

**UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA**  
**Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la**  
**Communication**  
**Département d'Electronique et Télécommunication**



**Mémoire**  
**MASTER ACADEMIQUE**  
**Spécialité : Automatique**

Présenté par :

ALIOUANE Rahim

BEN DERRADJI Mohamed Mounib

Encadré par : Mr. DJELLAL Adel

**Thème**

**Etude et Commande des Systèmes Non-  
Linéaires : Système Twin Rotor**

Soutenu publiquement

Le : 7/06/2015

Devant le jury :

Mr. TIDJANI Zakaria	Président	MAA	UKM Ouargla
Mr. BENHELAL Belkhir	Examineur	MAA	UKM Ouargla
Dr. HAMIDA Mohamed Assaad	Examineur	MCB	UKM Ouargla

Année Universitaire : 2014 /2015

## REMERCIEMENTS

*Nous remercions notre bon Dieu de nous avoir guidé dans le chemin du savoir, à nos parents, à nos enseignants du primaire, du collège, du lycée et de l'université, qui nous ont supporté durant toute la durée nos études et de nous avoir donné cette richesse, le savoir, pour nous assurer une vie meilleure. Nos vifs remerciements vont en particulier à tous nos enseignants de l'université qui ont participé de près ou de loin à nous aider à l'application de nos connaissances acquises durant nos études dans l'élaboration de ce mémoire.*

*Nous tenons à exprimer notre grande reconnaissance et profonde gratitude à l'égard de :*

*Notre encadreur Monsieur DJELLAL Adel qui nous a témoigné tant de compréhension, encouragé et soutenu tout au long de la concrétisation de ce modeste travail.*

*Nos remerciements vont également à tout le corps enseignant du département d'Electronique.*

*Enfin, il nous est agréable d'exprimer nos meilleurs sentiments à Monsieur le Président du jury et à l'ensemble des membres du jury, qui ont bien voulu nous honorer de leurs présence et assister à la soutenance de notre mémoire afin d'évaluer notre travail.*

*Rahim et Mounib.*

## DEDICACES

*Je dédie ce travail à mes chers parents, qui ont toujours  
étaient présents et m'ont conseillé pour  
l'accomplissement de mes souhaits, et dont je suis fier,  
autant qu'ils peuvent l'être pour moi.*

*A mes chères sœurs Lynda et l'adorable Diana.*

*A mes oncles et tantes maternels et paternels qui ont  
été toujours à mes côtés.*

*A toute la famille Aliouane et Bedrat.*

*A mes amis Bachir, Wahid, Khaled, Ahmed et Fabyan.*

*A tous mes amis et collègues de la promotion 2014/2015*

*Rahim*

## DEDICACES

*Je dédie ce travail à mes chers parents, qui ont toujours  
étaient présents et m'ont conseillé pour  
l'accomplissement de mes souhaits, et dont je suis fier,  
autant qu'ils peuvent l'être pour moi.*

*A mon frère, mes sœurs et à mes cousins.*

*A mes oncles et tantes maternels et paternels qui ont  
été toujours à mes côtés.*

*A toute la famille Ben derradji et Bedja.*

*A mes amis Salah, Akram, Bilal, Issam et Imad.*

*A tous mes amis et collègues de l'automatique.*

*Mounib*

# Sommaire

Introduction Générale.....	5
Chapitre I : Des systèmes linéaires aux systèmes non linéaires	
I.1 Introduction .....	6
I.2 Un système .....	6
I.3 Système en boucle ouverte .....	7
I.4 Système en boucle fermée (asservissement) .....	8
I.5 Performances des systèmes asservis.....	10
I.5.1 Stabilité d'un système asservi .....	10
I.5.2 Précision d'un système asservi .....	12
I.5.3 Rapidité d'un système asservi.....	12
I.6 Corrections des systèmes asservis .....	13
I.6.1 Introduction.....	13
I.6.2 Spécifications.....	13
I.6.3 Principe de la correction des systèmes asservis .....	13
I.6.4 Les correcteurs classiques.....	14
I.7 Système linéaire.....	15
I.7.1 Introduction.....	15
I.7.2 Définition .....	16
I.7.3 Modèle des systèmes linéaires .....	16
I.7.4 Limitations des méthodes linéaires .....	17
I.8 Systèmes non linéaires .....	18
I.8.1 Définition .....	18
I.8.2 Méthodes d'études des systèmes asservis non linéaires .....	18
I.8.3 Modélisation .....	18
I.8.4 Linéarisation .....	19
I.9 Conclusion.....	20
Chapitre II : Les algorithmes génétiques et le système TRMS	
II.1 Introduction .....	21
II.2 Les algorithmes génétiques .....	21
II.2.1 Définition .....	21
II.2.2 Les éléments des algorithmes génétiques : .....	22
II.3 Le TRMS (Twin Rotor Multi Système): .....	24
II.3.1 Présentation du modèle .....	24

II.3.2	Description du TRMS .....	24
II.3.3	Modélisation du TRMS .....	28
II.4	Conclusion .....	33
Chapitre III : Travaux expérimentaux		
III.1	Introduction .....	34
III.2	Le choix Contrôleur PID .....	34
III.3	Identification de système par les algorithmes génétiques .....	35
III.4	Identification de système par la méthode ARMAX .....	38
III.5	Discussion.....	42
III.6	Conclusion.....	42
Conclusion générale .....		43
Bibliographie .....		44
Annexe .....		45

# Liste des figures

Figure I-1 : Schéma fonctionnel.....	6
Figure I-2: Commandes $e(t)$ et perturbations $d(t)$ .....	6
Figure I-3 : Organisation de la commande .....	7
Figure I-4 : Système en boucle ouverte.....	7
Figure I-5 : Système en boucle fermée.....	8
Figure I-6: Système à retour.....	8
Figure I-7: Système générateur d'écart.....	9
Figure I-8: Système amplificateur.....	9
Figure I-9 : Système bouclé .....	9
Figure I-10 : Dilemme d'un automatisme.....	10
Figure I-11 : Plan de bode d'un système .....	11
Figure I-12: Visualisation de l'erreur d'un système bouclé.....	12
Figure I-13 : deux systèmes apériodiques .....	12
Figure I-14 : Mise en place d'un correcteur.....	14
Figure I-15 : Principe de proportionnalité.....	16
Figure I-16: Principe de superposition .....	16
Figure II-1: TRMS .....	24
Figure II-2: Présentation du TRMS.....	25
Figure II-3: L'angle d'élévation $V$ et d'azimut $H$ . .....	26
Figure II-4: Les propulseurs du TRMS .....	26
Figure II-5: La base du TRMS .....	27
Figure II-6: Boitier Marche/ arrêt.....	27
Figure II-7: Schéma block du fonctionnement du propulseur.....	28
Figure II-8: Représentation des forces de gravité du TRMS .....	29
Figure II-10: Moment de la force aérodynamique dans le plan horizontal.....	32
Figure III-1 : graphe des erreurs des régulateur testés .....	35
Figure III-2 : Schéma Simulink du régulateur PID .....	35
Figure III-3: Modèle équivalent .....	36
Figure III-4: Résultat de l'approximation .....	37
Figure III-5: Résultat du test .....	38
Figure III-6: Résultat du modèle 1 .....	39
Figure III-7: Résultat du modèle 2 .....	40

Figure III-8:Résultat du modèle 3 .....	40
Figure III-9:Résultat du modèle 4 .....	41
Figure III-10:Résultat du modèle5 .....	41
Figure III-11: Schéma Simulink montre le raccordement du bloc PEM.....	42

## Liste des tableaux

Tableau III-1:Les paramètres des régulateurs PID testés.....	34
--	----



## Introduction Générale

Selon (Arzelier 2004), un système est constitué afin d'accomplir une tâche prédéfinie. Son état est affecté par une ou plusieurs variables, les entrées du système. Le résultat de l'action des entrées est la réponse du système qui peut être caractérisée par le comportement d'une ou plusieurs variables de sorties. L'action des entrées produit de manière causale des effets mesurés par les signaux de sortie.

En Automatique, le modèle mathématique d'un système dynamique est défini comme un ensemble d'équations qui représentent le comportement dynamique du système avec la précision souhaitée.

D'après (Jutten 2006) , les méthodes d'étude des systèmes linéaires sont très puissantes en raison des outils disponibles (algèbre linéaire, équations différentielles et systèmes différentiels linéaires, etc.). Malgré tout, se borner aux systèmes linéaires présente plusieurs limitations :

- Aucun système physique n'est complètement linéaire. Les méthodes linéaires ne sont donc applicables que dans un domaine de fonctionnement restreint.
- Certains systèmes sont impossibles à modéliser, même localement, avec des systèmes linéaires.
- Certains phénomènes ne peuvent pas être décrits par des modèles et méthodes linéaires.

Ce mémoire se compose de trois parties:

- 1) Une explication détaillée des systèmes asservis, en commençant par la définition d'un système, jusqu'à la linéarisation des systèmes non linéaires sur un point de fonctionnement.
- 2) Une définition détaillée des algorithmes génétiques ainsi qu'une présentation approfondie du système non linéaire "Twin Rotor Multi System".
- 3) Une présentation du travail expérimental appliqué sur le système non linéaire à deux rotors.

# I. Chapitre I : Des systèmes linéaires aux systèmes non linéaires

## I.1 Introduction

Ce chapitre présente une explication détaillée des systèmes asservis, en commençant par la définition d'un système, puis l'illustration des systèmes en boucle ouverte / fermée, puis l'asservissement en utilisant les correcteurs classiques (P, PI, PID) ainsi que les caractéristiques des systèmes asservis (rapidité, stabilité, précision). Finalement, les systèmes linéaires et non linéaires ont été définis en détail, ainsi que la linéarisation des systèmes non linéaires autour d'un point de fonctionnement.

## I.2 Un système

Selon (Arzelier 2004), Un système, agrégation d'éléments interconnectés, est constitué naturellement ou artificiellement afin d'accomplir une tâche prédéfinie. Son état est affecté par une ou plusieurs variables, les entrées du système. Le résultat de l'action des entrées est la réponse du système qui peut être caractérisée par le comportement d'une ou plusieurs variables de sorties. Le système complet ou un des éléments le composant est généralement représenté schématiquement par un schéma fonctionnel consistant en un rectangle auquel les signaux d'entrée représentés par des flèches entrantes sont appliqués. L'action des entrées produit de manière causale des effets mesurés par les signaux de sortie représentés par des flèches sortantes. Notons ainsi que la notion de système est indissociable de celle de signal.

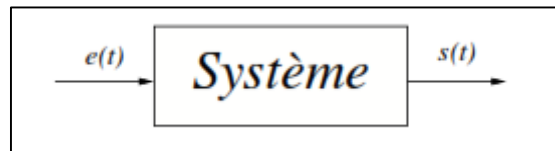


Figure I-1: Schéma fonctionnel

Les entrées affectant un système peuvent être de nature différente. Les unes ont pour but d'exercer des actions entraînant le fonctionnement souhaité du système; ce sont les commandes. Les autres entrées troublent le fonctionnement désiré et sont définies comme des perturbations.

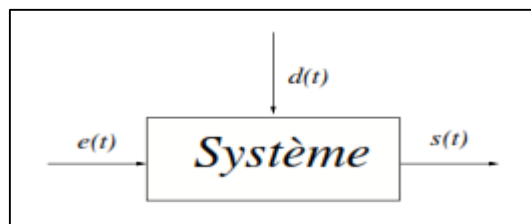


Figure I-2: Commandes  $e(t)$  et perturbations  $d(t)$

## Elaboration de la commande

Le schéma ci-dessous illustre l'organisation de la commande :

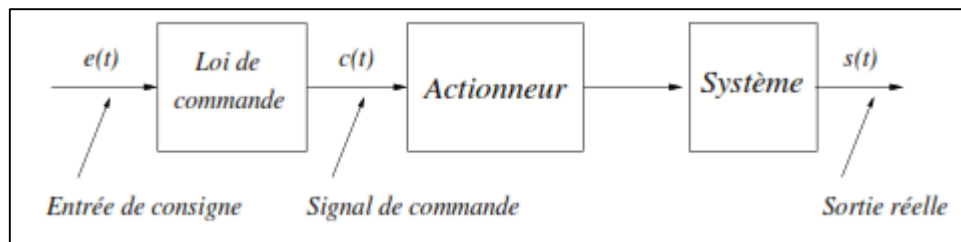


Figure I-3 : Organisation de la commande

### ➤ La consigne :

C'est une grandeur d'origine théorique qui peut se présenter sous deux formes :

- Signal analogique : par exemple la tension de sortie d'un potentiomètre.
- Information numérique : contenu d'une variable informatique

### ➤ Le bloc de commande :

C'est l'organe permettant de traduire la consigne en une grandeur de commande compatible avec le système.

C'est par exemple, un amplificateur suiveur de puissance pour la commande de vitesse d'un moteur à courant continu.

### ➤ La commande :

C'est la grandeur susceptible de changer l'état du système et en particulier l'état de la sortie. (Rotella 2003)

## I.3 Système en boucle ouverte

Selon (Jutten 2006), un système est en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie : il n'y a pas de feedback.

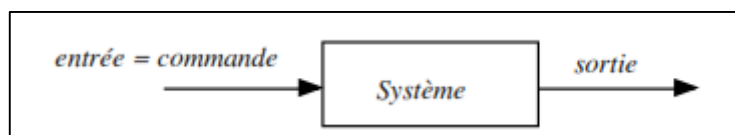


Figure I-4 : Système en boucle ouverte

### Inconvénients de la boucle ouverte (Rotella 2003) :

- Correction impossible : N'ayant aucune information sur la sortie, l'opérateur ne peut élaborer aucune stratégie d'ajustement pour obtenir la sortie désirée.

- Sensibilité aux perturbations : En admettant que la sortie soit conforme à la consigne une perturbation peut, à un moment donné, affecter la sortie L'opérateur "aveugle" ne pourra corriger cette situation.

#### I.4 Système en boucle fermée (asservissement)

##### A. Définition 1 (Jutten 2006)

Le système est dit en boucle fermée quand la commande est en fonction de la consigne (la valeur souhaitée en sortie) et de la sortie. Pour observer les grandeurs de sortie, on utilise des capteurs. C'est l'information de ces capteurs qui va permettre d'élaborer la commande

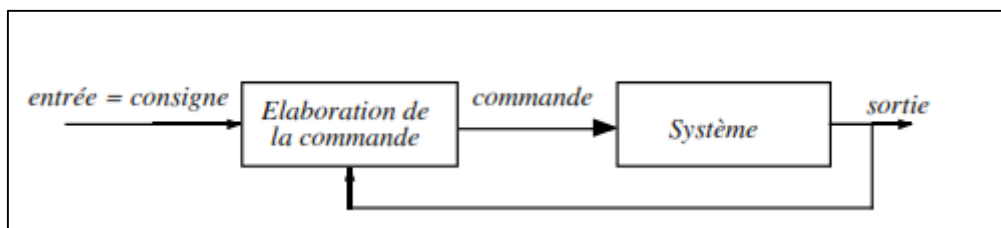


Figure I-5 : Système en boucle fermée

##### B. Définition 2 (Systèmes Asservis. Correction 2007)

Un système à commande en boucle fermée peut être défini par les trois propositions suivantes:

##### Proposition 1

C'est un système à retour, c'est-à-dire que le système de commande va prendre en compte les valeurs obtenues en sortie pour élaborer les nouvelles consignes à injecter en entrée du système.

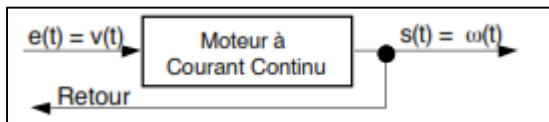


Figure I-6: Système à retour

##### Proposition 2

C'est un système générateur d'écart : l'image de la variable de sortie est comparée à celle de la grandeur d'entrée par élaboration d'une différence ou écart. Le but de l'asservissement est de tendre vers l'annulation en permanence de cet écart de manière que la sortie "suive" l'entrée.

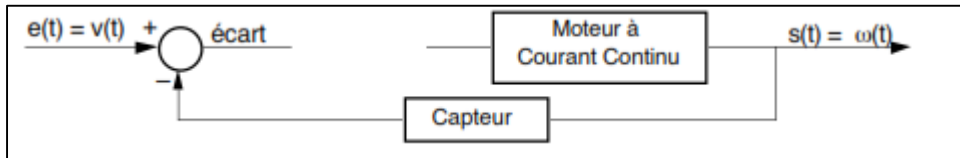


Figure I-7: Système générateur d'écart

**Proposition 3**

C'est un système amplificateur, en effet l'écart est une grandeur d'autant plus faible que l'on s'approche de la valeur de consigne, elle devient alors insuffisante pour maintenir un signal de puissance en sortie. L'écart doit donc être amplifié.

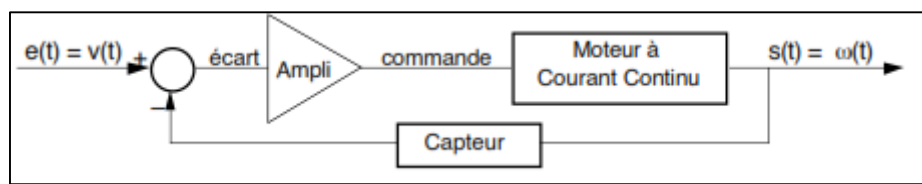


Figure I-8: Système amplificateur

**A. Fonction de transfert en boucle fermée relative à l'entrée principale**

Considérons le système bouclé représenté par le diagramme ci-dessous.

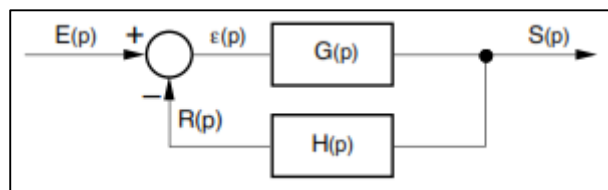


Figure I-9 : Système bouclé

$G(p)$  représente la fonction de transfert de la chaîne directe et  $H(p)$  la fonction de transfert de la chaîne de retour.

Suivant la nature de la fonction de transfert  $H(p)$  de la chaîne de retour, on emploie les expressions : de retour unitaire si  $H(p) = 1$ , de retour réel si  $H(p) = C^{te}$  et de retour complexe dans les autres cas.

Le retour unitaire correspond au cas particulier d'un processus dont la dynamique est lente (processus thermique par exemple) et dont la chaîne de retour est constituée d'un capteur. Dans ce cas, le temps de réponse du capteur peut être négligé devant celui du processus.

On appelle fonction de transfert (ou transmittance) en boucle fermée le rapport  $F(p) = S(p)/E(p)$  qui se détermine de manière suivante :

$$\epsilon(p) = E(p) - R(p)$$

$$R(p) = H(p) S(p)$$

$$S(p) = G(p) \varepsilon(p)$$

$$\Rightarrow S(p) = G(p) [E(p) - H(p) S(p)]$$

On en déduit immédiatement le rapport cherché :

$$F(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{G(p)}{1 + H(p) G(p)}$$

On utilise souvent la mnémonique FTBF pour désigner cette transmittance.

Des trois relations ci-dessus, on établit rapidement la relation:

$$\frac{\varepsilon(p)}{E(p)} = \frac{1}{1 + H(p) G(p)}$$

(Systèmes Asservis. Correction 2007)

## I.5 Performances des systèmes asservis

Un système asservi doit satisfaire simultanément plusieurs propriétés : une bonne stabilité, une bonne précision, une bonne rapidité, être insensible aux perturbations, ...

Le concepteur d'un automatisme est donc conduit à résoudre le dilemme, représenté par la figure ci-dessous, d'une bonne stabilité et d'une bonne précision. (Systèmes Asservis. Correction 2007)

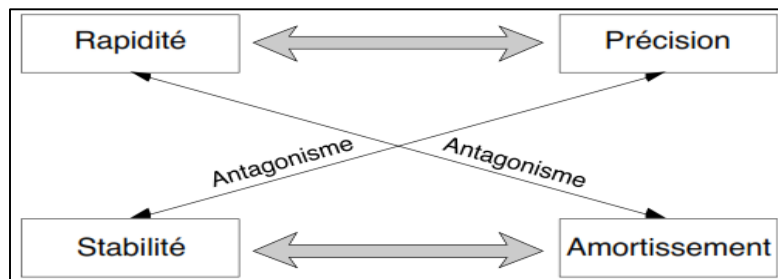


Figure I-10 : Dilemme d'un automatisme

### I.5.1 Stabilité d'un système asservi

#### A. Définition

Un système asservi instable devient un oscillateur, ce qui se traduit par des variations importantes de la sortie et peut amener à la dégradation du système (casse mécanique par exemple).

Il est donc important de prévoir à quelles conditions ce système bouclé sera stable. On dispose pour cela de deux outils, l'un mathématique, l'autre graphique.

#### B. Critère Mathématique de stabilité

- Système du 1<sup>er</sup> ordre :  $H(p) = \frac{H_0}{1+\tau p}$

H(p) est stable si  $\tau > 0$ .

➤ Un système physique du 1<sup>er</sup> ordre sera toujours stable car il possède, en principe, une constante de temps  $\tau$  strictement positive.

• Système du 2<sup>ème</sup> ordre : 
$$H(p) = \frac{H_0}{1 + \frac{2m}{\omega_0}p + \left(\frac{p}{\omega_0}\right)^2}$$

H(p) est stable si 
$$\begin{cases} \omega_0 > 0 \\ m > 0 \end{cases}$$

➤ Un système physique du 2<sup>ème</sup> ordre sera toujours stable car il possède, en principe, des constantes m et  $\omega_0$  strictement positives.

Par contre, le système pourra tendre vers l'instabilité lorsque m se rapproche de zéro.

La réponse du système sera du type " oscillations peu amorties " mais amorties quand même.

➤ Un système caractérisé par m = 0 est un oscillateur et sa sortie sera de forme sinusoïdale.

(Muller 2002)

**C. Critère graphique de stabilité**

On trace, dans le plan de Bode, le diagramme de la fonction de transfert de la boucle ouverte

$T_{BO}(p) = K(p)*C(p)*G(p)$

Où

K(p): Le capteur

C(p): Le régulateur

G(p): Le système

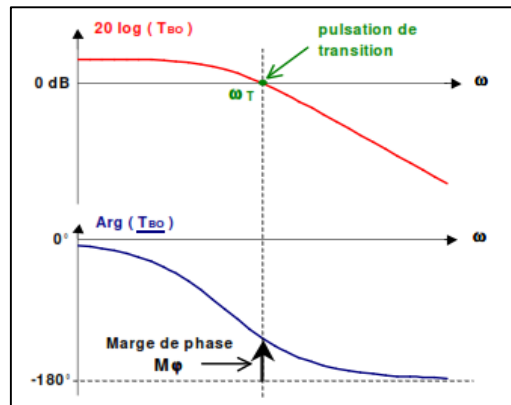


Figure I-11 : Plan de bode d'un système

Le système devient instable lorsqu'il produit un déphasage de 180°, il y a alors inversion de signe et le comparateur va additionner la mesure au lieu de la soustraire à la consigne.

Le système s'emballe et devient instable.

On définit donc la marge de phase  $M\phi = 180^\circ - arg [T_{BO}(j\omega_t)]$

La pulsation de transition  $\omega_T$  correspond à  $T_{BO} = 1$  ou  $20\log T_{BO} = 0$ .

**Critère de stabilité :** Pour obtenir une **stabilité suffisante**, on s'impose une marge de phase supérieure à 45°:  $M\phi > 45^\circ \Rightarrow$  **stabilité suffisante**. (Bissieres 2002)

### I.5.2 Précision d'un système asservi

Selon (Muller 2002), la précision est une propriété fondamentale pour un système asservi. En effet, un système qui se révèle précis à tout instant et en toutes circonstances présentera en matière de stabilité, d'amortissement et de rapidité toutes les qualités souhaitées.

L'objectif d'un système asservi est de donner une grandeur de sortie  $y(t)$  aussi voisine que possible de la consigne  $y_e(t)$ .

L'organe d'affichage donne une tension  $x(t)$  telle que :  $x(t) = K \cdot y_e(t)$

et le capteur fournit le signal  $x_r(t)$  tel que :  $x_r(t) = K \cdot y(t)$

Le signal d'erreur  $e(t)$  en sortie du comparateur vaut :  $e(t) = x(t) - x_r(t)$

On appelle alors **erreur** la grandeur  $\varepsilon$  définie par :  $\varepsilon(t) = y_e(t) - y(t)$

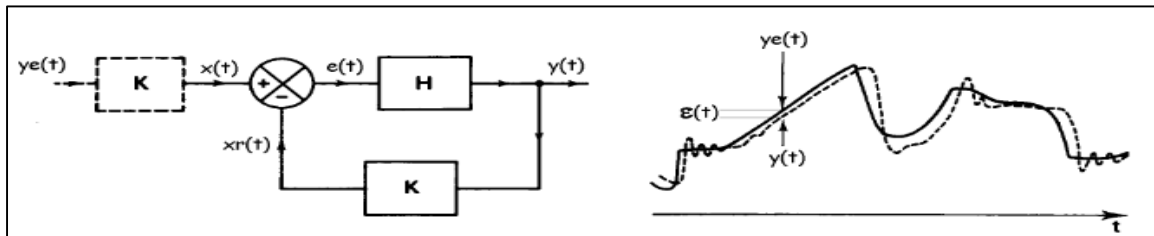


Figure I-12: Visualisation de l'erreur d'un système bouclé.

### I.5.3 Rapidité d'un système asservi

Un système est rapide si son temps de réponse est jugé satisfaisant.

Rappel : Le temps de réponse à 5% d'un système est le temps mis pour que sa sortie atteigne et reste dans l'intervalle [95% ; 105%] de la valeur finale stabilisée. (Bissieres 2002)

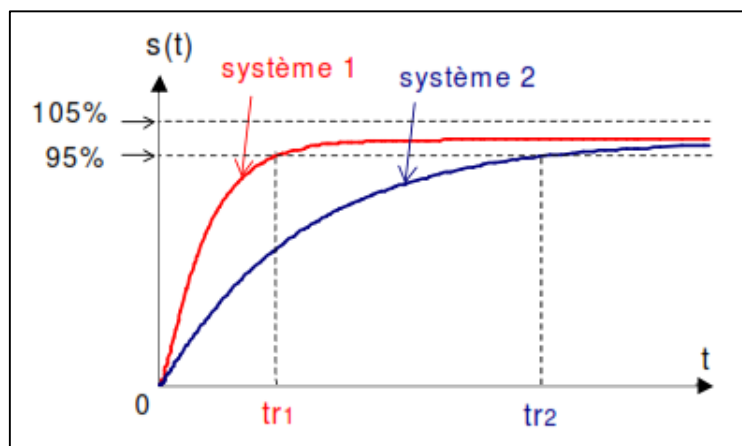


Figure I-13: Graphe montre deux systèmes apériodiques



## **I.6 Corrections des systèmes asservis**

### **I.6.1 Introduction**

Lors de la conception d'un asservissement, on rencontre deux types de problèmes :

- Assurer une réponse acceptable pour des consignes d'entrée définies en fonction du temps (exemple suivi d'un cycle de température lors d'une opération de traitement thermique)
- Fournir des caractéristiques fréquentielles (gains, déphasage) demandées dans une bande de fréquences donnée (exemple asservissement du mouvement d'un haut-parleur).

On impose par conséquent les qualités d'un asservissement en termes de spécifications temporelles dans le premier cas et en spécifications fréquentielles dans le second cas.

### **I.6.2 Spécifications**

Les spécifications imposées pour les systèmes asservis sont formulées soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel, avec des règles simples de passage entre ces deux domaines. Elles concernent généralement les trois critères suivants, caractéristiques pour les systèmes asservis :

- La précision en régime établi (écart de position, de vitesse) ;
- La rapidité (temps de réponse, bande passante) ;
- L'allure de la réponse (régime transitoire peu oscillant, courbe de réponse en fréquence plate).

### **I.6.3 Principe de la correction des systèmes asservis**

La stabilité est principalement définie pour les pulsations élevées proches de la fréquence de résonance, tandis que la précision statique se définit plutôt pour les faibles pulsations. Pour résoudre les problèmes d'antagonismes des réglages sur la stabilité et la précision, on exploite les remarques ci-dessus. Les composants que l'on sera amené à installer dans la boucle d'asservissement agiront sur des bandes de fréquences distinctes.

Les correcteurs peuvent se placer dans la boucle d'asservissement soit en cascade (en série) avec les autres fonctions de transfert ou en parallèle avec l'une des fonctions de transfert de la chaîne directe. Mais toujours avant un étage de puissance, afin qu'ils ne consomment et ne modifient pas l'étude globale des puissances du système. (Systèmes Asservis. Correction 2007)

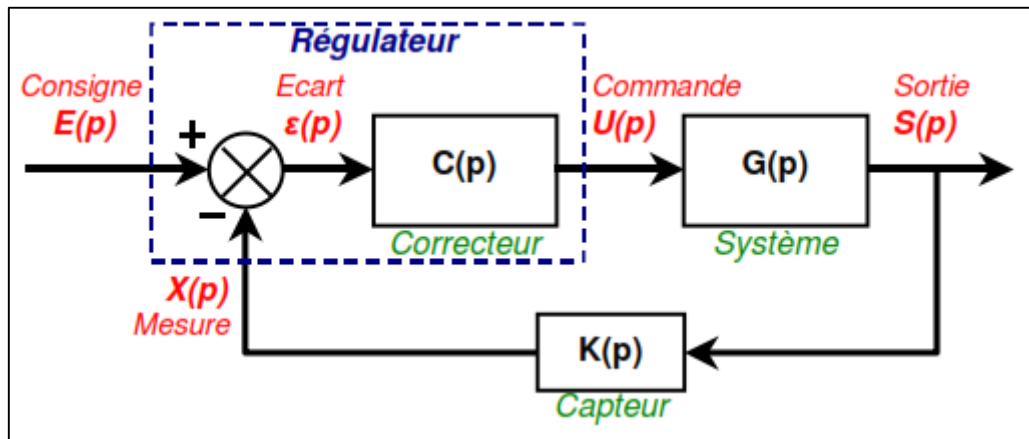


Figure I-14: Mise en place d'un correcteur

### I.6.4 Les correcteurs classiques

Selon (Bissieres 2002), ces correcteurs font apparaître une ou plusieurs des trois formes élémentaires de correction l'action proportionnelle P, l'action intégrale I ou l'action dérivée D.

#### A. L'action proportionnelle P

On dit qu'une correction est proportionnelle lorsque le signal de commande  $\epsilon_c(t)$  est proportionnel au signal d'écart  $\epsilon(t)$ . La fonction de transfert  $C(p)$  du correcteur proportionnel est alors une constante. On peut écrire:

$$\epsilon_c(t) = K_1 \epsilon(t) \quad C(p) = K_1$$

#### B. L'action intégrale I

On dit qu'une correction est intégrale lorsque le signal de commande  $\epsilon_c(t)$  est proportionnel à l'intégrale du signal d'écart  $\epsilon(t)$ . La fonction de transfert  $C(p)$  du correcteur à action intégrale s'écrit :

$$\epsilon_c(t) = K_2 \int_0^t \epsilon(t) dt \quad C(p) = \frac{K_2}{\tau p}$$

#### C. L'action dérivée D

On dit qu'une correction est dérivée lorsque le signal de commande  $\epsilon_c(t)$  est proportionnel à la dérivée du signal d'écart  $\epsilon(t)$ . La fonction de transfert  $C(p)$  du correcteur à action dérivée s'écrit:

$$\epsilon_c(t) = K_3 \frac{d\epsilon(t)}{dt} \quad C(p) = K_3 \tau p$$

#### D. Correcteur à action proportionnel intégral PI

- Il augmente le gain en basse fréquence sans déstabiliser le système asservi, il améliore donc la précision.
- Il peut même annuler l'erreur statique.

$$C(p) = K \left(1 + \frac{1}{\tau_i p}\right)$$

### E. Correcteur à action proportionnel dérivé PD

- Il augmente la marge de phase et stabilise le système asservi.
- Il peut aussi augmenter la rapidité.

$$C(p) = K (1 + \tau_d p)$$

### F. Correcteur à action proportionnel intégral et dérivé PID

Il combine l'action des correcteurs précédents pour améliorer les performances globales du système asservi.

$$C(p) = K_p + \frac{I}{p} + D \cdot p$$

## I.7 Système linéaire

### I.7.1 Introduction

Le processus de développement d'un modèle mathématique constitue le lien entre réalité et théorie mathématique. Le modèle ne doit pas être trop simpliste au risque de ne pas représenter la réalité mais doit être suffisamment simple pour ne pas rendre inutilement complexes les étapes d'analyse des propriétés du système et de synthèse des régulateurs. La phase de modélisation est donc essentielle dans le processus d'analyse et de synthèse d'un système de commande.

En Automatique, le modèle mathématique d'un système dynamique est défini comme un ensemble d'équations qui représentent le comportement dynamique du système avec la précision souhaitée. Le processus de modélisation consiste premièrement en l'identification du système et de ses composants élémentaires. Le modèle mathématique idéal est obtenu en écrivant les lois physiques régissant le comportement du système.

Quelle que soit la nature physique du système à 'étudier, cette étape résulte en l'écriture des équations différentielle et algébriques (linéaires, non linéaires, à coefficients constants ou variant dans le temps) qui forment l'expression mathématique du comportement idéal du système. Un certain nombre d'hypothèses de travail sont ainsi formulées définissant la classe des modèles utilisés. L'ultime phase consiste alors à mettre en œuvre des méthodes d'analyse permettant le passage de ces modèles mathématiques vers des modèles particulièrement dédiés à l'Automatique. (Arzelier 2004)

**I.7.2 Définition**

Un système linéaire est un objet du monde matériel qui peut être décrit par des équations linéaires (équations linéaires différentielles ou aux différences), ou encore qui obéit au principe de superposition (Arzelier 2004)

**A. Principe de proportionnalité:**

Si  $s(t)$  est la réponse à l'entrée  $e(t)$  alors  $\lambda \times s(t)$  est la réponse à l'entrée  $\lambda \times e(t)$ .

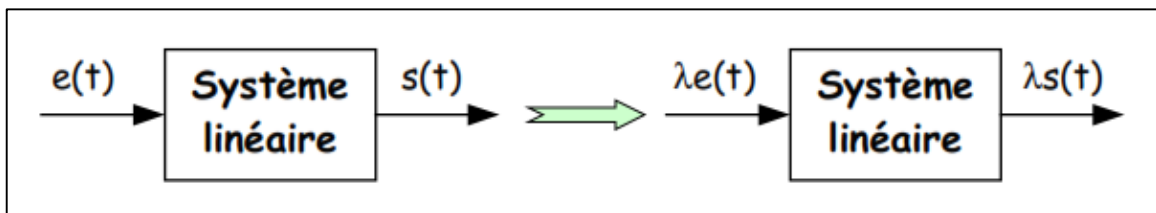


Figure I-15: Principe de proportionnalité

**B. Principe de superposition:**

Si  $s_1(t)$  est la réponse à l'entrée  $e_1(t)$  et  $s_2(t)$  est la réponse à l'entrée  $e_2(t)$  alors  $[s_1(t) + s_2(t)]$  est la réponse à l'entrée  $[e_1(t) + e_2(t)]$ .

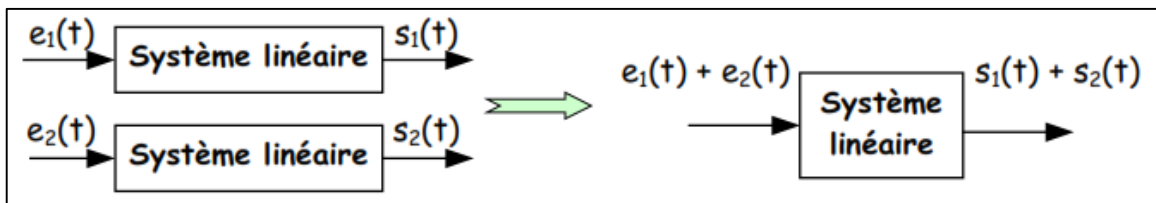


Figure I-16: Principe de superposition

**I.7.3 Modèle des systèmes linéaires**

**A. Equation différentielle**

Un système linéaire d'entrée  $x(t)$  et de sortie  $y(t)$  est régi par une équation différentielle à coefficients constants du type :

$$a_n y^{(n)} + \dots + a_1 y' + a_0 y = b_m x^{(m)} + \dots + b_1 x' + b_0 x$$

Avec  $m \leq n$

**B. Fonction de transfert**

Si on écrit la transformation de la Laplace de l'équation différentielle à des conditions initiales nulles on trouve :

$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$  Appelée fonction de transfert ou transmittance du système :

$$G(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}$$

Le but de cette représentation est de pouvoir déterminer les caractéristiques de la sortie  $Y(s)$  connaissant la fonction de transfert  $G(s)$  du système et le signal d'entrée  $X(s)$

### C.Représentation d'état:

Une représentation d'état permet de modéliser un système sous forme matricielle en utilisant des variables d'état.

La représentation d'état d'un système linéaire, quand il est à temps continu, s'écrit de la manière suivante

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

A: matrice d'état, B: matrice de commande (d'entrée),

C:matrice de mesure (sortie), D : matrice de transfert directe

$x(t)$ : vecteur d'état,  $u(t)$ : vecteur d'entrée

$y(t)$ : vecteur de sortie

### I.7.4 Limitations des méthodes linéaires

D'après (Jutten 2006) , les méthodes d'étude des systèmes linéaires sont très puissantes en raison des outils disponibles (algèbre linéaire, équations différentielles et systèmes différentiels linéaires, etc.). Malgré tout, se cantonner aux systèmes linéaires présente plusieurs limitations:

– Aucun système physique n'est complètement linéaire. Les méthodes linéaires ne sont donc applicables que dans un domaine de fonctionnement restreint.

– Certains systèmes sont impossibles à modéliser, même localement, à des systèmes linéaires.

Un exemple simple est le relais, que ce soit sous sa forme électromagnétique ancienne ou sous sa forme électronique (transistor en commutation, thyristor, etc.).

– Certains phénomènes ne peuvent pas être décrits par des modèles et méthodes linéaires. Par exemple :

1. la précision limitée due au seuil alors que la théorie classique prévoit une précision parfaite si le système comporte un intégrateur pur,

2. le phénomène de pompage caractérisé par des oscillations périodiques, alors que la théorie linéaire ne prévoit que des états stables ou instables.

## I.8 Systèmes non linéaires

### I.8.1 Définition

Un système non linéaire est un système qui n'est pas linéaire, c'est-à-dire (au sens physique) qui ne peut pas être décrit par des équations différentielles linéaires à coefficients constants.

(Jutten 2006)

### I.8.2 Méthodes d'études des systèmes asservis non linéaires

Pour asservir de tels systèmes, il est bien entendu nécessaire de prendre en compte ces phénomènes non linéaires. Nous présenterons deux méthodes classiques pour analyser l'évolution d'un système asservi à partir d'hypothèses limitatrices

La méthode du premier harmonique est une généralisation de la méthode harmonique classique utilisée pour les systèmes linéaires. Le principe consiste à réaliser une linéarisation dans le domaine fréquentiel afin de généraliser la notion de fonction de transfert au cas non linéaire. C'est une méthode approchée qui s'applique pour des systèmes à une non-linéarité séparable et qui suppose que la partie linéaire du système asservi se comporte comme un filtre passe-bas.

La méthode du plan de phase est un cas particulier (2eme ordre) de la méthode très générale de l'espace de phase. Cette méthode est rigoureuse et permet d'étudier des systèmes non linéaires quelconques. En revanche, il est souvent difficile de trouver les solutions de façon analytique. L'intérêt actuel de cette méthode est lié à la puissance des calculateurs, qui permettent d'intégrer numériquement les équations et de calculer soit numériquement soit graphiquement les solutions. (Jutten 2006)

### I.8.3 Modélisation

Les lois de la physique qui régissent ou décrivent le comportement d'un système ont l'inconvénient d'être non linéaires. Il suffit par exemple de songer au phénomène de saturation présent dans tout actionneur ou capteur. Rappelons qu'un fonctionnement est non linéaire lorsque la multiplication de l'entrée par une constante arbitraire ne conduit pas à une évolution de la sortie dans la même proportion et qu'une fonction  $f(x)$  est linéaire lorsqu'elle s'écrit  $f(x) = Ax$ , où  $A$  est une matrice constante. Bien qu'il existe des méthodes de synthèse propres aux systèmes non linéaires, celles-ci sont lourdes à mettre en œuvre, sont bien souvent des extensions des méthodes développées dans le cas des systèmes linéaires et se pose le difficile problème de l'observation des variables internes. C'est la raison pour laquelle ce que nous allons développer ici le sera dans le cadre des systèmes linéaires et bien sûr la première étape va donc être l'obtention d'un modèle linéaire à partir des équations de fonctionnement du système. (Rotella 2003)

### I.8.4 Linéarisation

Considérons un processus décrit par les équations non linéaires :

$$\left. \begin{aligned} \varphi(\dot{x}(t), x(t), u(t)) &= 0 \\ \omega(y(t), x(t), u(t)) &= 0 \end{aligned} \right\} (1)$$

où  $u(t)$ ,  $y(t)$  et  $x(t)$  représentent respectivement les variables d'entrée, de sortie et les variables internes du processus. Linéariser ce système consiste à en chercher un modèle qui localement vérifie la propriété de linéarité :

si  $u_1(t)$  donne  $y_1(t)$  et  $u_2(t)$  donne  $y_2(t)$

alors

si  $\lambda u_1(t) + \mu u_2(t)$  donne  $\lambda y_1(t) + \mu y_2(t)$ .

Pour y parvenir, nous allons considérer le système autour d'un équilibre, qui peut être constant ou pas et cela avec un point de fonctionnement. Le modèle linéaire obtenu ne sera donc pas entre les variables initiales mais entre les écarts de ces variables.

Soit  $y = f(x, z)$  une fonction non linéaire algébrique alors autour du point d'équilibre  $(x_e, y_e, z_e)$  défini par :  $y_e = f(x_e, z_e)$

On a la série de Taylor :

$$y = f(x_e, z_e) + \left[ \frac{\delta f(x, z)}{\delta x} \right]_{x_e, z_e} (x - x_e) + \left[ \frac{\delta f(x, z)}{\delta z} \right]_{x_e, z_e} (z - z_e)$$

Tronquée après les termes du premier ordre, on a entre les variables d'écart

$$\delta x = x - x_e$$

$$\delta y = y - y_e$$

$$\delta z = z - z_e$$

$$\text{La loi linéarisée : } \delta y = \left[ \frac{\delta f(x, z)}{\delta x} \right]_{x_e, z_e} \delta x + \left[ \frac{\delta f(x, z)}{\delta z} \right]_{x_e, z_e} \delta z$$

Nous allons appliquer ce principe sur le système (1), pour lequel un point d'équilibre constant  $E = (x_e, y_e, z_e)$  est défini par  $\dot{x}_e = 0$  et :

$$\varphi(0, x_e, u_e) = 0$$

$$\omega(y_e, x_e, u_e) = 0$$

L'utilisation de variables d'écart:

$$\delta x = x - x_e$$

$$\delta y = y - y_e$$

$$\delta u = u - u_e$$

Et un développement limité au premier ordre de (1) donne :

$$\underbrace{\varphi(\dot{x}(t), x(t), u(t))}_0 = \underbrace{\varphi(0, x_e, u_e)}_0 + \left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E \delta\dot{x}(t) + \left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\mu} \right]_E \delta x(t) + \left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\tau} \right]_E \delta y(t)$$

$$\underbrace{\omega(y(t), x(t), u(t))}_0 = \underbrace{\omega(y_e, x_e, u_e)}_0 + \left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E \delta y(t) + \left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\mu} \right]_E \delta x(t) + \left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\tau} \right]_E \delta y(t)$$

Comme :  $\delta\dot{x}(t) = \frac{\partial\delta x(t)}{\partial t}$ , lorsque  $\left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E$  et  $\left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E$  sont régulières, on obtient

l'équation linéarisée autour du point de fonctionnement :

$$\delta\dot{x}(t) = A\delta x(t) + B\delta u(t)$$

$$\delta y(t) = C\delta x(t) + D\delta u(t)$$

Avec :

$$A = - \left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E^{-1} \left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\mu} \right]_E, \quad B = - \left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E^{-1} \left[ \frac{\delta\varphi(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\tau} \right]_E$$

$$C = - \left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E^{-1} \left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\mu} \right]_E, \quad D = - \left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\sigma} \right]_E^{-1} \left[ \frac{\delta\omega(\sigma, \mu, \tau)}{\delta\tau} \right]_E$$

Cette relation est appelée équation d'état car elle ne fait apparaître que des dérivées d'ordre 1.

(Rotella 2003)

## I.9 Conclusion

Ce chapitre a donné une explication bien détaillée des systèmes asservis à partir des systèmes linéaires vers les systèmes non linéaires et leur linéarisation.

Le chapitre suivant présente les outils utilisés dans notre travail, à savoir, les algorithmes génétiques et le TRMS (Twin Rotor Multi System).



## II. Chapitre II : Les algorithmes génétiques et le système TRMS

### II.1 Introduction

Ce chapitre parle sur les algorithmes génétiques et leur intérêt dans l'approximation des systèmes non linéaires. En plus, ce chapitre illustre avec détail le système non linéaire utilisé dans le travail expérimental, à savoir le Twin Rotor Multi System, qui est un système non linéaire à deux entrées et deux sorties couplées.

### II.2 Les algorithmes génétiques

#### II.2.1 Définition

Les algorithmes génétiques (AG) appartiennent à la famille des algorithmes évolutionnistes. Leur but est d'obtenir une solution approchée à un problème d'optimisation, lorsqu'il n'existe pas de méthode exacte (ou que la solution est inconnue) pour le résoudre en un temps raisonnable. Les algorithmes génétiques utilisent la notion de sélection naturelle et l'appliquent à une population de solutions potentielles au problème donné. La solution est approchée par « bonds » successifs, comme dans une procédure de séparation et évaluation, à ceci près que ce sont des formules qui sont recherchées et non plus directement des valeurs. (Wikipédia 2015)

L'algorithme génétique (AG) est un algorithme de recherche basé sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Il combine une stratégie de "survie des plus forts" avec un échange d'information aléatoire mais structuré. Pour un problème pour lequel une solution est inconnue, un ensemble de solutions possibles est créé aléatoirement. On appelle cet ensemble la population. Les caractéristiques (ou variables à déterminer) sont alors utilisées dans des séquences de gènes qui seront combinées avec d'autres gènes pour former des chromosomes et par après des individus. Chaque solution est associée à un individu, et cet individu est évalué et classifié selon sa ressemblance avec la meilleure, mais encore inconnue, solution au problème. Il peut être démontré qu'en utilisant un processus de sélection naturelle inspiré de Darwin, cette méthode convergera graduellement à une solution.

Comme dans les systèmes biologiques soumis des contraintes, les meilleurs individus de la population sont ceux qui ont une meilleure chance de se reproduire et de transmettre une partie de leur héritage génétique à la prochaine génération. Une nouvelle population, ou génération, est alors créée en combinant les gènes des parents. On s'attend à ce que certains individus de la nouvelle génération possèdent les meilleures caractéristiques de leurs deux parents, et donc qu'ils seront meilleurs et seront une meilleure solution au problème. Le nouveau groupe (la nouvelle génération) est alors soumis aux mêmes critères de sélection, et après génère ses propres rejetons. Ce processus est répété plusieurs fois, jusqu'à ce que tous les individus

possèdent le même héritage génétique. Les membres de cette dernière génération, qui sont habituellement très différents de leurs ancêtres, possèdent de l'information génétique qui correspond à la meilleure solution au problème,

L'algorithme génétique de base comporte trois opérations simples qui ne sont pas plus compliquées que des opérations algébriques :

- Sélection
- Reproduction
- Mutation (Cormier 1993)

## II.2.2 Les éléments des algorithmes génétiques :

### A. Codage d'individus :

Avant de passer à l'explication des différents processus génétiques, il faut tout d'abord expliquer le codage des individus. La procédure normale pour coder un algorithme génétique ayant plusieurs paramètres est de coder chaque paramètre comme une séquence de bits.

Les séquences sont ensuite tronquées l'une après l'autre pour former une grande séquence, le chromosome, qui représente le vecteur des paramètres. Chaque séquence du vecteur total représente un gène, et la valeur de chaque gène est un allèle.

Exemple : Soit un vecteur  $x$  composé de trois paramètres  $x_1$ ,  $x_2$ , et  $x_3$ , codés à 4 bits.

$$x_1 = 0011$$

$$x_2 = 1010$$

$$x_3 = 0100$$

La séquence totale serait la suivante :  $x = (0011 | 1010 | 0100)$

Un chiffre codé en binaire dans ce cas ne représente pas une valeur spécifique mais plutôt un intervalle. Par exemple, si on code des valeurs de 0 à 1 à l'aide de 5 bits, le chiffre 11111 représente l'intervalle de  $31/32$  à  $32/32$ , plutôt que la valeur de  $31/32$  exactement.

### B. Opérateurs génétiques:

**A. Sélection:** Processus où les individus sont copiés selon la valeur de leur fonction objective  $f$ . On peut décrire la fonction  $f$  comme une mesure de profit, utilité ou qualité que l'on veut maximiser (minimiser). Si on copie des individus selon leur valeur  $f$  ceci implique que les individus ayant des valeurs plus élevées ont une plus grande probabilité de contribuer des rejetons à la prochaine génération. Ceci correspond à une version artificielle de la "survie des plus forts" (survival of the fittest) de Darwin.

L'implantation de la sélection peut se faire de plusieurs façons. La plus facile est peut-être la roue de roulette biaisée où la probabilité de reproduction d'un individu dépend de sa valeur par rapport au total des valeurs de la population.

**B. Reproduction :** Processus où de nouveaux individus sont formés à partir de parents. Ces nouveaux individus, les rejetons, sont formés en effectuant un croisement entre deux parents. On choisit une position aléatoire  $k$  entre  $[1; L-1]$  où 'L' est la longueur de l'individu. Le croisement se fait en échangeant les bits de la position  $k + 1$  à  $L$ .

Exemple : Soit  $k = 4$  pour deux parents (P1 et P2) codés à 5 bits (donc  $L = 5$ ). Les rejetons sont O1 et O2.

$$P1 = 0110|1 \quad O1 = 01100$$

$$P2 = 1100|0 \quad O2 = 11001$$

On voit bien l'échange qui s'est produit ici, le bit 5 ( $k + 1$ ) a passé d'un individu à l'autre, pour ainsi former deux nouveaux individus (O1 and O2).

On voit bien l'échange qui s'est produit ici, le bit 5 ( $k + 1$ ) a passé d'un individu à l'autre, pour ainsi former deux nouveaux individus (O1 and O2).

Ce sont ces deux opérations, la sélection et la reproduction, qui sont à la base des algorithmes Génétiques. Ceci peut paraître simple à première vue, puisque aucune opération mathématique complexe n'a été effectuée. Mais on peut comparer le processus précédent à l'innovation humaine : souvent, les découvertes n'arrivent pas par chance. Elles sont le résultat d'un échange d'idées qui crée d'autres idées et finalement mènent à une solution désirée.

**C. Mutation :** Processus aléatoire où un bit change de valeur. Ce processus joue un rôle secondaire dans l'algorithme génétique, mais il est quand même important. La mutation assure qu'aucun point dans l'espace de recherche à une probabilité nulle d'être atteint.

Exemple : mutation du bit 2.

$$A1 = 00101 \rightarrow A'1 = 01101$$

Une explication plus complète de ces phénomènes ainsi qu'une preuve théorique de leur performance sont disponibles dans le livre de Goldberg. (Cormier 1993)

## II.3 Le TRMS (Twin Rotor Multi Système):

### II.3.1 Présentation du modèle

Le modèle étudié est le TRMS se référant à Twin Rotor Mimo System. C'est un système non linéaire à deux entrées modélisant un hélicoptère. Le concept est fourni par la société Feedback spécialisée dans la conception d'équipements d'ingénierie.

L'appareil est contrôlé par un logiciel fonctionnant sous Matlab. L'acquisition des signaux et l'envoi des commandes sont faits via les cartes d'acquisition de la compagnie Adventch. (Madani 2007)



Figure II-1: TRMS

### II.3.2 Description du TRMS

Le TRMS est un système multi-variable à deux entrées et deux sorties (MIMO), les deux sorties sont l'angle d'élévation  $V$  et l'angle d'azimut  $H$ , les deux entrées sont les tensions appliquées aux deux moteurs à courant continu. Le système est non linéaire, instable en boucle ouverte et présente un couplage important.

Il se compose de :

- Une poutre pouvant pivoter sur sa base de manière à ce qu'elle puisse tourner librement dans les plans vertical et horizontal.
- Deux propulseurs (principal et anti-couple) fixés aux deux extrémités de la poutre. Ils sont formés d'une hélice, d'un moteur à courant continu et d'un bouclier de sécurité.
- Un contreponds fixé sur une tige collée au niveau du pivot de la poutre, son rôle est de diminuer les vibrations (oscillations) de cette dernière.
- Une tour pour maintenir la poutre.

- Une base comprenant des circuits électriques pour l'adaptation, la synchronisation et le filtrage des signaux entrants et sortants.
- Un boîtier de marche/arrêt des moteurs.

L'articulation sphérique permet à la poutre de pivoter simultanément dans le plan horizontal et vertical. C'est un système à deux degrés de liberté, mais on peut restreindre le mouvement à un degré de liberté à l'aide de deux vis.

A chaque extrémité d'une tige pivotant par rapport à la base se trouvent deux hélices entraînées par deux moteurs à courant continu. (Ahmed Chikh Bey 2014)



Figure II-2: Présentation du TRMS

L'hélice de queue assure un déplacement horizontal alors que l'hélice principale permet un déplacement vertical. Un contre poids permet d'ajuster une position d'équilibre désirée. Deux encodeurs optiques montés au niveau du pivot indiquent les positions horizontales et verticales de la tige. Deux tachymètres installés sur les moteurs (un sur chaque moteur) indiquent la vitesse angulaire des moteurs. Le contrôle du système se fait par la commande en tension des deux moteurs.

Il est important de noter que les limitations physiques du système. La position verticale  $v$  est limitée entre  $-70$  et  $+60$  et elle prend compte du fait que les déplacements verticaux sont positifs dans le sens contraire de rotation de la montre (positive en haut et négative en bas).

La position horizontale  $h$  est limitée entre  $-135$  et  $+200$  (Madani 2007)

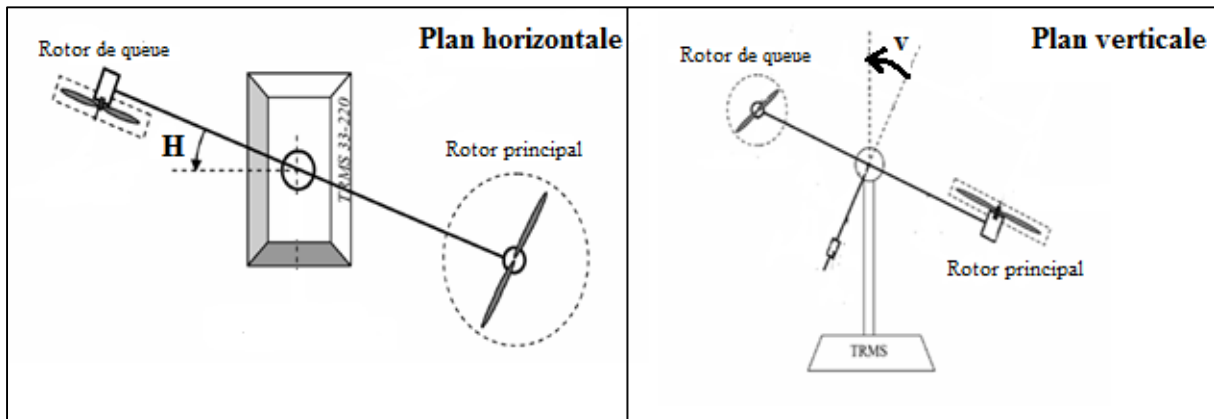


Figure II-3: L'angle d'élévation  $V$  et d'azimut  $H$ .

### A. Propulseurs

Le TRMS possède deux propulseurs, un principal qui agit dans le plan vertical, et l'autre secondaire (rotor de queue) qui agit dans le plan horizontal. Chaque propulseur est composé d'une hélice. Ces dernières sont entraînées par des moteurs à courant continu « marque MAXON », couplés avec des tachymètres. La tension de commande varie entre  $\pm 10$ , le signe de la tension indique le sens de rotation. (Ahmed Chikh Bey 2014)

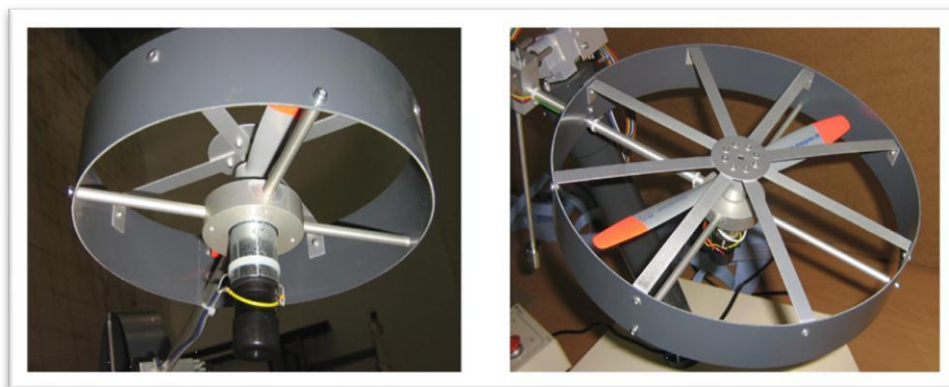


Figure II-4: Les propulseurs du TRMS

### B. La base du TRMS

A la face arrière de la base se trouvent les différentes connectiques montrées par le connecteur On/Off: fiche DIN pour connecter la boîte de l'intercepteur ON/OFF des moteurs ;

Sélecteur 110/220 V

- Connecteur CN1 : il se branche avec PL1 de la boîte d'adaptation, avec une large nappe de 40 pistes. Les signaux sont ceux des deux capteurs de position. Ce sont des signaux digitaux sur 16 bits ;

- Connecteur CN2 : il se branche avec PL3, avec une nappe de 20 pistes. Les signaux sont les tensions de commande des deux moteurs ;
- **Connecteur CN3** : il se branche avec PL2, avec une nappe de 20 pistes. Les signaux sont ceux des tachymètres

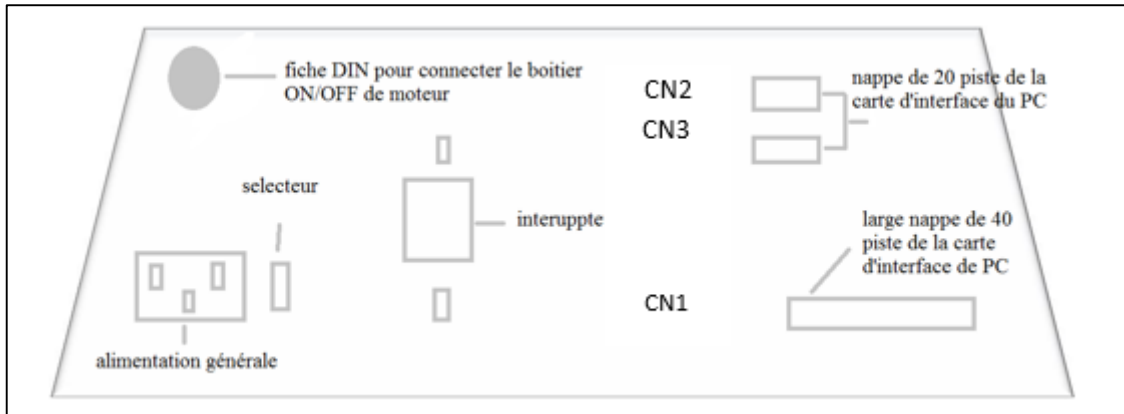


Figure II-5: La base du TRMS

### C. Boîtier marche arrêt

C'est un petit boîtier avec deux boutons poussoirs, l'un de couleur verte pour fermer le circuit d'amplification des moteurs, et l'autre en rouge pour couper l'alimentation. Son rôle principal consiste à protéger les moteurs en cas de mauvaise manœuvre (Voir figure II-6). Il est connecté à l'arrière de la base du TRMS.



Figure II-6: Boîtier Marche/ arrêt

### D. Commande des moteurs

Les moteurs électriques à courant continu offrent l'avantage de présenter des vitesses de rotation proportionnelles à la tension qui leur est appliquée. Le mécanisme utilisé est un

hacheur, qui est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue produisant aux bornes du moteur une tension de valeur moyenne réglable. (Voire la figureII-7) Ce hacheur est commandé par des trains d'impulsions « MLI » qui est générés à partir du signal de commande provenant du PC à travers la carte d'acquisition.

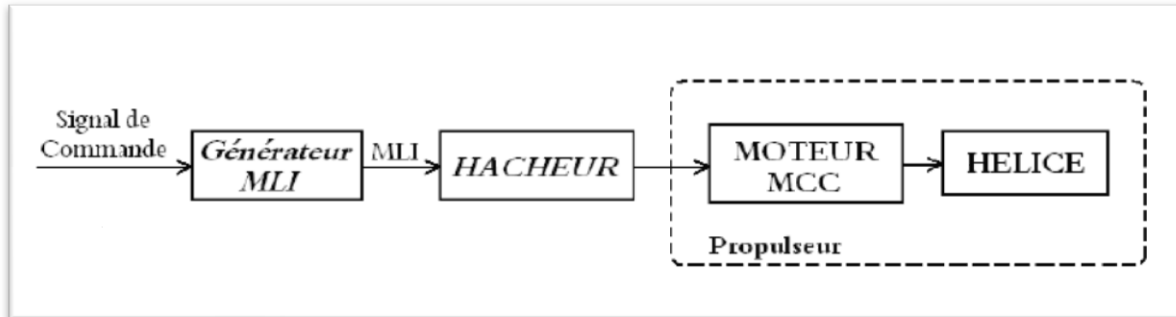


Figure II-7: Schéma block du fonctionnement du propulseur

### II.3.3 Modélisation du TRMS (Madani 2007)

#### A. Plan vertical

Le mouvement de la tige autour de l'axe horizontal est assuré par l'hélice principale. La rotation peut être décrite par la loi dynamique de Newton

$$M_v = J_v \frac{d^2 \alpha_v}{dt^2} \quad (\text{II.1})$$

Où :

$M_v$  : La somme des moments dans le plan vertical.

$J_v$  : La somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal.

$\alpha_v$  : L'angle d'élévation de la poutre.

Les moments  $M_v$  et  $J_v$  et peuvent être décomposés respectivement en quatre (selon les forces appliquées) et huit composantes (selon les différents moments d'inertie) définies dans ce qui suit :

$$J_v \ddot{\alpha}_v = M_{v1} + M_{v2} + M_{v3} + M_{v4} \quad (\text{II.2})$$

$$M_v = \sum_{i=1}^4 M_{vi} \quad (\text{II.3})$$

$$J_v = \sum_{i=1}^8 J_{vi} \quad (\text{II.4})$$

Où :

$Mv$  : La somme des moments dans le plan vertical.

$Mv1$ : Moment de la gravitation.



$Mv2$  : Moment de la force aérodynamique

$Mv3$  : Moment de la force centrifuge.

$Mv4$ : Moment de friction.

$Jv$  : La somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal.

### Moment de la gravitation

Ça représente les moments des forces de gravité appliquée à la tige.

Ces forces sont représentées sur la figure ci-dessous :

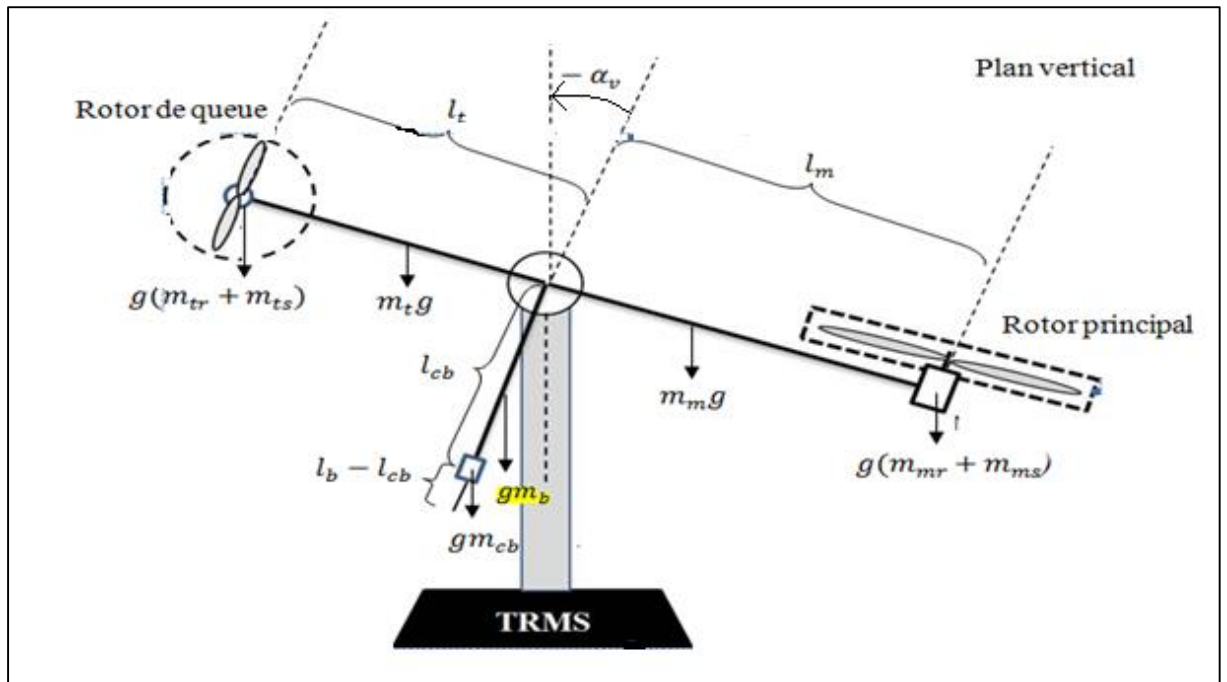


Figure II-8: Représentation des forces de gravité du TRMS

$$M_{v1} = g \left\{ \left[ \left( \frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) I_t - \left( \frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) I_m \right] \cos \alpha_v - \left( \frac{m_b}{2} I_b + m_{cb} I_{cb} \right) \sin \alpha_v \right\} \quad (\text{II.5})$$

Où, d'une façon plus compacte :

$$M_{v1} = G_a \cos \alpha_v - G_c \sin \alpha_v \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$G_a = g \left[ \left( \frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) I_t - \left( \frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) I_m \right] \quad (\text{II.7})$$

$$G_c = g \left( \frac{m_b}{2} I_b + m_{cb} I_{cb} \right) \quad (\text{II.8})$$

Où :

$m_{mr}$  : masse du rotor principal.

$m_m$  : masse de la partie principale de la poutre.

$m_{tr}$  : masse du rotor secondaire.

$m_t$  : masse de la partie queue de la poutre.

$m_{cb}$  : masse du contrepoids.

$m_{ms}$ : masse de l'hélice principale.

$m_{ts}$  : masse de l'hélice de la queue.

$m_b$  : masse de la poutre de contrepoids.

$l_t$  : longueur de la partie secondaire de la poutre.

$l_b$  : longueur de la poutre du contrepoids.

$l_{cb}$  : distance entre le contrepoids et l'articulation.

$l_m$  : longueur de la partie principale.

$g$  : L'accélération gravitationnelle.

### Moment de la force aérodynamique

Le moment de force de propulsion engendré par le rotor principal est représenté par la composante

$M_{v2}$

$$M_{v2} = l_m F_v(\omega_v) \quad (\text{II.9})$$

Où :

$\omega_v$  : La vitesse angulaire du rotor principal.

$F_v(\omega_v)$ : Force de pulsation qui dépend de la vitesse de rotation du rotor

### Moment de la force centrifuge

Le moment des forces centrifuges correspondant au mouvement de la tige autour de l'axe vertical est représenté par la composante  $M_{v3}$

$$M_{v3} = -\Omega_h^2 \left\{ \left( \frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) I_t - \left( \frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) I_m + \left( \frac{m_b}{2} I_b + m_{cb} I_{cb} \right) \right\} \cos \alpha_v \sin \alpha_v \quad (\text{II.10})$$

Ou sous la forme :

$$M_{v3} = -\Omega_h^2 G_h \sin 2\alpha_v \quad (\text{II.11})$$

$$G_h = \frac{1}{2} \left\{ \left( \frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) I_t - \left( \frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) I_m + \left( \frac{m_b}{2} I_b + m_{cb} I_{cb} \right) \right\} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$G_h$  est la vitesse angulaire de la poutre autour de l'axe vertical et  $\alpha_h$  est l'angle d'azimut de la poutre.

### Moment de la force de friction

Le moment de friction autour de l'axe horizontal est représenté par la composante  $M_{v4}$

$$M_{v4} = -\Omega_v k_v \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$\Omega_v$  : La vitesse angulaire autour de l'axe verticale  $\Omega_v = \dot{\alpha}_v$

$k_v$  : La constante de friction à déterminer expérimentalement (par identification)

En faisant la somme des quatre composantes du moment des forces  $M_v$  dans le plan vertical,

On obtient l'équation

$$J_v \ddot{\alpha}_v = M_{v1} + M_{v2} + M_{v3} + M_{v4} \quad (\text{II.13})$$

$$J_v \ddot{\alpha}_v = l_m F_v(\omega_v) - G_a \cos \alpha_v - G_c \sin \alpha_v - \Omega_v k_v - \Omega_h^2 G_h \sin 2\alpha_v \quad (\text{II.14})$$

Par ailleurs, le moment d'inertie relatif à l'axe horizontal  $J_v$  est déterminé à partir de la

Figure II-9

$$J_v = \sum_{i=1}^8 J_{vi} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{aligned} J_{v1} &= m_{mr} l_t^2 & J_{v5} &= m_{tr} l_t^2 \\ J_{v2} &= m_m \frac{l_m^2}{3} & J_{v6} &= m_t \frac{l_t^2}{3} \\ J_{v3} &= m_{cb} l_{cb}^2 & J_{v7} &= \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^2 + m_{ms} l_m^2 \\ J_{v4} &= m_b \frac{l_b^2}{3} & J_{v8} &= m_{ts} r_{ts}^2 + m_{ts} l_t^2 \end{aligned} \quad (\text{II.16})$$

$r_{ms}$  : le rayon de l'hélice principale.

$r_{ts}$  : le rayon de l'hélice secondaire.

### B. Plan horizontal

Le mouvement dans le plan horizontal est repéré par l'angle d'azimut  $\alpha_h$ . On remarque, cependant, que la rotation de la poutre dans le plan horizontal est influencée par l'angle d'élévation  $\alpha_v$ .

### Influence de l'angle d'élévation sur le moment d'inertie

Le moment d'inertie d'un corps est fonction de la masse et de sa distribution géométrique dans ce corps. Pour cette raison, dans plusieurs systèmes mécaniques multidimensionnels comme c'est le cas du TRMS, on remarque que la distribution géométrique de la masse dépend de la position géométrique du corps.

### Influence de l'angle d'élévation sur le bras de levier des forces

Le moment d'une force dépend de la distance perpendiculaire entre cette force et l'axe de rotation. Dans notre cas, le mouvement dans le plan horizontal est généré par deux forces:

- ✓ La force de friction au niveau de l'articulation dont le bras de levier est supposé tellement petit qu'il n'est pas influencé par l'angle d'élévation;
- ✓ La force aérodynamique qui possède un bras de levier variable en fonction de l'angle d'élévation.

De la même manière que pour le sous-système d'élévation, le mouvement de la poutre dans le plan horizontal peut être décrit par la deuxième loi de Newton:

$$M_h = J_h \frac{d^2 \alpha_h}{dt^2} \quad (II.17)$$

où  $M_h$  est la somme des moments des forces agissants dans le plan horizontal, et  $J_h$  est la somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical ainsi:

$$M_h = \sum_{i=1}^2 M_{hi} = M_{h1} + M_{h2} \quad (II.18)$$

$$J_h = \sum_{i=1}^8 J_{hi} \quad (II.19)$$

### Moment de la force aérodynamique

Pour déterminer le moment de la force aérodynamique, considérons le cas présenté dans la figure9

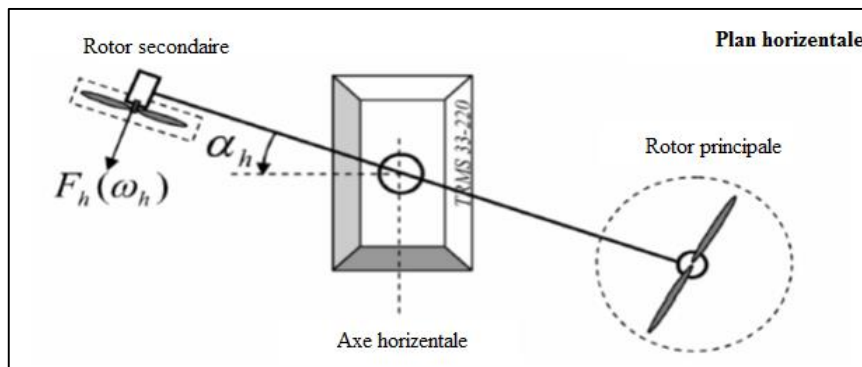


Figure II-9: Moment de la force aérodynamique dans le plan horizontal

$$M_{h1} = l_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v \quad (II.20)$$

Où :

$\omega_t$  : La vitesse angulaire du rotor secondaire.

$F_h(\omega_t)$ : exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du rotor secondaire.

### Moment de la force de friction

Il est donné par l'expression suivante

$$M_{h2} = -k_h \Omega_h \quad (II.21)$$

Avec :

$\Omega_h$  : vitesse angulaire autour de l'axe horizontal

$k_h$  : Constante de friction à déterminer expérimentalement par l'identification.

### Moment d'inertie

Les moments d'inertie par rapport à l'axe vertical sont:

$$\begin{aligned}
 J_{h1} &= \frac{m_m}{3} (I_m \cos \alpha_v)^2 \\
 J_{h2} &= \frac{m_t}{3} (I_t \cos \alpha_v)^2 \\
 J_{h3} &= \frac{m_b}{3} (I_b \cos \alpha_v)^2 \\
 J_{h4} &= m_{tr} (I_t \cos \alpha_v)^2 \\
 J_{h5} &= m_{mr} (I_m \cos \alpha_v)^2 \\
 J_{h6} &= m_{cb} (I_{cb} \sin \alpha_v)^2 \\
 J_{h7} &= \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2 + m_{ts} (I_{ts} \cos \alpha_v)^2 \\
 J_{h8} &= \frac{m_{ms}}{2} + m_{ms} (I_{ms} \cos \alpha_v)
 \end{aligned} \tag{II.23}$$

Ou sous forme compacte:

$$J_h(\alpha_v) = E \cos^2 \alpha_v + D \sin^2 \alpha_v + F \tag{II.24}$$

avec:

$$\begin{cases}
 D = \left( \frac{m_m}{3} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \left( \frac{m_t}{3} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2 \\
 E = \frac{m_b}{3} l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2 \\
 F = m_{ms} r_{ms}^2 + \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2
 \end{cases} \tag{II.25}$$

En combinant les équations précédentes, l'équation du mouvement horizontal devient :

$$J_h \frac{d\Omega_h}{dt} = l_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v - k_h \Omega_h \tag{II.26}$$

## II.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de connaître avec détail les outils utilisés dans le travail à présenter au chapitre 3, à savoir les algorithmes génétiques en tant qu'un outil d'approximation, et le système Twin Rotor en tant qu'exemple miniature d'un hélicoptère à deux rotors (principal et auxiliaire).

Le chapitre suivant présente le travail expérimental sur l'identification et la commande du TRMS.

### III. Chapitre III : Travaux expérimentaux

#### III.1 Introduction

Cette partie présente le travail expérimental appliqué sur le système non linéaire à deux rotors. Vu que les deux entrées / sorties du système sont couplé, il était nécessaire de travailler sur un seul plan de mouvement qui est le plan vertical (Pitch).

Les travaux ont trois axes, la recherche du régulateur optimal pour une position de frottement donnée, l'identification du système linéarisé à base des algorithmes génétiques, et finalement, l'identification du système linéarisé à base de la technique ARMAX.

#### III.2 Le choix du contrôleur PID

Le contrôleur choisi pour cette expérience est le régulateur PID, parce qu'il est simple et facile à mettre en œuvre. Le régulateur PID se compose de trois contrôleurs séparés. Le premier est le gain de proportionnalité, qui se compose d'une valeur de consigne, un gain, et augmente ou réduit l'amplitude de la réponse. Le deuxième est le contrôleur intégré qui intègre l'erreur au fil du temps et prend alors les mesures appropriées. L'erreur est la différence entre un point de consigne et la valeur réelle.

La dernière est le contrôleur dérivé. Ce contrôleur prend les points d'intérêt instantané et calcule leur pente.

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} + K_d \cdot p$$

Où  $K_p$  est le gain proportionnel,  $K_i$  est le gain intégral, et  $K_d$  est le gain dérivé. Chacune de ces valeurs peut être modifier afin de changer la réponse du système.

Afin de trouver un régulateur optimal on a testé plusieurs cas de régulateur puis on a calculé l'erreur entre la consigne et la sortie, le tableau suivant contient les résultats trouvé.

Numéro	P	I	D	Erreur
1	5	5	5	0.9899
2	5	10	10	0.6516
3	10	10	10	0.4589
4	10	20	20	0.4222
5	20	20	20	0.1618
6	30	30	30	0.0936
7	40	40	40	0.0739
8	50	50	50	0.1053

Tableau III-1: Les paramètres des régulateurs PID testés

Organigramme correspond à ce tableau

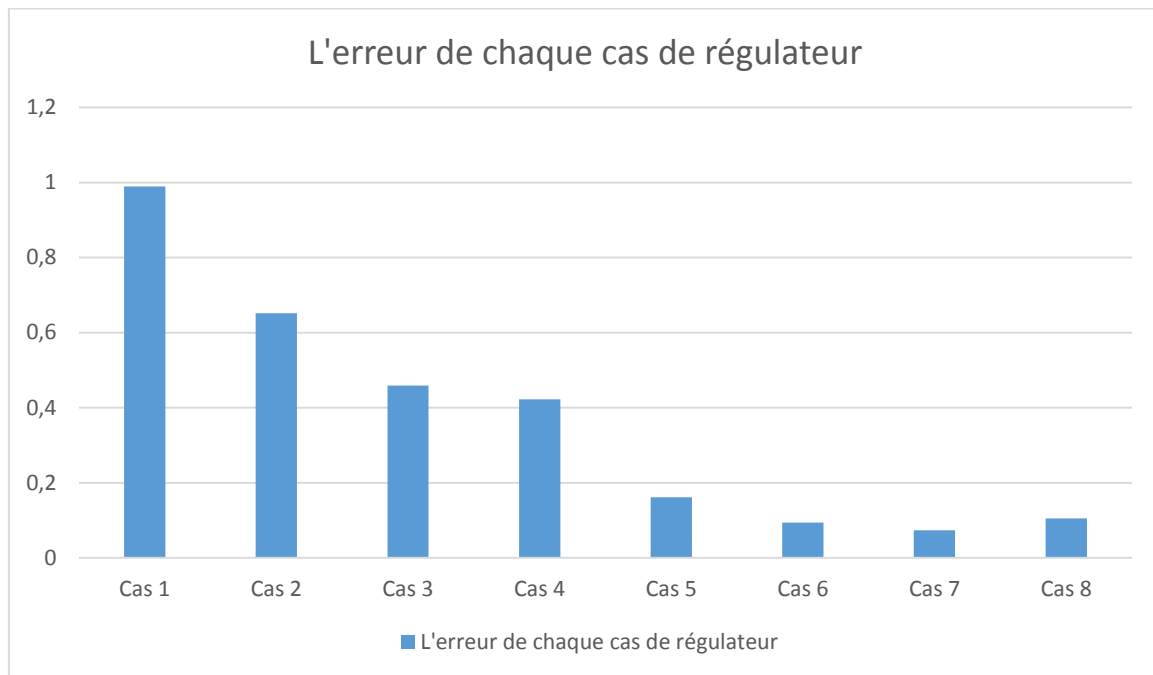


Figure III-1: Graphe d'erreurs des régulateurs

D'après cet organigramme on voit que la meilleure réponse et celle du régulateur ( $p=40$ ,  $i=40$ ,  $d=40$ )

### III.3 Identification de système par les algorithmes génétiques

On considère un système inconnu de type :

$$F(s) = \frac{y_1 s^2 + y_2 s + y_3}{y_4 s^3 + y_5 s^2 + y_6 s + y_7} \quad (\text{III.1})$$

Et en connaissant l'entrée et la sortie du système ainsi que la fonction de transfert du régulateur on peut déduire la fonction de transfert en boucle fermée.

Le modèle du régulateur utilisé par le système TRMS est :

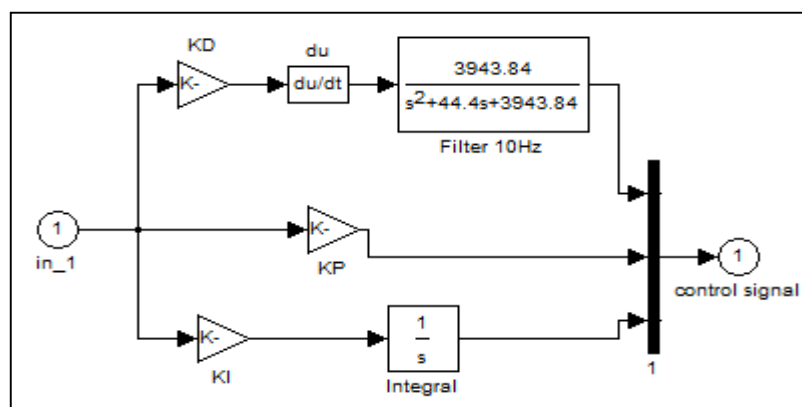


Figure III-2: Schéma Simulink du régulateur PID

Par conséquent, la fonction de transfert du régulateur est :

$$C(S) = \frac{40s^3 + 159569.6s^2 + 159529.6s + 157753.6}{s^3 + 44.4s^2 + 3943.84s} \quad (III.2)$$

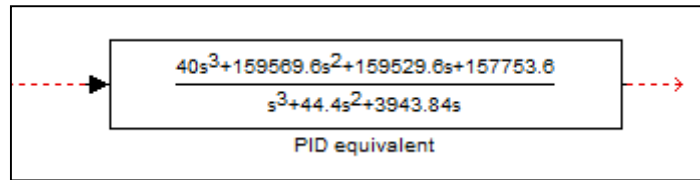


Figure III-3:Modèle équivalent

$$G(S) = F(S) * C(S)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G(s) = \frac{y_1s + y_2s^4 + y_3s + y_4s^2 + y_5s + y_6}{y_7s^6 + y_8s^5 + y_9s^4 + y_{10}s^3 + y_{11}s^2 + y_{12}s + y_{13}} \quad (III.3)$$

Et en boucle fermée elle devient :

$$FTBF = \frac{G(s)}{1+G(s)} \quad (III.4)$$

FTBF

$$= \frac{Y_1s^5 + Y_2s^4 + Y_3s^3 + Y_4s^2 + Y_5s + Y_6}{Y_7s^6 + (Y_1 + Y_8)s^5 + (Y_2 + Y_9)s^4 + (Y_3 + Y_{10})s^3 + (Y_4 + Y_{11})s^2 + (Y_5 + Y_{12})s + Y_6 + Y_{13}} \quad (III.5)$$

Par comparaison, il est constaté que les coefficients sont comme suit :

$Y_1 = n_3 * y_1$	$Y_2 = (n_3 * y_2) + (n_2 * y_1)$
$Y_3 = (n_3 * y_3) + (n_2 * y_2) + (n_1 * y_1)$	$Y_4 = (n_2 * y_3) + (n_1 * y_2) + (n_0 * y_1)$
$Y_5 = (n_1 * y_3) + (n_0 * y_2)$	$Y_6 = n_0 * y_3$
$Y_7 = m_3 * y_4$	$Y_8 = (m_3 * y_5) + (m_2 * y_4)$
$Y_9 = (m_3 * y_6) + (m_2 * y_5) + (m_1 * y_4)$	$Y_{10} = (m_3 * y_7) + (m_2 * y_6) + (m_1 * y_5) + (m_0 * y_4)$
$Y_{11} = (m_2 * y_7) + m_1 * y_6 + (m_0 * y_5)$	$Y_{12} = (m_1 * y_7) + (m_0 * y_6)$
$Y_{13} = m_0 * y_7$	

Avec :

$n_3 = 40$	$n_2 = 159569.6$	
$n_1 = 159529.6$	$n_0 = 157753.6$	
$m_3 = 1$	$m_2 = 44.4$	$m_1 = 3943.84$



La fonction utilisé en Matlab pour faire le calcul des algorithmes génétiques est « ga » selon l'instruction :

$$X = \text{GA}(\text{FITNESSFCN}, \text{NVAR})$$

Avec :

FITNESSFCN : est la fonction fitness à minimiser.

NVAR : le nombre de variables utilisées dans la fonction Fitness

Les détails de cette fonction se trouvent dans l'annexe.

Après apprentissage des algorithmes génétiques, les résultats trouvés par Matlab sont :

$$FTBF = \frac{36.23S^5 + (1.445 \cdot 10^5)S^4 + (1.502 \cdot 10^3)S^3 + (2.197 \cdot 10^2)S^2 + (7.672 \cdot 10^4)S + 7.029 \cdot 10^{-4}}{0.4177S^6 + (55.96 \cdot 10^2)S^5 + (1.462 \cdot 10^5)S^4 + (1.549 \cdot 10^5)S^3 + (2.246 \cdot 10^5)S^2 + (7.892 \cdot 10^4)S + 7.029 \cdot 10^4} \quad (\text{III.6})$$

Par conséquent, la fonction de transfert approximative du système non linéaire est :

$$TRMS(s) = \frac{0.9058S^2 + 0.03571S + 0.4456}{0.417S^3 + 1.181S^2 + 1.233S + 0.5589} \quad (\text{III.7})$$

Les résultats du système linéarisé est :

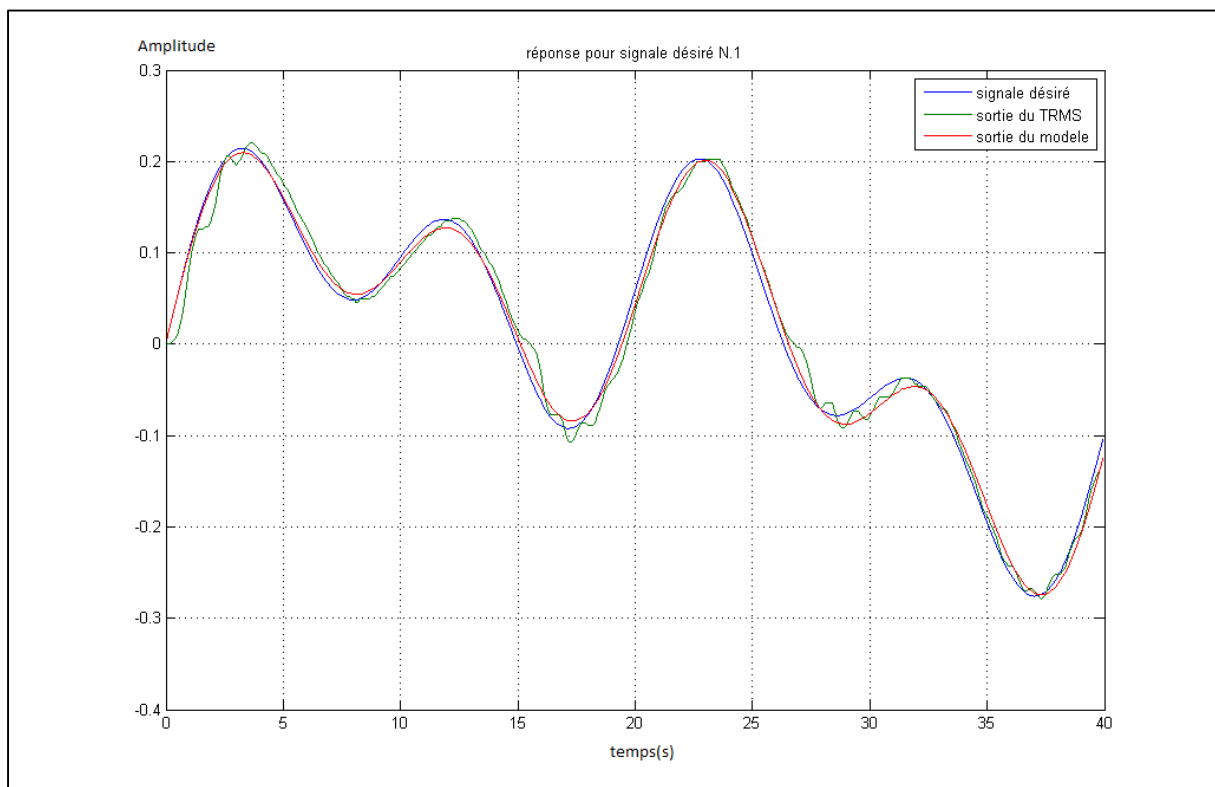


Figure III-4: Résultat de l'approximation

Après changement de consigne, on trouve :

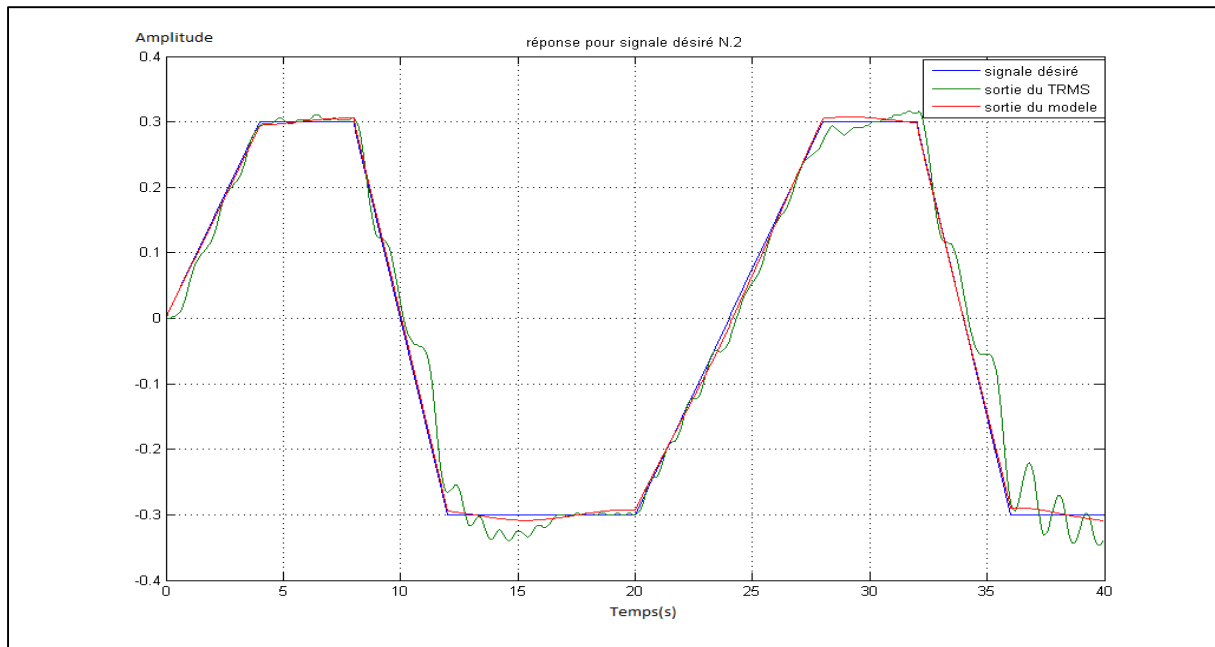


Figure III-5: Résultat du test

### III.4 Identification de système par la méthode ARMAX

L'identification de système ou identification paramétrique est une technique de l'automatique consistant à obtenir un modèle mathématique d'un système à partir de mesures. Elle consiste à appliquer ou observer des signaux de perturbation à l'entrée d'un système et en analyser la sortie dans le but d'obtenir un modèle purement mathématique. Les différents paramètres du modèle ne correspondent à aucune réalité physique dans ce cas. L'identification peut se faire soit dans le temps (espace temporel) ou en fréquence (espace de Laplace). Éviter les modèles purement théoriques à partir des équations physiques (en général des équations différentielles), qui sont longs à obtenir et souvent trop complexes pour le temps de développement donné, est donc possible avec cette technique.

En général, le modèle est représenté sous forme de fonction de transfert utilisant la Transformée en Z. L'**identification** nécessite une structure de modèle connu a priori pour venir identifier dans cette structure ses différents paramètres. Il y a 3 modèles pour l'identification : ARX, ARMAX et ARIMAX

Notre travail est basé sur le modèle ARMAX (Auto Regressive Moving Average with eXternal inputs) qui est un modèle auto régressif qui inclut des entrées  $u(t)$  et un bruit blanc de moyenne nulle et inclut une fonction de transfert avec une moyenne ajustable sur le bruit blanc.

Cette technique nous a permis d'avoir les fonctions de transfert suivantes

$$F1(z) = \frac{0.00022939 z^3 + 0.00010862 z^2}{z^4 + 1.675 z^3 + 0.28223 z^2 + 1.6661 z - 0.70518} \quad (\text{III.8})$$

$$F2(z) = \frac{0.00024172 z^3 - 0.00023392 z^2}{z^4 - 2.7633 z^3 + 2.4156 z^2 - 0.52971 z - 0.12217} \quad (\text{III.9})$$

$$F3(z) = \frac{0.00035796 z^3 - 1.3405 \cdot 10^{-5} z^2}{z^4 - 1.7388 z^3 - 0.069091 z^2 + 1.4336 z - 0.62279} \quad (\text{III.10})$$

$$F4(z) = \frac{0.00036144 z^3 + 0.00032298 z^2}{z^4 - 0.63568 z^3 - 1.0932 z^2 + 0.12161 z + 0.61396} \quad (\text{III.11})$$

$$F5(z) = \frac{0.00022096 z^3 + 9.4177 \cdot 10^{-6} z^2}{z^4 - 1.5073 z^3 - 0.43553 z^2 + 1.4642 z - 0.51678} \quad (\text{III.12})$$

Puis on a injecté ces modèles dans le bloc PEM pour connaître la meilleure fonction de transfert et on a eu les résultats suivants :

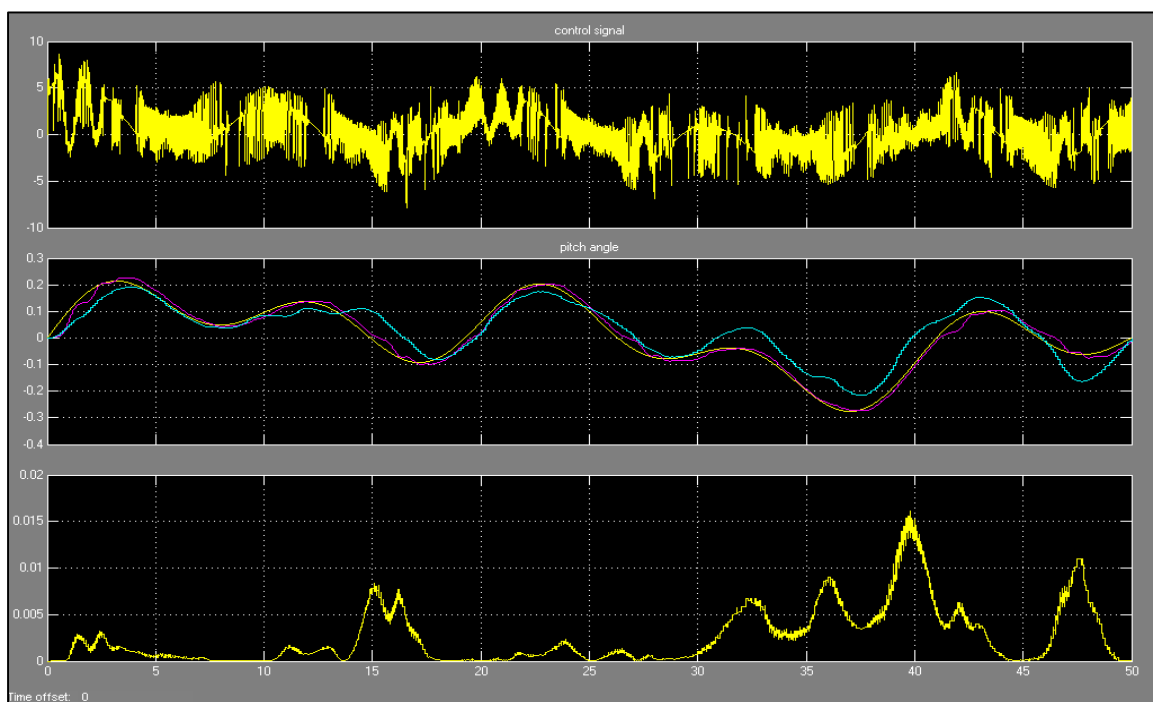


Figure III-6: Résultat du modèle 1

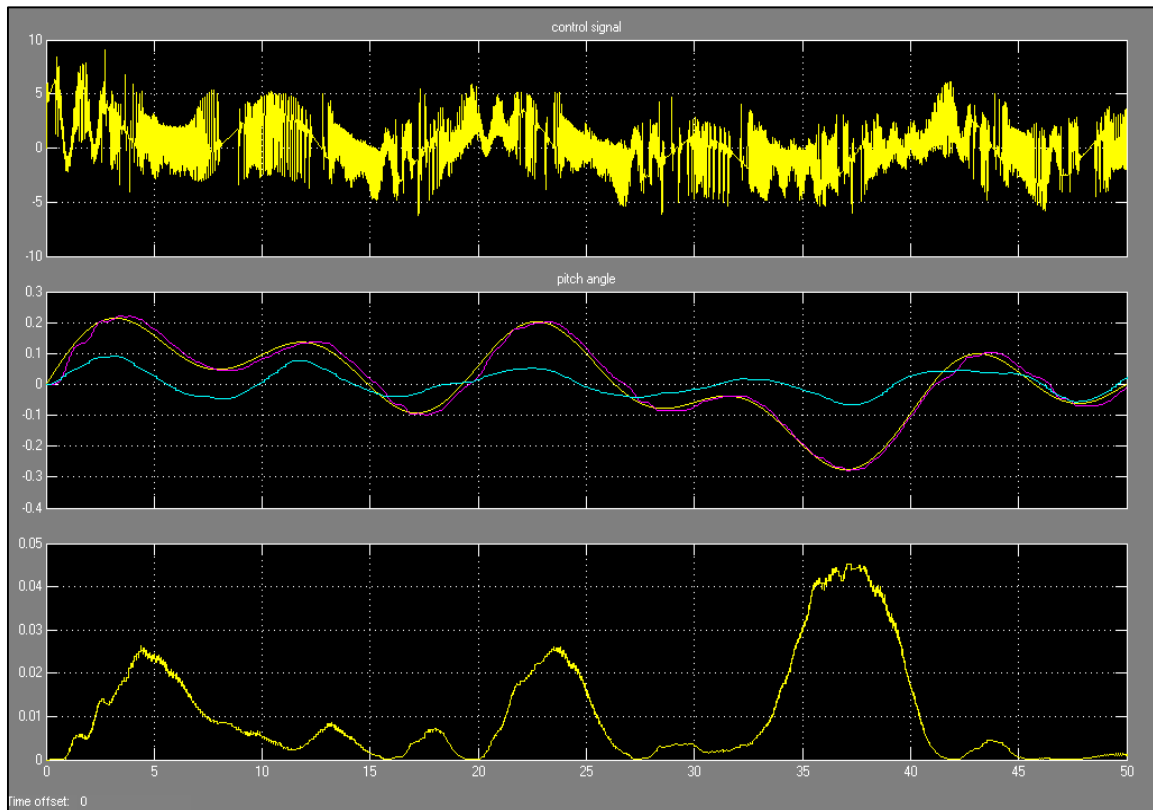


Figure III-7: Résultat du modèle 2

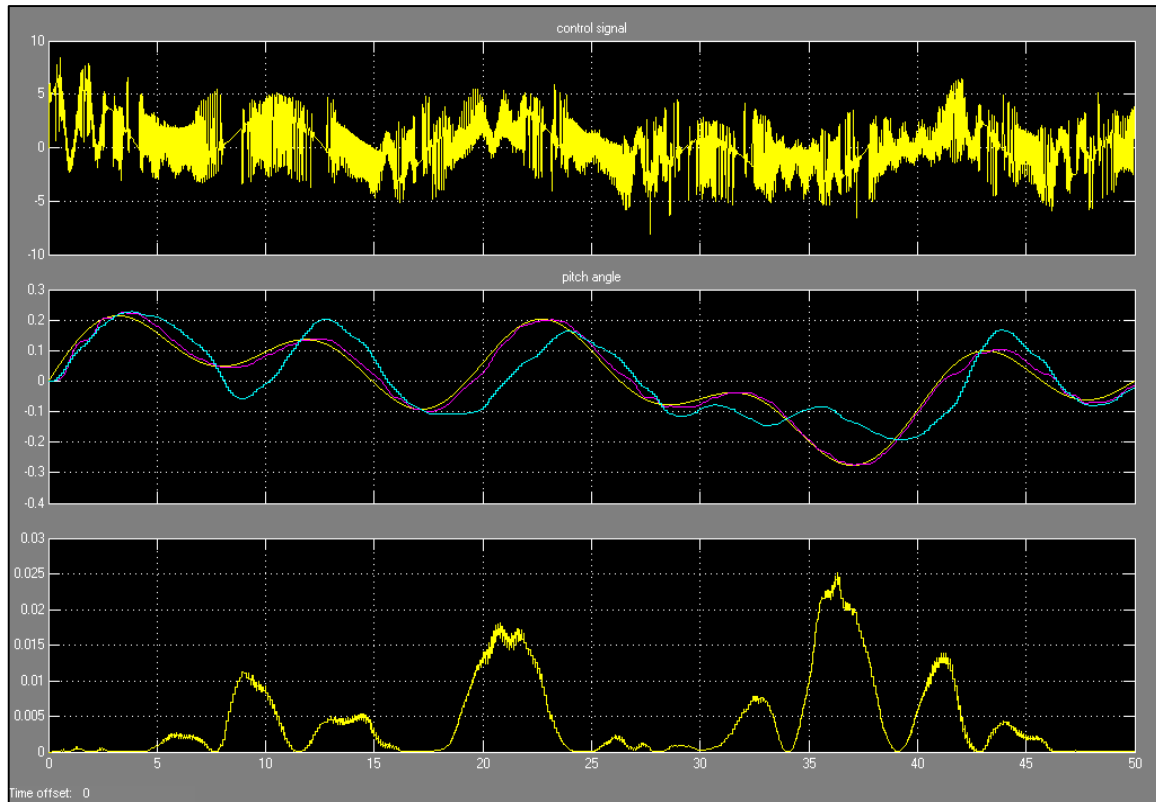


Figure III-8: Résultat du modèle 3

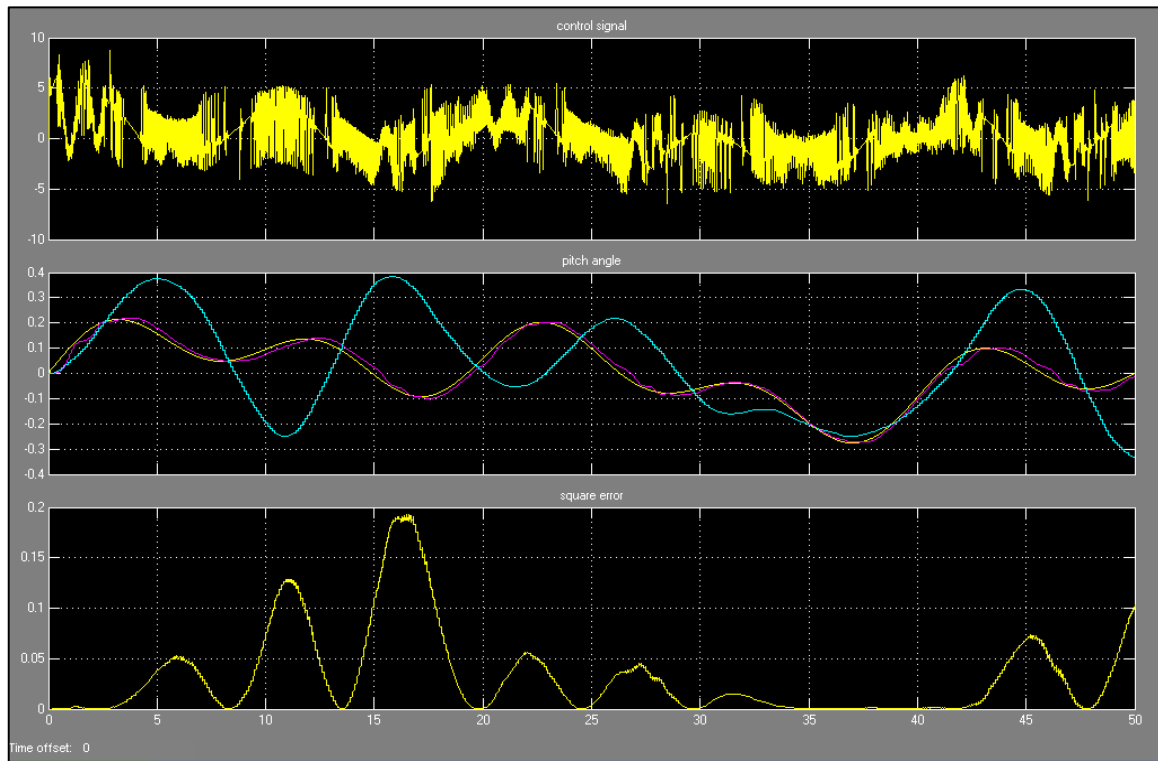


Figure III-9: Résultat du modèle 4

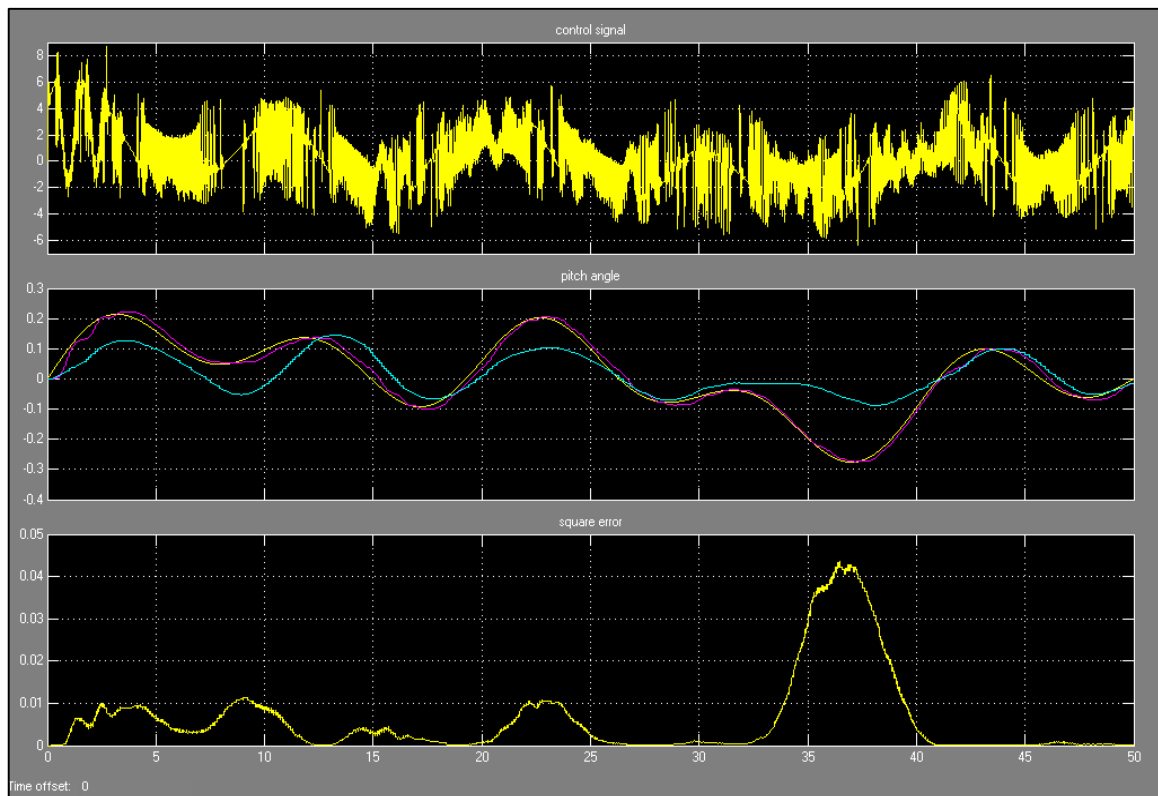


Figure III-10: Résultat du modèle 5

On constate que le meilleur résultat est celui du 1<sup>er</sup> modèle parce que l'erreur est plus basse et il y'a pas beaucoup d'oscillations

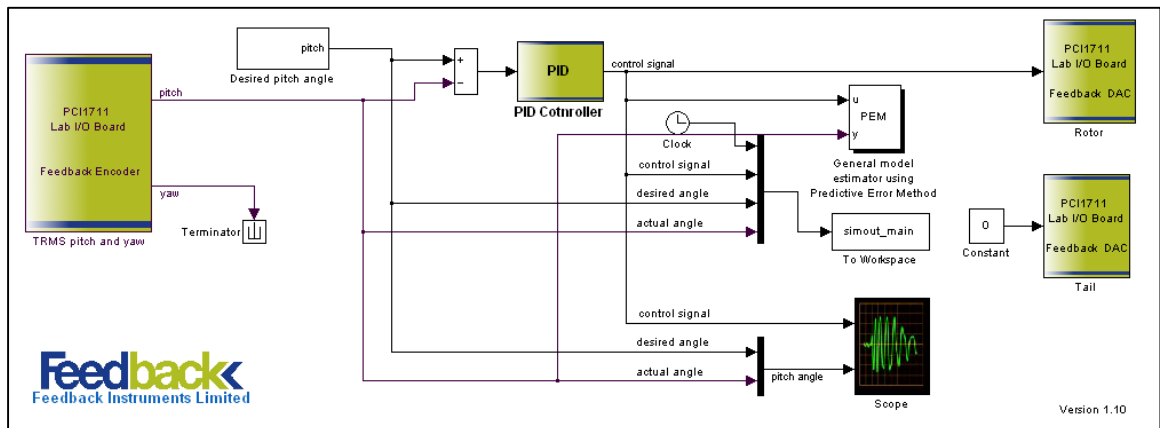


Figure III-11: Schéma Simulink montre le raccordement du bloc PEM

### III.5 Discussion

Suite au travail d'identification présenté ci-dessus, on peut présenter les remarques suivantes :

- Le régulateur optimal obtenu est seulement optimal pour un seul état du système. Par conséquent, un changement des paramètres du système, à savoir, la constante de frottement, nous obligera de trouver un autre régulateur plus intéressant.
- Le modèle utilisé dans la partie identification par algorithmes génétiques a donné des résultats non satisfaisantes, cela est dû au modèle utilisé qui est simple (d'ordre 3), ce modèle n'est pas souhaitable pour des cas de systèmes aussi compliqués.
- modèle identifié par le bloc PEM de Simulink est un système d'ordre 4, il est apparent que le système a pu donner des résultats acceptables (modèle N. 1 Figure III.12)
- Vu que les systèmes asservis se basent sur le spectre de Fourier (de fréquence) pour modéliser les systèmes, le modèle linéaire n'est applicable que pour une gamme de fréquence spécifique. Par conséquent, le changement de bande de fréquence d'application, ou de signal de consigne risque d'avoir des résultats très loin de la sortie du système réel.

### III.6 Conclusion

Suite aux travaux expérimentés sur le TRMS, il a été constaté que la linéarisation des systèmes non linéaires pose un problème majeur pour les intervalles de travail étendu. Le système d'identification à base d'algorithmes génétique a donné des résultats qui ont besoin d'une étude plus approfondi en termes de modèle proposé. Or la technique ARMAX a donné des résultats plus intéressants pour une bande de fréquence de commande donnée.

## Conclusion générale

Ce travail de mémoire de fin d'études est basé sur l'étude d'un système non linéaire à deux entrées et deux sorties. La première étape achevée était de trouver un régulateur PID optimal pour un état et consigne du système donné, puis l'identification du système a été faite en utilisant les algorithmes génétiques, ceci est fait en supposant un modèle donné du système et d'identifier les paramètres optimaux du modèle proposé. Finalement, pour comparer les résultats trouvés, une technique d'identification basée sur la méthode ARMAX a été utilisée pour trouver une fonction de transfert optimal.

Après les travaux expérimentaux, les remarques suivantes ont été trouvées:

- Le régulateur optimal obtenu est seulement intéressant pour un seul état du système.
- Le modèle utilisé dans la partie identification par algorithmes génétiques a donné des résultats non satisfaisants.
- Le modèle identifié par le bloc PEM de Simulink est un système d'ordre 4, il est apparemment que le système a pu donner des résultats acceptables (modèle N.1 Figure III.12)
- Le modèle linéaire obtenu n'est applicable que pour un signal de commande spécifique.

Durant la préparation de ce projet de mémoire, des problèmes ont été rencontrés et des propositions de solutions pour les résoudre ont été faites, à savoir:

- Le régulateur PID utilisé n'est applicable que pour un seul état de système, ce qui pose des problèmes pour les cas réels où l'état change d'une façon imprédictible. Par conséquent, un régulateur plus sophistiqué prenant en considération le changement d'état est utilisable en utilisant les réseaux de neurones, le filtre de Kalman, etc.
- Le modèle d'ordre trois a donné des résultats insatisfaisants, ce qui fait, un modèle plus réaliste, en utilisant le modèle mécanique de la dynamique du TRMS, est plus intéressant.
- Vu le couplage des deux entrées et deux sorties du TRMS, ce travail est basé seulement sur l'étude d'un seul axe de rotation.

## Bibliographie

Ahmed Chikh Bey, Fersous. *Commande Ffloue d'un Twin rotor*. Ouargla: Université Kasdi Merbah - Ouargla, 2014.

Arzelier, D. *Représentation et analyse des systèmes linéaires*. 2004.

Bachelier, Olivier. *Cours d'Automatique. Représentations d'état linéaires des systèmes monovariabiles*. Poitiers: Ecole Supérieur d'Ingénieur de Poitiers, 2001.

Bissieres, Christian. *Systèmes Asservis Analogiques et Echantillonnés*. 2002.

Cormier, Gabriel. *Chapitre 1 : L'algorithme génétique*. 1993.

Jutten, Christian. *Systèmes asservis non linéaires*. Grenoble: Université Joseph Fourier - Polytech' Grenoble, 2006.

Madani, Sid Ahmed. *La Commande Active d'un Helicoptère*. Montréal: L'Ecole de Technologie Supérieure, 2007.

Muller, Jean-Philippe. *Systèmes asservis linéaires*. 2002.

Rotella, F. *Commande des systèmes linéaires à plusieurs entrées*. Tarbes: Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes, 2003.

*Systèmes Asservis. Correction*. 2007.

Wikipédia. *Algorithme génétique*. 2015.



## Annexe

Programme Matlab pour calculer la fonction de transfert par les algorithmes génétiques

```

fun=@myfit
nvar=7
[x,ev]=ga(fun,nvar)
n3=40;
n2=159569.6;
n1=159529.6;
n0=157753.6;
m3=1;
m2=44.4;
m1=3943.84;
m0=0;
Y=zeros(1,13);
Y(1)=n3*x(1);
Y(2)=n3*x(2)+n2*x(1);
Y(3)=n3*x(3)+n2*x(2)+n1*x(1);
Y(4)=n2*x(3)+n1*x(2)+n0*x(1);
Y(5)=n1*x(3)+n0*x(2);
Y(6)=n0*x(3);
Y(7)=m3*x(4);
Y(8)=n3*x(1)+m3*x(5)+m2*x(4);
Y(9)=n3*x(2)+n2*x(1)+m3*x(6)+m2*x(5)+m1*x(4);
Y(10)=n3*x(3)+n2*x(2)+n1*x(1)+m3*x(7)+m2*x(6)+m1*x(5)+m0*x(4);
Y(11)=n2*x(3)+n1*x(2)+n0*x(1)+m2*x(7)+m1*x(6)+m0*x(5);
Y(12)=n1*x(3)+n0*x(2)+m1*x(7)+m0*x(6);
Y(13)=n0*x(3)+m0*x(7);
FTBF=tf(Y(1:6),Y(7:13))
TRMS=tf(x(1:3),x(4:7))

```

## Résumé

On peut dire qu'un système est constitué afin d'accomplir une tâche prédéfinie. Son état est affecté par une ou plusieurs variables, les entrées du système. Le résultat de l'action des entrées est la réponse du système qui peut être caractérisée par le comportement d'une ou plusieurs variables de sorties.

Malgré les méthodes d'études des systèmes linéaires très variées, se borner aux systèmes linéaires présente plusieurs limitations en vue de domaines de fonctionnement restreint et du modèle. Cependant, certains phénomènes ne peuvent pas être décrits par des modèles et méthodes linéaires.

Ce projet de mémoire représente une étude et commande d'un Twin Rotor. C'est un système non linéaire, fortement instable et couplé avec un temps de réponse très long. L'objectif de ce mémoire est de chercher un régulateur PID capable de stabiliser ce système et ensuite d'identifier ce système par des méthodes basées sur les algorithmes génétiques et la technique d'ARMAX (Autoregressive–Moving-Average Model). Cela dans l'objectif de stabiliser et linéariser ce système. L'étude est basée sur trois étapes principaux qui sont l'étude des systèmes linéaires aux systèmes non linéaires, Les algorithmes génétiques et le système TRMS et enfin le travail expérimental.

**Mots clés :** TRMS, PID, AIRMAX, Algorithmes génétiques

## Abstract

We can say that a system is established in order to perform a predefined task. Its condition is affected by one or more variables, system inputs. The result of the action of the inputs is the system response that may be characterized by the behavior of one or more output variables.

Despite the study methods of linear systems, linear systems have several limitations to restricted areas of operation and model. However, certain phenomena can't be described by linear models and methods.

This project is a study and control of Twin Rotor. This is a nonlinear system, highly unstable and coupled with a very long response time. The objective of this paper is to find a PID controller capable of stabilizing the system and then identify the system by methods based on genetic algorithms and the ARMAX technique (Autoregressive-Moving-Average Model). This with the aim to stabilize and linearize this system. The study is based on three main steps that are the study of linear systems to nonlinear systems, Genetic algorithms and TRMS system and finally the experimental work.

**Keywords:** TRMS, PID, AIRMAX, Genetic algorithms