatif provenant de ces agents singuliers apparemment non intelligents et non influents. L'une des premières motivations est l'introduction par Reeves des systèmes de particules dans le contexte de la modélisation d'objets naturels tels que le feu, les nuages et l'eau dans les animations par ordinateur, alors qu'il travaillait pour Lucasfilm Ltd (1983).

Au cours du développement, des agents ou "particules" sont générés, subissent des transformations de forme, se déplacent dans l'environnement de modélisation et sont finalement rejetées ou "meurent". Reeves a conclu qu'un tel modèle est capable de représenter la dynamique et la forme des environnements naturels, ce qui était rendu infaisable par l'utilisation de la méthode classique des surfaces.

Les travaux réalisés ultérieurement par Reynolds dans le cadre du modèle Boid (1986) ont établi des règles simples qui augmentent l'autonomie du comportement des particules et ont établi des règles simples de bas niveau auxquelles les boids (objets du type oiseau-oïde) où les particules peuvent obéir pour donner lieu à des comportements émergents. La complexité du modèle Boids est donc un dérivé direct des interactions simples entre les particules individuelles. Reynolds a formulé trois règles distinctes de floccage qu'une particule doit suivre : séparation, alignement et cohésion.

Alors que le principe de séparation permet aux particules de s'éloigner les unes des autres pour éviter l'entassement, les principes d'alignement et de cohésion nécessitent des mises à jour directionnelles pour se rapprocher respectivement du point moyen et de la position des membres du troupeau à proximité.

La non-linéarité inhérente aux boïdés donne un comportement chaotique dans la dynamique de groupe émergente, tandis que la rétroaction négative introduite par les règles simples et de bas niveau donne un comportement ordonné

Le cas où chaque boïd connaît l'emplacement de tous les autres boïdés a une complexité $O(n^2)$, ce qui le rend irréalisable sur le plan informatique. Cependant, Reynolds a proposé un modèle de voisinage avec échange d'informations entre boïds dans un voisinage général, réduisant ainsi la complexité à $O(n)$ et accélérant l'implémentation algorithmique. L'optimisation par essais de particules (PSO) est un algorithme d'optimisation numérique basée sur l'intelligence en essaim inspiré du vol des oiseaux ou du banc des poissons, introduit en 1995 par James Kennedy, un psychologue social, et Russell Eberhart, un ingénieur électrique. PSO a été amélioré de nombreuses façons depuis sa création pour la résolution de problèmes d'optimisations non linéaires, non convexes ou combinatoires qui se posent dans de nombreux domaines scientifiques et techniques.[29]

3. Principe du fonctionnement

Dans le PSO de base, les individus (particules) sont placés dans l'espace de recherche d'un problème ou d'une fonction. Chaque particule calcule une fonction objective (fitness) à cet endroit. Il détermine ensuite son mouvement en fonction de l'historique de sa propre position et de la meilleure position d'un ou plusieurs membres de l'essaim jusqu'à présent. L'itération suivante est effectuée lorsque le mouvement de toutes les particules est terminé. Enfin, l'essaim dans son ensemble est susceptible de se rapprocher de l'optimum de la fonction de fitness.

Chaque particule stocke dans sa mémoire trois vecteurs dimensionnels : la position actuelle x (coordonnées dans l'espace), la meilleure particule trouvée jusqu'à présent, la position p vitesse du chemin v . A chaque itération, un nouveau x (solution au problème) et un nouveau v (peut être considéré comme la taille du pas) sont calculés. Si ce nouveaux est le meilleur jusqu'à présent pour la particule, les coordonnées sont stockées dans P_{Best} . L'objectif est d'améliorer de façon continue P_{Best}

La communication entre particules augmente le taux de réussite du PSO - le comportement individuel des particules dépend de l'interaction. La population est organisée selon une sorte de structure de communication (topologie, réseau social), des quartiers sont formés (bidirectionnels). Chaque particule interagit avec les autres particules et est affectée par la meilleure solution trouvée jusqu'à présent par G_{Best} (tout membre de son voisinage). Les types de réseaux sociaux peuvent être différents, mais dans la pratique, seuls certains types apparaissent.[30]

Comme la vitesse de chaque particule est modifiée à chaque cycle, la particule oscille autour des points P_{Best} et G_{Best}

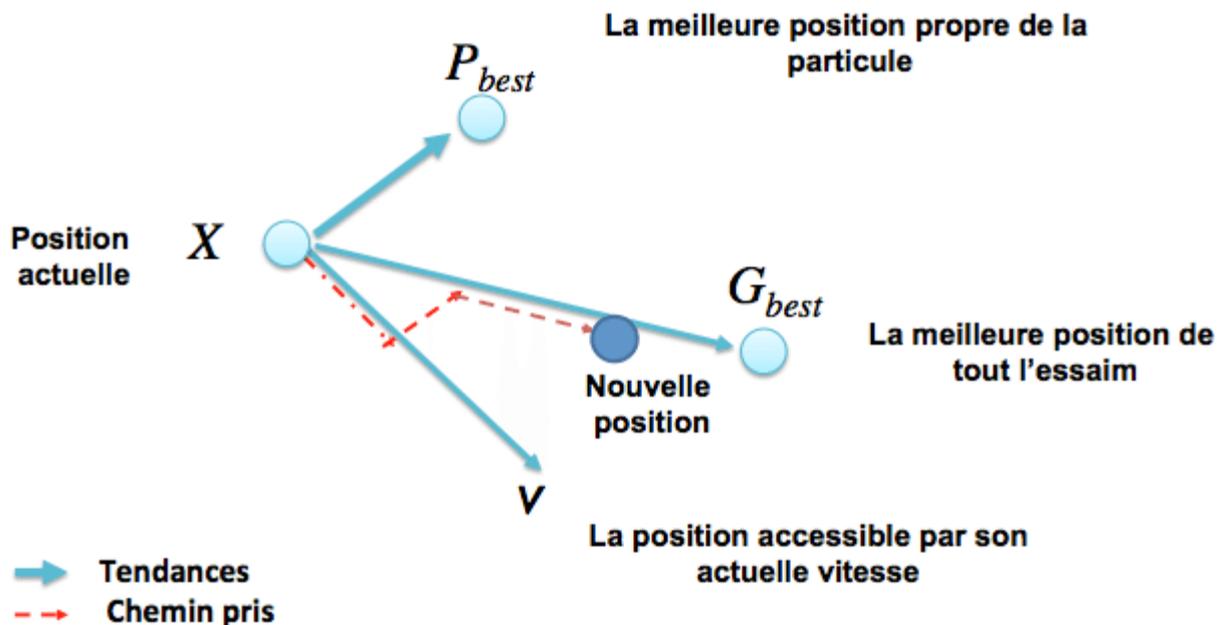


Figure III.1: Illustration géométrique du mouvement des particules dans le processus PSO
Les particules sont mises à jour selon les équations suivantes

La vitesse de la particule :

$$V_{id}^{n+1} = w.V_{id}^n + c1.rand().(p_{id}^n - x_{id}^n) + c2.rand().(p_{gd}^n - x_{id}^n) \quad (\text{III.1})$$

La positions de la particule :

$$x_{id}^{n+1} = x_{id}^n + v_{id}^{n+1} \quad (\text{III.2})$$

w= coefficient d'inertie (w)

$c1$; $c2$ = les facteurs d'apprentissage

rand= est une fonction aléatoire entre 0 et 1 [31] , [33]

4. L'Algorithme du PSO

L'algorithme de d'optimisation par Essaim de Particules peut être décrit comme suit :

1^{ère} étape : Initialisation des coefficients c_1 et c_2 , le coefficient d'inertie (w)

2^{ème} étape : La création de la population initiale aléatoirement et le calcul de la fitness

de chaque particule (P_{besti}) : la meilleure position de la particule i dans la population actuelle ; (P_{gbest}) : la meilleure position dans toute les populations (la meilleure des meilleures).

3^{ème} étape : Le calcul de la nouvelle vitesse et nouvelle position de chaque particule.

4^{ème} étape : Le calcul de la meilleure fitness de la population initiale et comparer par la précédente pour trouver la meilleure de toute les populations (P_{gbest}).

5^{ème} étape : incrémentation du nombre d'itération $n = n+1$.

6^{ème} étape : Si un critère d'arrêt est satisfait alors passer à l'étape suivante. Autrement, aller à la 3^{ème} étape.

7^{ème} étape : La position enregistrée dans (P_{gbest}) est la solution optimale.

4.1. L'organigramme de la méthode PSO [32],[33]

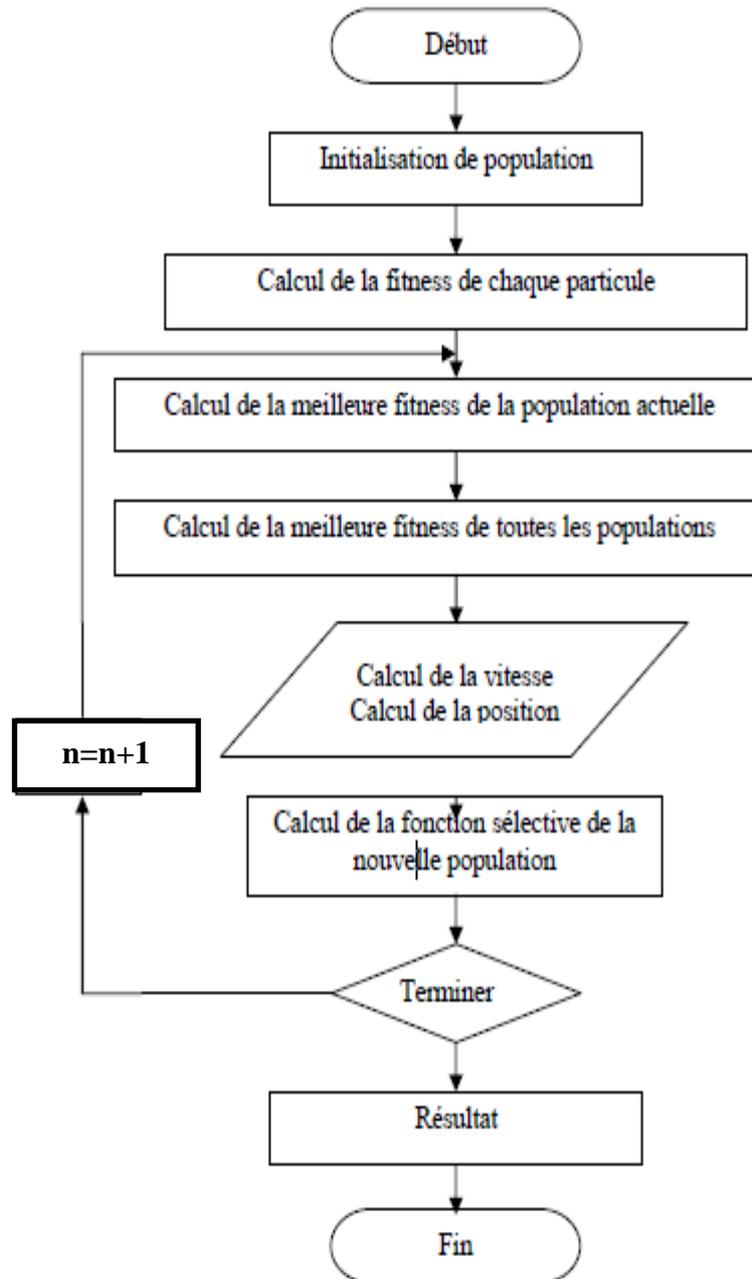


Figure III.2: L'organigramme de la méthode PSO

5. Exemple illustratif

Considérons le problème de optimisation suivant :

$$\text{Minimize } f(x) = 10 \cdot (x_1 - 1)^2 + 20 \cdot x_1 \cdot x_2 + (x_3 - 3)^2$$

$$x_1 + x_2 + x_3 \leq 5$$

$$x_1^2 + x_2^2 - x_3 \leq 0$$

$$0 \leq x_1, x_2, x_3 \leq 10$$

On utilise l'algorithme PSO pour optimiser la fonction $f(x)$

$W=0.9$

$S=50$, number of swarm

N=50, number of iteration
C1=C2=1.05
bestfitness =
0.2262
bestsol =
0.2210 0.0326 0.0091

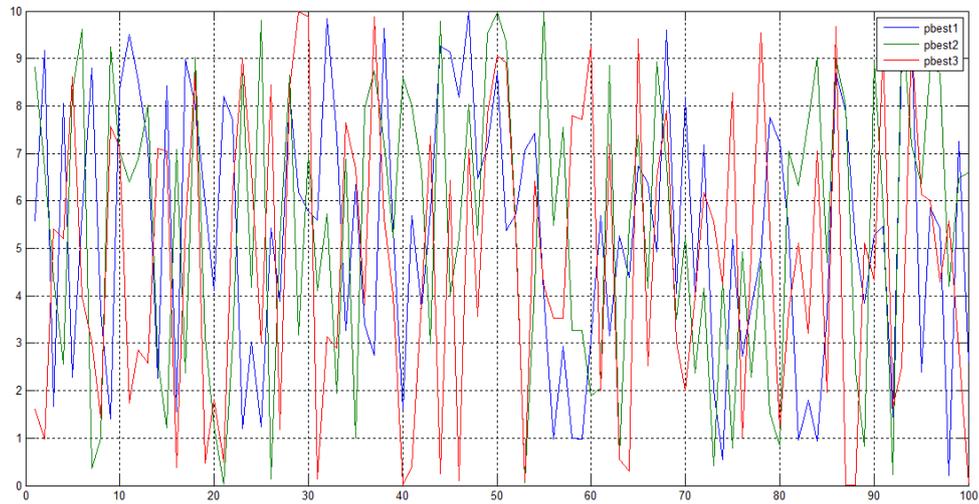


Figure III.3: personal Best.

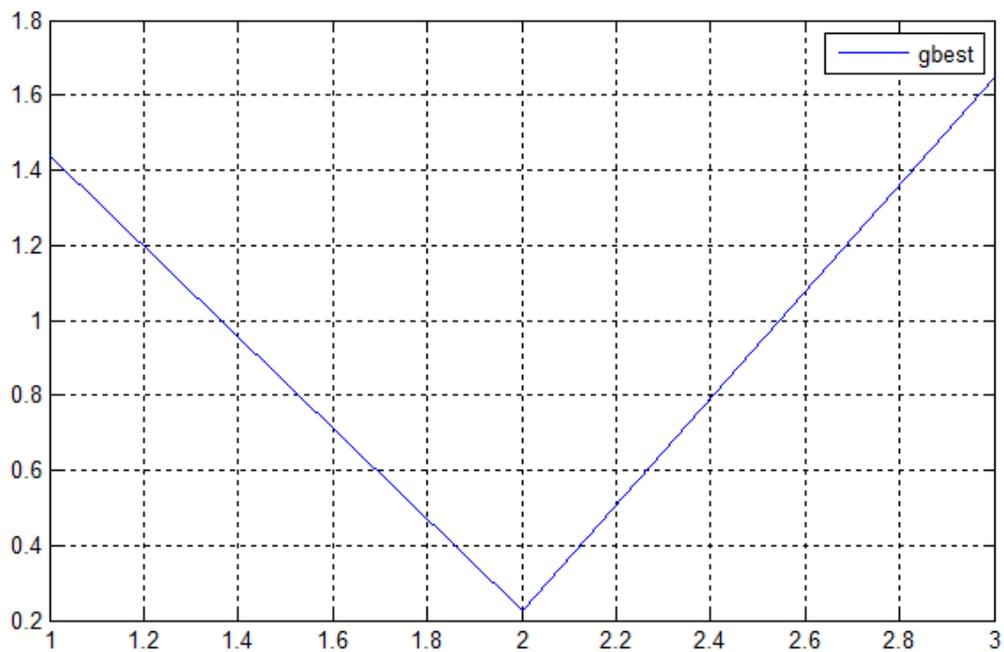


Figure III.4: Global Best.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, l'algorithme de base de l'optimisation par essaims de particules (PSO) était présenté en détail. PSO combine entre des méthodes de recherche de l'optimum locale et globale. On ait essayé de minimisé différentes critères (fonction fitness), comme l'erreur quadratique moyenne (MSE; Mean Squares Error), et l'intégral de l'absolu de l'erreur (IAE; Integral Absolute Error), liés au dynamique de la boucle fermée pour les deux contrôleurs PID, et FOPID; Dans le prochain chapitre on va appliquer cette méthode à un système réel.

CHAPITRE IV : OPTIMISATION DU CONTROLEUR UTILISANT PSO

1. Introduction

Comme application on ait choisit la commande du système de soudage GMAW (Gas metal arc welding) utilisant l'environnement MATLAB et Simulink pour tester la robustesse de FOPID par PSO .

2. Problème d'optimisation proposé

Dans cette étude, l'objectif est d'optimiser les algorithmes de contrôle PID et FOPID pour le procédé de soudage manuel à l'arc sous gaz (GMAW), dans le but d'améliorer la qualité des joints soudés. Afin de pouvoir développer des contrôleurs pour le procédé GMAW, et aussi pour permettre la simulation du procédé, un modèle mathématique décrivant le procédé GMAW est développé selon le travail de Mr. KAHLA Sami . [34]

2.1. MIG/MAG

Le soudage MAG (Métal insert Gas ou Métal Active Gas) est un procédé de soudage au gaz dans lequel un arc brûle entre le fil de soudage et la pièce à souder, entouré d'un gaz de protection. Une bobine alimente le fil de soudage à une vitesse constante à travers un pistolet de soudage dans l'arc voir Figure IV.1 .

Le soudage MIG/MAG utilise un transformateur à tension constante comme source d'alimentation, ce qui fait que l'arc atteint un pic à une valeur contrôlée dans le temps pendant le soudage. Lorsque la longueur de l'arc change, la machine à souder ajuste automatiquement le courant de soudage dans certaines limites. Lorsque le pistolet de soudage est déplacé vers le plan de travail, la tension diminue et l'arc est raccourci. L'alimentation augmente alors momentanément le courant pour ramener la tension et la longueur de l'arc aux valeurs de consigne. Lorsque le pistolet de soudage s'éloigne de la pièce, la tension et la longueur de l'arc augmentent.

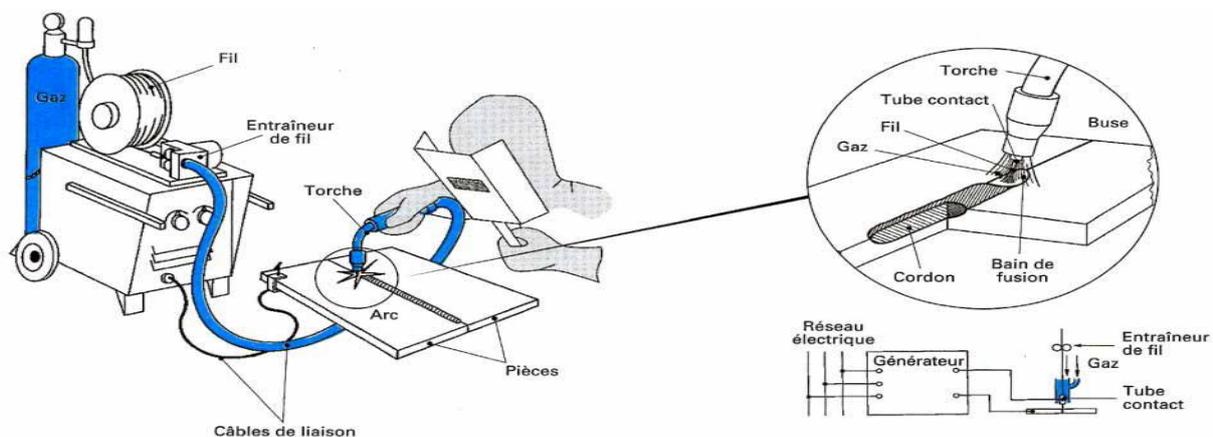


Figure IV.1: Soudage semi-automatique MIG-MAG

2.2. Les différents régimes de soudage

Le ramollissement du fil et l'échange dans l'arc peuvent prendre des formes totalement différentes selon la nature des gaz défensifs, la tension et l'intensité de l'arc.

Il existe Six régimes : court-circuit pulvérisation axiale, globulaire, pulsé, court-circuit forcé et à veine liquide rotative. mais trois les plus courants sont le régime de transfert par court-circuit (ou « short arc »), le régime de transfert globulaire (ou « globular mode ») et le régime de pulvérisation axiale (ou « spray arc »). Chaque régime permet des applications différentes, mais le premier et le dernier sont les plus utilisés.

2.2.1. Transfert par court-circuit

La recherche d'un gaz protecteur moins coûteux que l'argon ou l'hélium pour les applications courantes sur l'acier a fait apparaître que le CO₂ est capable de répondre à cette problématique

Mais le contrôle à l'intérieur du segment circulaire est diminué et, pour une distance donnée entre les fils, l'échange est à ce moment fondamentalement par des gouttes. Au repos, le segment circulaire devient erratique. Cette opération de pliage dite brève a permis d'envisager l'application de la méthode aux assemblages de tôles d'acier maigre sur

Figure IV.1, on parle des formes de la tension et du courant en relation avec l'échange d'une goutte.

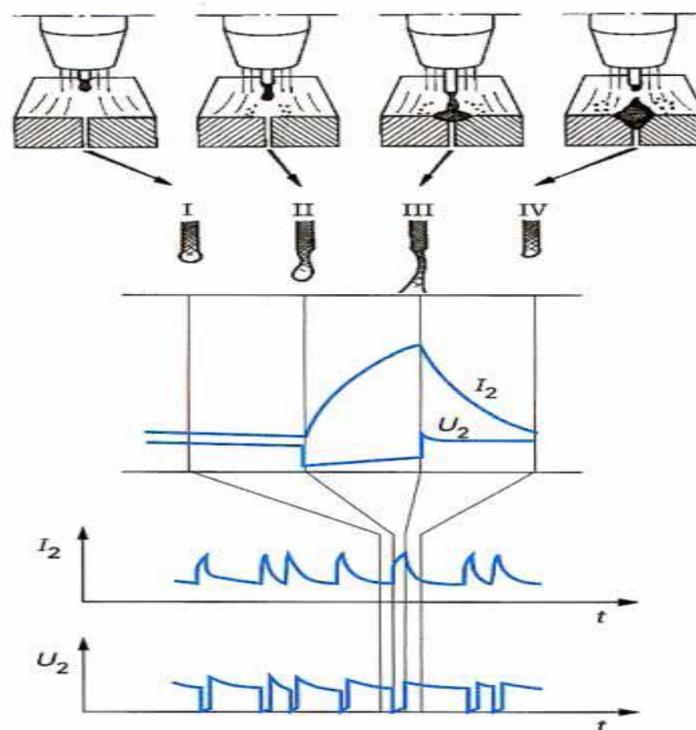


Figure IV.2: Formation du courant et de la tension en court-circuit

2.2.2 Transfert par pulvérisation axiale (spray)

La tension et le courant sont constants et réguliers (on dit que le coude est calme). Ces conditions sont réunies lorsque l'échange de métal se fait par projection. Cette situation est celle des grandes puissances (300 à 400 A) et des applications sur des épaisseurs solides (de l'ordre du centimètre).

2.3. Synthèse

Les régimes de soudage situés auparavant sont représentés dans un diagramme, Ce graphique fait en outre apparaître le résultat (niveau d'entrée du globule, largeur du point, etc.). de chaque opération de soudage pour chaque régime.

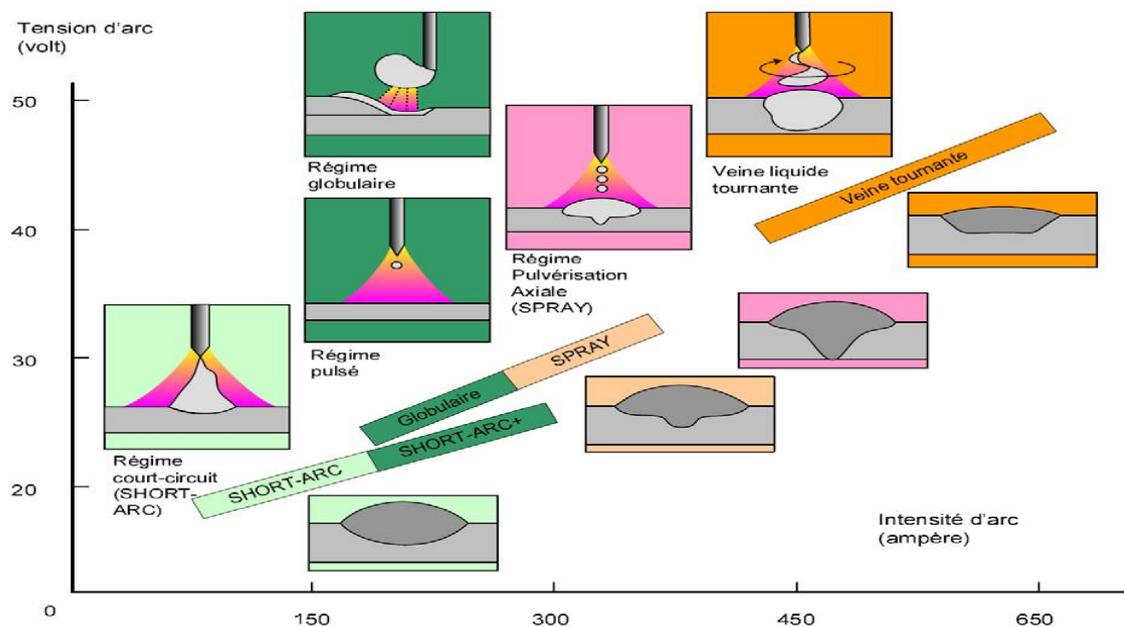


Figure IV.3: Schéma récapitulatif des différents transferts

2.4. Modélisation du processus MIG-MAG

2.4.1. Dynamique

- Dynamique de la goutte :

$$\ddot{x} = \frac{F_{tot} - b\dot{x} - kx}{m_d} \quad (IV.1)$$

$$F_{tot} = F_{em} + F_d + F_m + F_g \quad (IV.2)$$

- Courant :

$$\dot{I} = \frac{V_{oc} - R_L I - V_{arc} - R_s I}{L_s} \quad (IV.3)$$

$$V_{arc} = V_0 + R_a I + E_a (CT - l_s) \quad (IV.4)$$

$$R_L = \rho[l_s + 0.5(r_d + x)] \quad (IV.4)$$

- **La vitesse de fonte du fil :**

$$M_R = C_2 I^2 \rho l_s + C_1 I \quad (IV.5)$$

- **La longueur de la partie terminale :**

$$l_s = S - \frac{M_R}{\pi r_w^2} \quad (IV.6)$$

- **Critère de détachement :**

$$F_{tot} > F_s \quad (IV.7)$$

Ou

$$r_d > \frac{\pi(r_d + r_w)}{1.25 \left(\frac{x + r_d}{r_d} \right) \left(1 + \frac{\mu_0 I^2}{2\pi^2 \gamma (r_d + r_w)} \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (IV.8)$$

- **Volume de la goutte :**

$$volume \text{ détaché} = \frac{m_d}{2\rho_w} \left(\frac{1}{1 + \exp\left(\frac{-100x}{r_d}\right)} + 1 \right) \quad (IV.9)$$

2.4.2. Forces affectant la dynamique de la goutte

- **La force de gravitation:**

Dépend uniquement de la masse de métal fondu et est une force de détachement quand la soudure se fait a plat :

$$F_g = 9.81 m_d \quad (IV.10)$$

- **La force électromagnétique:**

La force électromagnétiques sur une goutte résulte de la convergence ou de la divergence des lignes de courant dans la goutte, elle est donnée par la loi de Lorentz :

$$F_{em} = \frac{\mu_0 I^2}{4\pi} \left[\frac{a}{1 + \exp\left(\frac{-100x}{r_d}\right) \left[\left(b - \frac{r_d}{r_w} \right) \div c \right]} \right] \quad (IV.11)$$

- **La force de trainée du plasma:**

Peut être calculée en considérant la force de trainée subie par une sphère immergée dans un fluide ayant un champ de vitesse uniforme :

$$F_d = \frac{C_d[r_d^2 - r_w^2]\pi\rho_p U_b^2}{2} \quad (\text{IV.12})$$

- **La force de tension de surface:**

La force de tension de surface qui retient la goutte a l'électrode est donnée comme suit :

$$F_s = 2\pi\gamma r_w \quad (\text{IV.13})$$

- **La Force dynamique :**

$$F_m = M_R \rho_w S \quad (\text{IV.14})$$

- **Équations de modèle:**

Les équations du modèle du système MIG-MAG peuvent être comprimées sous la forme générale suivante:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (\text{IV.15})$$

$$\dot{x}_2 = \frac{-kx_1 - Bx_2 + F_{tot}}{x_3} \quad (\text{IV.16})$$

$$\dot{x}_3 = M_R \rho_w \quad (\text{IV.17})$$

$$\dot{x}_4 = u_1 - \frac{M_R}{\pi r_\omega^2} \quad (\text{IV.18})$$

$$\dot{x}_5 = \frac{u_2 - (R_a + R_s + R_L)x_5 + V_0 - E_a(CT - x_4)}{L_s} \quad (\text{IV.19})$$

Et les équations de sortie sont :

$$y_1 = x_5 \quad (\text{IV.20})$$

$$y_2 = V_0 + R_a x_5 + E_a(u_3 - x_4) \quad (\text{IV.21})$$

Les variables d'état sont :

$$x_1 = x \quad \text{Déplacement de la goutte (m).}$$

$$x_2 = \dot{x} \quad \text{Vitesse de la goutte (m/sec).}$$

$$x_3 = m_d \quad \text{Masse de la goutte (kg).}$$

$$x_4 = l_s \quad \text{Longueur de la partie terminale (m).}$$

$$x_5 = I \quad \text{Courant (A).}$$

Les variables de sortie sont :

$$y_1 = I \quad \text{Courant (A).}$$

$y_2 = V_{arc}$ Tension d'arc (V).

Et les variables de contrôle sont:

$u_1 = S$ Vitesse du fil d'évidage (m/s).

$u_2 = V_{oc}$ Tension en circuit ouvert (V).

$u_3 = CT$ Distance de tube contact à la pièce de travail (m).

3. Fonction objectif

La fonction intégrale de l'erreur absolue multipliée par le temps (ITAE) et l'intégrale de l'erreur absolue (IAE) sont utilisés comme fonctions objectives pour résoudre le problème de GMAW. La fonction ITAE et IAE est minimisé par la stratégie PSO. La fonction d'erreurs donnée est calculée par les équations (IV.22) et, en conséquence, les paramètres du contrôleur FOPID sont ajustés pour minimiser la déviation de la tension de soudage. Le critère de performance ITAE et IAE est calculé par les expressions suivantes :

$$ITAE = J(K_p, K_I, K_D, \lambda, \mu, w_b, w_h) = \int_0^{t_{sim}} t \cdot |e(t)| \cdot dt \quad (IV.22)$$

$$IAE = J(K_p, K_I, K_D, \lambda, \mu, w_b, w_h) = \int_0^{t_{sim}} |e(t)| \cdot dt \quad (IV.23)$$

où : $e(t) = V_w^* - V_w$ est la différence entre la valeur de la tension de soudage et sa valeur de référence, et t_{sim} est le temps de simulation, qui est de 5s

Ainsi, le problème du réglage des paramètres peut être défini par la formulation d'optimisation suivante.

Minimize: $J(x) \quad x = (K_P, K_I, K_D, \lambda, \mu, \omega_b, \omega_h) \in \mathfrak{R}^7$

Contrainte :

$$\begin{cases} 0 \leq Kp \leq 2 \\ 100 \leq Ki \leq 300 \\ 10 \leq Kd \leq 300 \end{cases} \quad \begin{cases} 0 \leq \lambda \leq 2 \\ 0 \leq \mu \leq 2 \\ 0.01 \leq \omega_b \leq 10 \\ 0.01 \leq \omega_h \leq 10 \end{cases}$$

Les paramètres PSO sont choisis comme le nombre entier de cycles Niter=40, le nombre d'opérateurs de recherche est de 10, séparément. Les courbes de la valeur de bien-être et de l'itération du contrôleur FOPID réglé par PSO sont présentées à la Figure IV.4, il est évident que le calcul PSO donne l'estimation de travail la plus faible et une focalisation rapide.

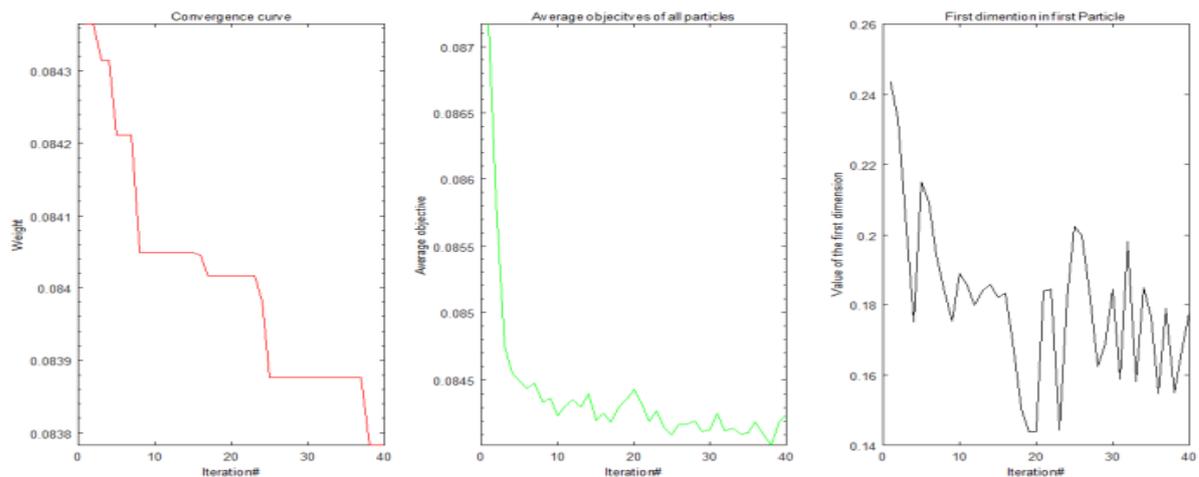


Figure IV.4: Courbes de convergence de la fonction de coût ajustées par PSO pour 40 itérations

4. Résultats des simulations

Les procédures de conception ci-dessus sont appliquées et des études de simulation sont réalisées à l'aide de MATLAB.

Paramètres	PSO - PID	PSO – PID Fractionnaire
K_p	0.198000	0.160700
K_i	216.8379	252.6536
λ	-----	0.004700
K_d	246.9470	255.4629
μ	-----	0.004300
ω_b	-----	3.837700
ω_h	-----	3.838300

Tableaux IV.1: Paramètres de PID et FOPID synthèses par PSO .

- **PSO-PID :**

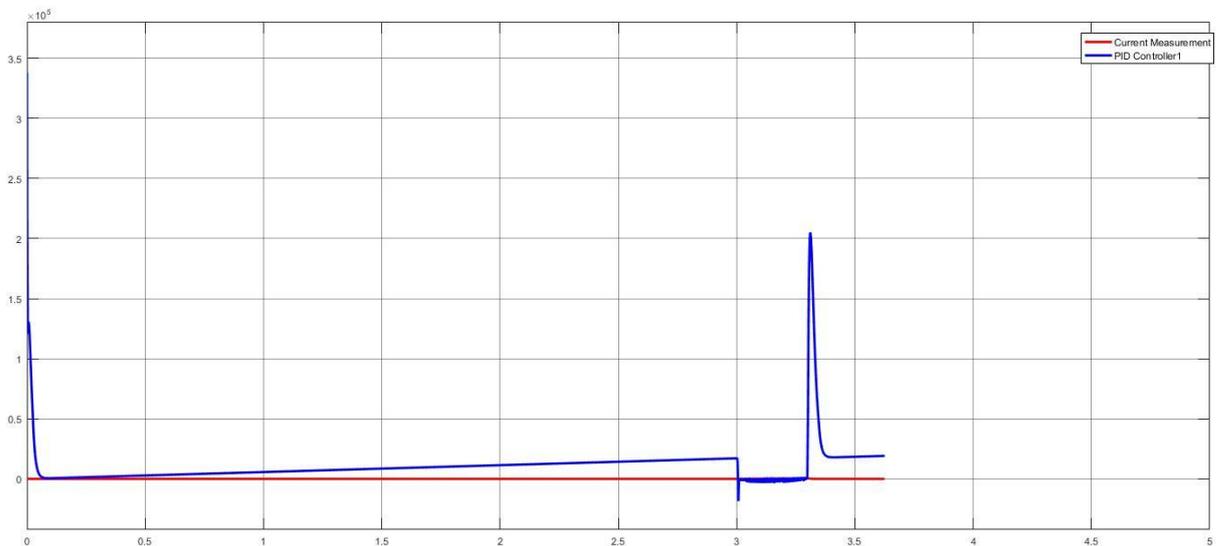


Figure IV.5: Réponse du PID et I_{arc}

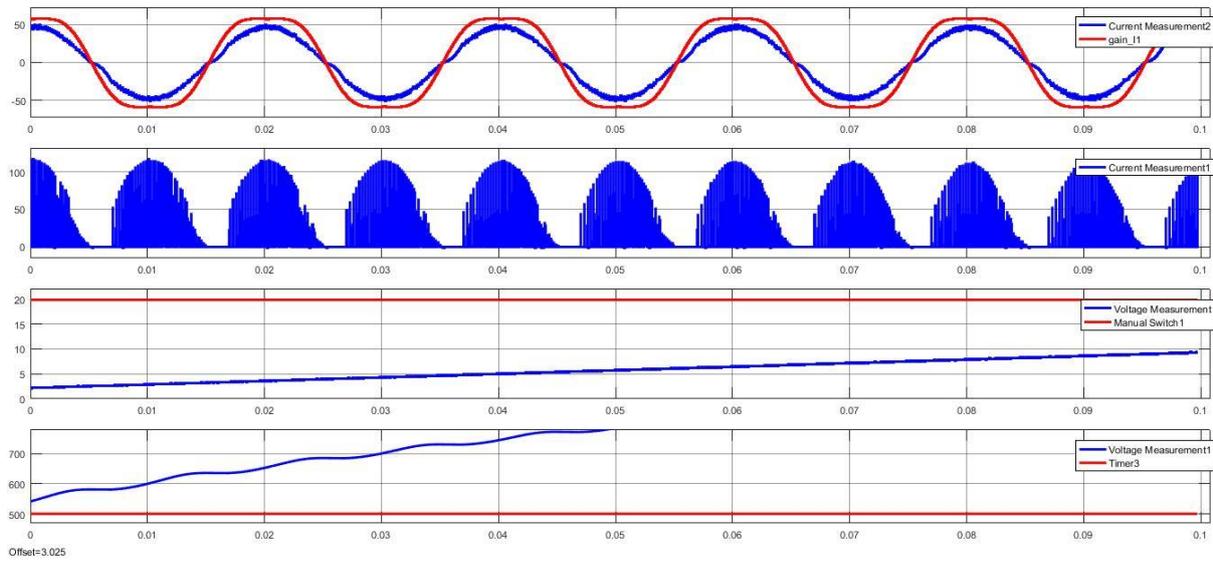


Figure IV.6: Réponse des variables de sortie par PID (courants et tensions sur 0.1 sec).

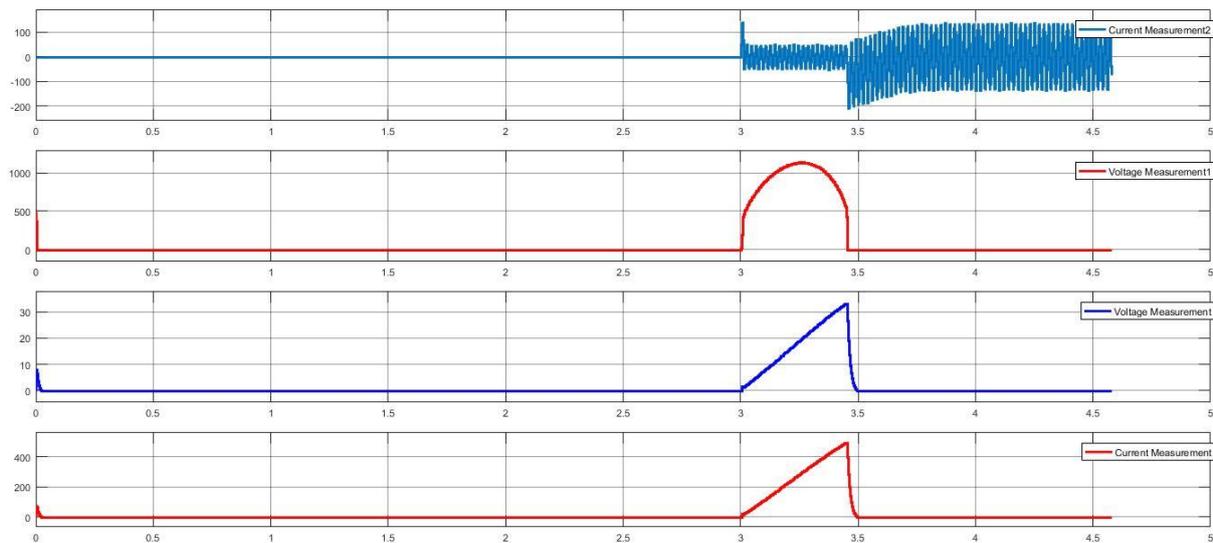
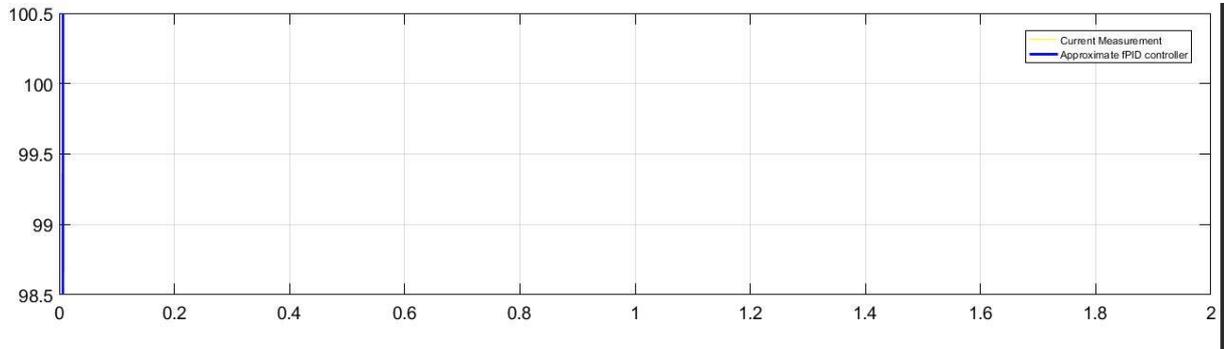
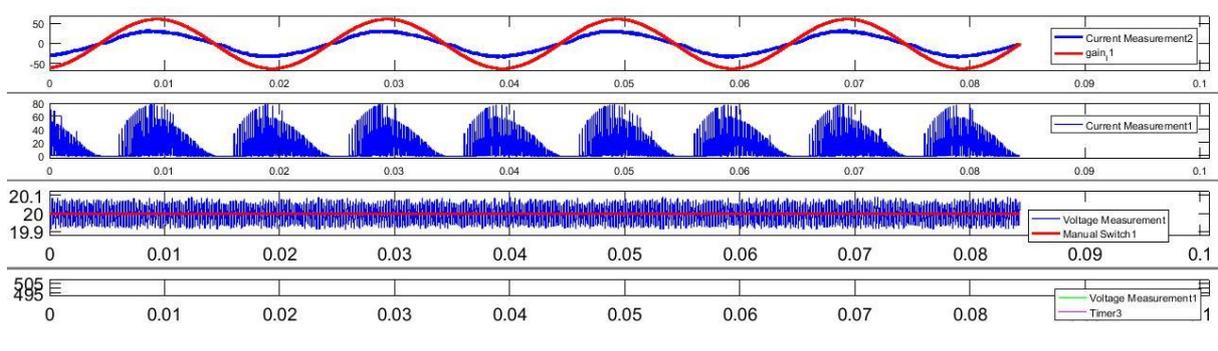


Figure IV.7: Réponse des signaux de commande du système par PID (courants et tensions sur 0.1 sec).

PSO-FOPID :**Figure IV.8:** Réponse du FOPID et I_{arc} **Figure IV.9:** Réponse des variables de sortie par FOPID (courants et tensions sur 0.1 sec).

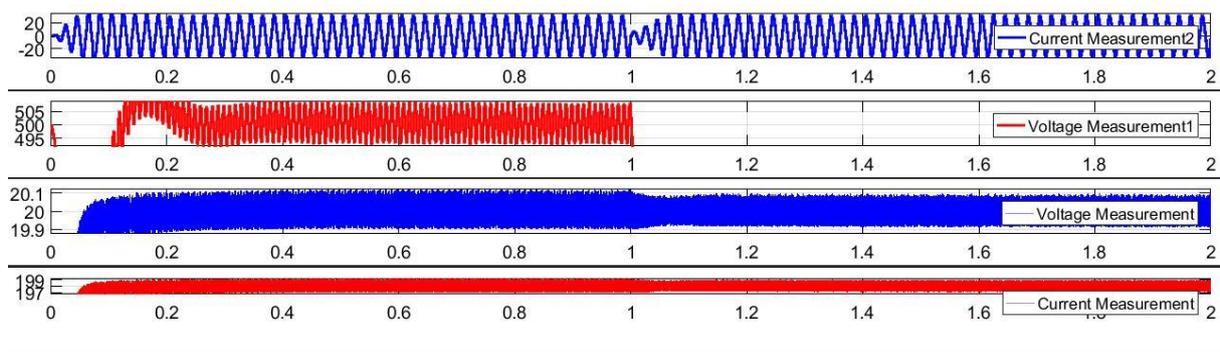


Figure IV.10: Réponse des signaux de commande du système par FOPID (courants et tensions sur 0.1 sec).

5. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on a été présenté l'application de l'algorithme PSO pour l'auto-ajustement de la prise en charge d'un contrôleur FOPID utilisé pour le contrôle de la machine GMAW. Les résultats obtenus montrent que l'algorithme PSO fait essentiellement progresser l'exécution du contrôleur en 40 itérations. Nous constatons que le contrôleur FOPID optimisé par l'algorithme PSO est plus efficace que le PID synthétisé par le même algorithme.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale

Les travaux réalisés dans ce mémoire de Master, focalisent sur une approche de contrôle du type FOPID en utilisant l'optimisation par essaim de particules (PSO).

L'algorithme PSO a pour objectif de choisir le vecteur des paramètres du contrôleur FOPID, afin de tester l'efficacité de ce type de contrôleurs devant les contrôleurs classiques, pour cela on a appliqué cette technique au système GMAW.

Les résultats de simulation obtenus par ces méthodes utilisées (FOPID par PSO) sont vraiment prometteuses et encourageantes dans l'application du processus GMAW, dans le cadre d'assurer la robustesse du contrôleur choisi.

Biographie

- [1]. Oustaloup, A., 'La commande CRONE', Hermès, Paris, 1991 .
- [2]. Podlubny, I., 'Fractional order systems and PID μ controllers', IEEE Transactions on automatic control, Vol. 44, No. 1, pp 208-214, 1999 .
- [3]. fractional calculus and applied Analysis (J. A. Tenreiro Machado 1 , Virginia Kiryakova 2 , Francesco Mainardi 3)
- [4]. Mathematical Techniques of Fractional Order Systems KhatirKhettab1YassineBensafia 2BachirBourouba3Ahmad TaherAzar45 PUBLISHER(S) Elsevier BV
- [5]. Functional Fractional Calculus for System Identification and Controls Shantanu Das PUBLISHER(S) Springer
- [6]. Fractional Order Control - A Tutorial , YangQuan Chen, Ivo Petr'as' and Dingyu" Xue , 2009 American Control Conference Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA June 10-12, 2009
- [7]. Analyse du Chaos dans un Système d'Équations Différentielles Fractionnaires , HOUMOR Tarek THÈSE Pour l'obtention du diplôme de DOCTORAT EN SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ CONSTANTINE 1
- [8]. On a generalization of Mittag-Leffler function and its properties A.K. Shukla * , J.C. Prajapati ,Department of Mathematics, S.V. National Institute of Technology, Surat-395007 (Gujarat), India ,Received 22 September 2006 Available online 13 March 2007 Submitted by B.C. Berndt ;PUBLISHER(S) ,Elsevier
- [9]. Fractional Order Processes , Simulation, Identification, and Control , bySeshu Kumar Damarla and MadhusreeKundu
- [10] Stability Analysis and Fractional Order Controller Design for Control System , Parvendra Kumar1 and Sunil Kumar Chaudhary , *Electrical Engineering Department, SunRise University, Alwar, Rajasthan, India* .
- [11] Petráš I., Podlubny I., O'Leary P. Analogue Realization of Fractional Order Controllers. Fakulta BERG, TU Košice, 2002
- [12] Oustaloup A., Levron F., Mathiew B., Nanot F. Frequency band complex noninteger differentiator: Characterization and synthesis. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2000, 47(1):25–39
- [13] linear feedback control , (analysis and desing with matlab)
- [14] Revisiting Oustaloup's Recursive filter for Analog Realization of fractional Order Differintegrators , Saptarshi Das,Indrani Pan , Suman Saha , Abhishek Kumar , Shantanu Das , and Amitava Gupt
- [15] R. L. Bagley and P. J. Torvik. A theoretical basis for the application of fractional calculus in viscoelasticity. Journal of Rheology 27, 201–210 (1983).
- [16] R. L. Bagley and P. J. Torvik. On the fractional calculus model of viscoelasticity behavior. Journal of Rheology 30, 133–155 (1986).
- [17] T. Pfitzenreiter. A physical basis for fractional derivatives in constitutive equations. Z. Angew. Math. Mech. 84(4), 284–287 (2004).
- [18] A. Le Mehaute and G. C'repy, Introduction to transfer and motion in fractal media : the geometry of kinetics, solid state Ionics,1983, No.9 and 10.pp .17-30
- [19] M.Nakagawa and K.Sorimachi,Basic characteristics of a fractance device,IEICE Trans Fundamentals vol.E75-A, no.12 Dec 1992. , pp.1814-1819.
- [20] K.S Cole Electric conductance of biological systems .Proc.Cold , Spring Harbor symp.Quant Biol.Clod Spring Harbor;New York,1933 ,pp.107-116.
- [21] T.J.Anastasio,the fractional –order dynmaics of brainstem vestibule-oculomotor neurons,Biological Cybernetics; vol 72,1994,pp.69-79

Biographie

- [22] Introduction to Self-Driving Cars (university of Toronto)
- [23] modern control Engineering
- [24] W. M. Wonham, Linear Multivariable Control: A Geometric Approach. Springer Verlag, 1985.
- [25] G. F. Franklin, J. D. Powell and A. E. Naeini, Feedback Control Dynamics Systems. Addison-Wesly, 1991.
- [26] P. Borne, "Automatisation des Processus dans l'Espace d'Etat", Technip 2007.
- [27] P. Pradin et G. Garcia, Automatique Linéaire: Systèmes Multivariables, INSA de Toulouse, Dpt. GEI, 2011.
- [28] Advances in Robust Fractional Control , Fabrizio Pandula – Antonio Visioli , Département of Mechanical and Industrial Engineering university of Brescia italy, PUBLISHER(S) ,Springer
- [29] Review Particle Swarm Optimization: A survey of historical and recent developments with hybridization perspectives
- [30]. POLI, R., J.KENNEDY a T.BLACKWELL. Particle swarm optimization. Swarm Intelligence[online]. 2007-10-17, vol. 1, issue 1, s. 33-57 [cit. 2014-01-05]. DOI: 10.1007/s11721-007-0002-0.Dostupné z <http://cswww.essex.ac.uk/staff/poli/papers/PoliKennedyBlackwellSI2007.pdf>
- [31].Tuning of PID Controller Using Particle Swarm Optimization (PSO) Mahmud Iwan Solihin, Lee Fook Tack and Moey Leap Kean School of Engineering, UCSI University No.1, Jalan Menara Gading, UCSI Heights, 56000, Cheras, Kuala Lumpur, Malaysi
- [32]. Doctorat en sciences Option : Electrotechnique Par Mme SLIMANI Linda THEME Contribution à l'application de l'optimisation par des méthodes métaheuristiques à l'écoulement de puissance optimal dans un environnement de l'électricité dérégulé.
- [33]. PARSOPOULOS, K. E., D. TASOULIS a M. VRAHATIS. Multiobjective Optimization using Parallel Vector Evaluated Particle Swarm Optimization. Proceedings of the IASTED International Conference on Artificial Intelligence and Applications. AIA, 2004, vol. 2
- [34]. Modélisation d'un procédé de soudage GMAW Mr. KAHLA Sami