

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRY OF HIGHER EDUCATION
AND SCIENTIFIC RESEARCH

HIGHER SCHOOL IN APPLIED SCIENCES
--T L E M C E N--



المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
École Supérieure en
Sciences Appliquées

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur

Filière : Automatique

Spécialité : Automatique

Présenté par :

MEDJHOUD Imad Eddine

OUAKAF Assam

Thème

**Commande par la logique floue d'un système de
lévitation magnétique**

Soutenu publiquement, le 06/07/2020, devant le jury composé de :

M BOUKLI-HECENE
Fouad

Maître de conférences (A)

ESSA. Tlemcen Président

M MERAD Lotfi

Professeur

ESSA. Tlemcen Directeur de mémoire

M ABDI Sidi Mohammed

Maître de conférences (B)

ESSA. Tlemcen Examineur

M MOKHTARI Rida

Maître de conférences (B)

ESSA. Tlemcen Examineur

Année universitaire : 2019/2020

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement 'ALLAH' le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années

Nous voudrions aussi exprimons Nos sincères remerciements à M. MERAD, Notre encadreur de projet de fin d'étude, pour son aide et ses conseils précieux tout le long de ce travail.

Nos remerciements s'adressent ensuite aux membres de jury M.BOUKLI-HECENE

Fouad, M. ABDI Sidi Mohammed, et M. MOKHTARI Rida

Pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour notre travail et d'avoir acceptés de le juger.

Nous voudrions remercier M. Mohammed MSIRDI et M. Ahmed TAHOUR pour leurs aides et leurs conseils judicieux.

Enfin, nos remerciements vont à tous ceux qui nous ont soutenus de près ou de loin à réussir ce travail

Dédicaces

Nous dédions ce travail ...

A nos très chères mères

Affables, honorables, aimables, vous représentez pour nous le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse, et l'exemple de dévouement.

Vous n'avez pas cessé de nous encourager et de prier pour nous.

A nos très chers pères

Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que nous avons toujours eu pour vous.

Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour nous éduquer et pour notre bien-être.

Ce travail est le fruit des sacrifices que vous avez consentis pour notre éducation et notre formation.

A nos chers sœurs et frères

En témoignage de l'attachement, de l'amour et de l'affection que nous portons pour vous.

Nous vous dédions ce travail avec tous nos vœux de bonheur, de santé et de réussite.

A nos chères amis

En témoignage de l'amitié qui nous uni et des souvenirs de tous les moments que nous avons passé ensemble, nous vous dédions ce travail et nous vous souhaitons une vie pleine de santé et de bonheur

ملخص:

الهدف الرئيسي لمذكره التخرج يتمثل في التحكم ب"نظام الرفع الكهرومغناطيسي" عن طريق منظم "المنطق الضبابي" كتحكم أساسي وقد شملت الدراسة منضومات أخرى وهي "المتحكم الإشتقاقي-التكاملي-التناسقي" و"تقدم الطور"، كما يعتبر نظام الرفع الكهرومغناطيسي من الأنظمة الغير مستقرة والتي يصعب التحكم بها.

بعد التعرف على تركيبية نظام الرفع الكهرومغناطيسي وآلية عمل المنظمات توصلنا الى ضبطه التحكم به، ثم تطرقنا لعدة أمور من بينها إجراء اختبار "المتانة" على المنظمات، وختاماً قمنا بمقارنه ثلاثية بين تحكم "المنطق الضبابي" و "المتحكم الإشتقاقي-التكاملي-التناسقي" و"مقدم الطور لإبراز مزايا على سلبيات وإيجابيات كل منظم والميزة التي يتقدم فيها نوع على الآخر

الكلمات المفتاحية: الرفع كهرومغناطيسي، المتحكم الضبابي، المتحكم الإشتقاقي-التكاملي-التناسقي، تقدم الطور.

Résumé :

Le but principal de ce mémoire est la commande du système de lévitation magnétique par un régulateur à base de "logique floue" comme une commande principale, notre étude inclut aussi les régulateur suivants : "PID " et "l'avance de phase "

Après l'étude du système de lévitation magnétique et le comportement des régulateurs, des tests ont été effectués sur les régulateur synthétisés à savoir : "les tests de robustesse ". Finalement, on achève notre travail par une étude comparative entre les trois lois de commande pour mettre en exergue certains avantages et les inconvenants de chaque régulateur

Mots clés : lévitation magnétique, régulateurs flous, régulateur PID, avance de phase

Abstract:

The main purpose of this thesis is the control of the magnetic levitation system by a "fuzzy logic" controller as a main control, our study also includes the "PID controller» and "phase advance controller".

After the study of magnetic levitation system and the behavior of the regulators, tests were carried out on the synthesized regulators to see: "the robustness tests". Finally, we finish our work with a comparative study between the three control laws to highlight certain advantages and disadvantages of each regulator

Keywords: magnetic levitation, fuzzy regulators, PID regulator, phase advance

Sommaire

Liste des tableaux.....	I
Liste des figures.....	II
Listes des sigle.....	V
Liste des abréviations	VI
Introduction générale.....	XI

CHAPITRE I : *Théorie de la lévitation magnétique*

I.	Introduction	01
II.	Différentes méthodes de la lévitation sans support	02
	II.1 Lévitation électrostatique.....	02
	II.2 Lévitation acoustique	02
	II.3 Lévitation optique	03
	II.4 Lévitation aérodynamique	04
	II.5 Force de Casimir.....	05
	II.6 Lévitation magnétique.....	05
III.	Historique de la lévitation magnétique.....	06
IV.	Théorème d'Earnshaw	09
	IV.1 condition de stabilité de la lévitation	10
	IV.2 Expression des forces usuelles à distances	10
	IV.2 Laplacien de fonctions en $\frac{1}{r}$ et condition de stabilité.....	10
V.	Force de Lorentz	10
	V.1 Historique	10
	V.2 Expressions de la force de Lorentz.....	11
VI.	Bases de la lévitation magnétique.....	13
	VI.1 Champs magnétiques.....	13
	VI.2 Principe du travail de la lévitation	15
VII.	Applications de lévitation magnétique	16
	VII.1 Trains à lévitation magnétique.....	16
	VII.2 Lancement de fusées.....	17
	VII.3 Ventilateur Maglev (Magnetic Levitation)	18
	VII.4 Pompe cardiaque Maglev	18
VIII.	Modélisation du système de lévitation magnétique	19

VII.1.	Equation dynamique du système	19
VII.2.	Linearisation du système	21
IX.	Conclusion.....	22
X.	Référence.....	23

CHAPITRE II : *Commande du système de lévitation magnétique à l'aide des régulateurs classiques*

I.	Introduction	24
II.	Notions sur la stabilité.....	24
III.	Critère algébrique de Routh	25
IV.	Principe général de la correction d'un système.....	26
V.	Actions correctives élémentaires.....	27
	V .1 Correcteur à action proportionnelle	28
	V .2 Correcteur à action intégrale	28
	V .3 Correcteur à action dérivée	30
VI.	Action proportionnelle intégrale - correcteur à retard de phase.....	31
VII.	Action proportionnelle dérivée- correcteur avance de phase.....	33
VIII.	Régulateur PID	34
IX.	Méthodes de Ziegler et Nichols (ZN)	35
	IX.1 Méthode de la réponse indicielle.....	35
	IX.2 Méthode du point critique.....	36
X.	Avantages et les inconvénients du régulateur PID.....	36
XI.	Commande du système Maglev	37
XII.	Commande par correcteur à avance de phase.....	38
	XII.1. Calcul des paramètres du correcteur à avance de phase.....	38
	XII.2. Implémentation du régulateur	39
	XII.3. Résultats de simulation	41
	XII.3.1. Réponse indicielle de système.....	41
	XII.3.2. Analyse et interprétation des résultats de la simulation	42
	XII.3.3. Test de la robustesse de la commande	43
	XII.3.3.1. Réponse du système pour différents signaux de consignes.....	43
	XII.3.3.2. Robustesse de la commande vis-à-vis des perturbations ...	44
	XII.3.3.3. Robustesse de la commande pour un signal variant dans le temps avec des perturbations.....	45

XII.3.3.4. Robustesse de la commande vis-à-vis de la variation des paramètres du modèle.....	46
XIII. Commande par le correcteur PID.....	51
XIII.1. Implémentation du régulateur et détermination des paramètres	51
XIII.2. Résultats de simulation en utilisant le régulateur PID.....	52
XIII.2.1. Réponse indicielle du système.....	53
XIII.2.2. Analyse et interprétation des résultats de la simulation.....	53
XIII.2.3. Test de la robustesse de la commande par PID.....	54
XIII.2.3.1. Robustesse de la commande pour un signal variant dans le temps.....	54
XIII.2.3.2. Robustesse de la commande vis-à-vis des perturbations	55
XIII.2.3.3. Robustesse de la commande vis-à-vis des variations du modèle.....	56
XIV. Conclusion	57
XV. Références.....	58
 CHAPITRE III : Commande du système de lévitation magnétique à l'aide d'un régulateur flou	
I. Introduction	59
II. Historique	60
III. Logique floue.....	60
III.1 Définition générale	60
III.2. Principe de la logique floue.....	60
IV. Elément de base de la logique floue.....	61
IV.1. Variables linguistiques	61
IV.2. Ensembles flous	62
IV.3. Fonctions d'appartenance.....	63
IV.4. Caractéristique des ensembles flous.....	63
V. Opérateurs de la logique floue.....	64
VI. Système flou	65
VI.1. fuzzification	66
VI.2. Méthodes d'inférences floues	66
VI.2.1 Inférence floue de type Mamdani.....	68
VI.3 Défuzzification	68
VI.3.1. Méthode du centre de gravité.....	69

VII.	Avantages et inconvénients de la logique floue.....	69
VIII.	Application de la commande floue au système Maglev	71
	VIII.1. Schéma de simulation sous Matlab	71
	VII.2. Variables linguistiques	72
	VII.3. Fonctions d'appartenances.....	73
	VII.4. Règles d'inférence	74
IX.	Simulation et résultats d'applications de la régulation floue	76
	IX.1 Réponse indicielle du système corrigé	76
	IX.2. Analyse et interprétation des résultats de simulation	77
X.	Robustesse de la commande	79
	X.1. Robustesse de la commande floue pour un signal variant dans le temps.....	79
	X.2. Robustesse de la commande floue vis-à-vis des perturbations	80
	X.3. Robustesse de la commande floue pour un signal variant dans le temps avec introduction des perturbations.....	81
	X.4. Test de la robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres du modèle	82
	X.5. Test de la robustesse vis-à-vis de la variation de position initiale x_0	85
	X.6. Etude comparative avec les régulateurs PID et à avance de phase	86
XI.	Conclusion	88
XII.	Références.....	89
	Conclusion générale	

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : Equations synthétisées par James Maxwell en 1865	11
Tableau I.2 : Paramètres du système Maglev	22
Tableau II.1 : Algorithme selon le critère de Routh	25
Tableau II.2 : Algorithme selon le critère de Routh	26
Tableau II.3 : Algorithme selon le critère de Routh	26
Tableau II.4 : Paramètres PID obtenus à partir d'une réponse indicielle (ZN_t)	38
Tableau II.5 : Paramètres PID obtenus à partir du point critique (ZN_f)	38
Tableau II.6 : Courant et erreur statique pour différentes valeur de la masse	49
Tableau II.7 : Valeurs du courant dans l'électroaimant pour différentes masse de la balle	57
Tableau III.1 : Ensembles d'opérateurs	64
Tableau III.2 : Règles d'inférences	73



Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I.1 : Lévitacion d'une plaquette.....	02
Figure I.2 : Lévitacion acoustique.....	03
Figure I.3 : Lévitacion optique.....	04
Figure I.4 : Lévitacion magnétique.....	06
Figure I.5 : Règle de la main droite.....	12
Figure I.6 : Influence d'un champ magnétique.....	13
Figure I.7 : champ magnétique permanent.....	14
Figure I.8 : Champ électromagnétique.....	15
Figure I.9 : Force due à la lévitation.....	16
Figure I.10 : Principe du système électrodynamique (maglev)	17
Figure I.11 : Piste de lévitation magnétique.....	17
Figure I.12 : Ventilateur Maglev.....	18
Figure I.13 : Structure conceptuelle du moteur.....	19
Figure I.14 : Schéma du système de lévitation magnétique (Maglev)	19

CHAPITRE II

Figure II.1 : Schéma général d'une boucle de régulation corrigée.	27
Figure II.2 : Influence d'un intégrateur sur les performances.	29
Figure II.3 : Influence d'un dérivateur sur les performances.	30
Figure II.4 Tracé de Bode d'un correcteur à retard de phase.....	33
Figure II.5 Tracé de Bode d'un correcteur à avance de phase.	34
Figure II.6 : Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID classique.....	35
Figure II.7 : la réponse indicielle du processus.....	35
Figure II.8 : Tracé de Bode du système en Boucle Ouverte.....	37
Figure II.9 : Tracé de Bode du système corrigée.....	39
Figure II.10 : Schéma bloc sous l'environnement Matlab (Simulink)	40
Figure II.11 : Module (régulateur sous l'environnement Matlab)	40
Figure II.12 : Schéma du système en boucle ouverte.....	41
Figure II.13 : Réponse indicielle du système.....	41
Figure II.14 : Courant circulant dans l'électroaimant.....	42
Figure II.15 : Réponse du système à un signal carré.....	43

Figure II.15 : Réponse du système à un signal sinusoïdal.....	44
Figure II.16 : Réponse indicielle du système vis-vis des perturbations.....	44
Figure II.17 : Réponse du système à un signal carré avec perturbations.....	45
Figure II.17 : Réponse du système à un signal sinusoïdal avec perturbations.....	46
Figure II.18 : Réponse du système pour $m=24g$	46
Figure II.19 : Réponse du système pour $m=30g$	47
Figure II.20 : Réponse du système pour $m=36g$	47
Figure II.21 : Réponse du système pour $m=40g$	48
Figure II.22 : Réponse du système pour $m=50g$	48
Figure II.23 : Réponse du système pour $m=60g$	48
Figure II.24 : Réponses indicielles du système pour différentes valeur de x_0	49
Figure II.25 : Schéma bloc du régulateur sous l'environnement Matlab (Simulink)	50
Figure II.26 : Outil tuning sous l'environnement Matlab.....	50
Figure II.27 : Réponse du système en utilisant le tuning.....	51
Figure II.28 : Réponse indicielle de système.....	51
Figure II.29 : Courant i dans l'électroaimant.....	53
Figure II.30 : Réponse du système au signal carrée.....	54
Figure II.31 . Réponse du système à au signal sinusoïdal.....	54
Figure II. 32 . Réponse indicielle du système avec perturbations.....	55
Figure II.33 : Réponses indicielles du système pour différentes valeur de la masse.....	56

CHAPITRE III

Figure III.1 : Représentation des variables linguistiques	61
Figure III.2 : Opérateurs de la logique floue.....	64
Figure III.3 : Schéma synoptique d'un système flou.....	65
Figure III.4 : Module d'inférence d'un système flou.....	66
Figure III.5 : Modèle d'inférence de Mamdani.....	67
Figure III.6 . Méthode du centre de gravité.....	68
Figure III.7 : Schéma bloc de la simulation sous l'environnement Matlab.....	70
Figure III.8 : Modèle de simulation.....	71
Figure III.9 : Régulateur flou.....	73
Figure III.10 : Fonctions d'appartenance.....	73
Figure III.11 : Implémentation des règles sous l'environnement Matlab (fuzzy toolbox) ..	74
Figure III.12 : Représentation graphique des règles.....	74

Figure III.13 : Réponse du système pour une position désirée de 1cm.....	75
Figure III.14 : Signal de commande.....	76
Figure III.15 : Courant dans l'électroaimant.....	76
Figure III.16 : Position de la balle avec zoom sur une partie du régime permanent.....	77
Figure III.17 : Réponse du système pour un signal carré.....	78
Figure III.18 : Réponse du système pour un signal sinusoïdal.....	79
Figure III.19 : Réponse indicielle de système avec introduction des perturbations.....	80
Figure III.20 : Réponse du système a un signal carré avec perturbations.....	80
Figure III.21 : Réponse du système a un signal sinusoïdal avec perturbations.....	81
Figure III.22 : Réponse de système pour $m=30g$	82
Figure III.23 : Réponse de système pour $m=40g$	82
Figure III.24 : Réponse de système pour $m=50g$	83
Figure III.25 : Réponse de système pour $m=60g$	83
Figure III.26 : Réponses indicielles du système pour différentes valeurs de x_0	84
Figure III.27 : Réponse indicielle du système corrigée	85
Figure III.28 : Réponse du système corrigé pour une consigne de forme carrée	85
Figure III.29 : Réponse du système corrigé pour une consigne de forme sinusoïdale.....	86
Figure III.30 : Réponse indicielle avec perturbations.....	86
Figure III.31 : Réponse indicielle (comparaison d'un point de vue rapidité et stabilité.....	87

Liste des sigles

x_0 : la position d'équilibre

i_0 : le courant d'équilibre

r : résistance de la bobine en Ohm

L : l'inductance de bobine en H

F : Force

a : accélération

F_1 : force de gravité

F_2 : force générée par l'électro-aimant permettant soulever la balle vers le haut.

k : La constant magnétique

i : le courant

x : la position de la balle

u : la tension

m : la masse de la balle (ou bille)

g : la gravité

K_{cr} : le gain critique

T_{cr} : la période d'oscillation

$\Delta\phi$: Marge de phase

ΔG : Marge de gain

ω_c : Pulsation de coupure

T_r : Temps de réponse

(K_i, K_p, K_d) :paramètres du régulateur PID

Liste des abréviations

Maglev : Magnetic Levitation

PID : proportionnelle-intégral-dérivé

PI : proportionnelle-intégral

PD : proportionnelle-dérivé

ZN : Ziegler et Nichols

LF : logique floue

BR : base des règles

CDG : centre de gravité

E : erreur

CE : dérivée de l'erreur

Z: zero

NB: negative big

NM: negative middle

NS: negative small

PS: positive small

PM: positive middle

PB: positive big

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La technologie de la lévitation magnétique (Maglev : Magnetic levitation) existe dans des différents domaines (industriel, transport, commercial...etc.) et elle est très utile, donc le développement de cette technologie devient maintenant une nécessité pour les industries et un projet pour les commerçants et un sujet de recherche pour les chercheurs et les académiciens.

Il existe plusieurs types et méthodes de la lévitation magnétique parmi ces types nous citons « la lévitation magnétique d'une balle (ou bille) » et sur laquelle notre projet de fin d'étude s'articule.

La recherche dans le domaine de la lévitation magnétique a pris une ampleur considérable durant les dernières décennies avec l'avènement de l'informatique et l'électronique embarquée à tel point qu'il est illusoire d'espérer dominer le sujet en entier.

Notre travail est basé sur le contrôle d'un « système de lévitation magnétique », comme ce système est classé parmi les systèmes qui sont fortement instable, son contrôle reste difficile par rapport autres systèmes. Notre contribution consiste à synthétiser des régulateurs classiques (avance de phase et PID) pour la commande de ce système.

Récemment, une technique de commande robuste est apparue basée sur la logique floue. Cette technique permet de commander un système sans avoir recours au modèle mathématique, mais nécessite des experts pour la description du système et de son comportement. Cette technique sera utilisée dans le cadre de notre projet afin de mettre en exergues ses particularités d'un point de vue robustesse. Pour se faire, notre mémoire est scindé en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré à une brève présentation des concepts de la lévitation magnétique et ses applications.

Le deuxième chapitre est consacré surtout à la commande du système Maglev en utilisant les régulateurs à avance de phase et PID. Les résultats de simulations seront esquissés sous formes de réponses indicielles et réponses pour différents signaux d'entrée.

Dans le troisième chapitre, nous proposons une nouvelle technique de commande basée sur la logique floue pour la commande du système Maglev. On esquissera sa caractéristique de commande obtenue par une synthèse d'un régulateur flou montrant ainsi sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des changements des paramètres du système. Enfin, une étude comparative sera entamée afin montrer les performances de chaque type de régulateur.

Nous achèverons notre manuscrit par une conclusion générale sur tout ce qui a été dit ou obtenu à propos de la commande des systèmes Maglev ainsi que sur les perspectives prometteuses existantes dans ce domaine d'études intéressant les industriels et les laboratoires de recherche.

*Chapitre I : Théorie de la lévitation
magnétique*

I. Introduction

Le contrôle de mouvement précis peut être compris au mieux par une sorte de dispositif de suspension sans contact et sans usure connu sous le nom de systèmes de lévitation magnétique (ou Maglev : Magnetic Levitation), jouant un rôle important dans l'ingénierie applicable à de larges applications telles que les roulements magnétiques, plates-formes de positionnement de haute précision, navettes aérospatiales et trains maglev rapides. Le problème abordé dans la classe des systèmes de suspension magnétique est de contrôler précisément la hauteur de la boule magnétique au-dessus du sol en la faisant léviter contre la force de gravité à l'aide d'électro-aimants. Cela développe une dynamique complexe et non linéaire avec un système instable en boucle ouverte exigeant, une stratégie de contrôle appropriée pour les stabiliser. Le modèle mathématique du système MAGLEV dépend de divers facteurs. En utilisant ce modèle, il est difficile de concevoir un contrôleur conventionnel et les résultats ne sont pas satisfaisants.[12]

Le Maglev peut être classé comme un système répulsif et il est basé sur la source des forces de lévitation. Ce type de systèmes est normalement instable et il est décrit comme hautement non linéaire où il est difficile de le contrôler. Il est très difficile de construire des contrôleurs de rétroaction de haute performance pour réguler la position de la boule de lévitation. En 1996, Walter Barietetal est sorti avec l'idée des contrôleurs d'espace d'état linéaires et non linéaires pour le système de lévitation magnétique. D'après l'auteur, les deux contrôleurs de l'espace d'état sont comparés ensemble en termes de performance dans le contrôle de la position de la balle. Le premier contrôleur est basé sur la transformation et un retour d'état non linéaire est utilisé pour linéariser le système.

Plusieurs stratégies de conception de commandes ont été développées afin de stabiliser la balle autour d'un point de fonctionnement souhaité. Les systèmes non linéaires et complexes sont commandés par le contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (PID), mais leurs modélisations sont souvent complexes et parfois impossibles à atteindre. En raison du fait que la plupart des processus dynamiques ont des non-linéarités, le modèle mathématique exact n'a pas été dérivé et les contrôleurs conventionnels nécessitent le modèle du système pour la détermination des paramètres en utilisant la théorie du contrôle, pour finalement développer un algorithme pour le contrôleur. [13]

Dans ce chapitre, nous essayons de présenter les différentes méthodes de la lévitation magnétique ainsi que leurs applications

II. Différentes méthodes de la lévitation sans support

II.1 Lévitation électrostatique

Le principe de la lévitation électrostatique repose sur le phénomène suivant:

Pour tenir la plaquette horizontalement, il est nécessaire de contrôler ses déplacements selon cinq degrés de liberté : le mouvement dans un plan horizontal (2 degrés de liberté), le mouvement dans une direction verticale, le tangage et le roulis. Parmi eux, le mouvement dans un plan horizontal est passivement limité par les forces latérales, comme le montre la figure I.1 et qui se produisent sous les deux conditions :

1. les tensions ne sont appliquées que lorsque les électrodes se chevauchent avec la plaquette
2. la plaquette a un déplacement relatif par rapport aux électrodes. Les trois degrés restants sont activement contrôlés [1].

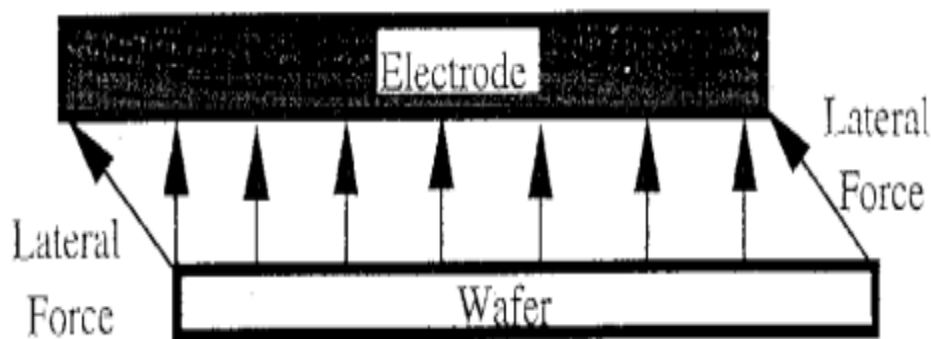


Figure I.1 : lévitation d'une plaquette

II.2 Lévitation acoustique

Un transducteur est placé à la base du système et vibre rapidement. Les vibrations libèrent des ondes de pression sonore d'une certaine longueur d'onde liées à la fréquence des vibrations. Lorsqu'un disque réflecteur rigide est placé quelque part au-dessus, une grande partie de la pression de l'onde est réfléchiée vers le transducteur. Ainsi, en modifiant la distance entre le transducteur et le réflecteur, il est possible de créer des ondes stationnaires - un front d'onde qui ne change pas avec le temps. L'onde de pression stationnaire a une certaine qualité permettant de l'exploiter. Au niveau des nœuds, le niveau de pression est au minimum tel que la pression est plus grande au-dessus et en dessous du point en raison du placement des anti-nœuds et autour du point où la pression est égale à la pression

atmosphérique. Une particule placée à ce point ressentirait donc une pression constante dans le sens radial pointant vers l'intérieur. Si l'on choisit avec soin un matériau particulier, il est possible de l'utiliser pour vaincre la force de gravité et faire léviter la particule (figure I.2).

La Pression est équivalente à la force par unité de surface. C'est pourquoi il est préférable de maximiser la surface de la particule en question pour profiter au maximum de l'acoustique pression que possible. Cependant, la force de gravité est proportionnelle à la masse de la particule de sorte que, dans l'idéal, il est possible de trouver un matériau qui permet d'avoir une grande surface combinée à une faible masse, quelque chose de faible densité comme Mousse de polystyrène [2]

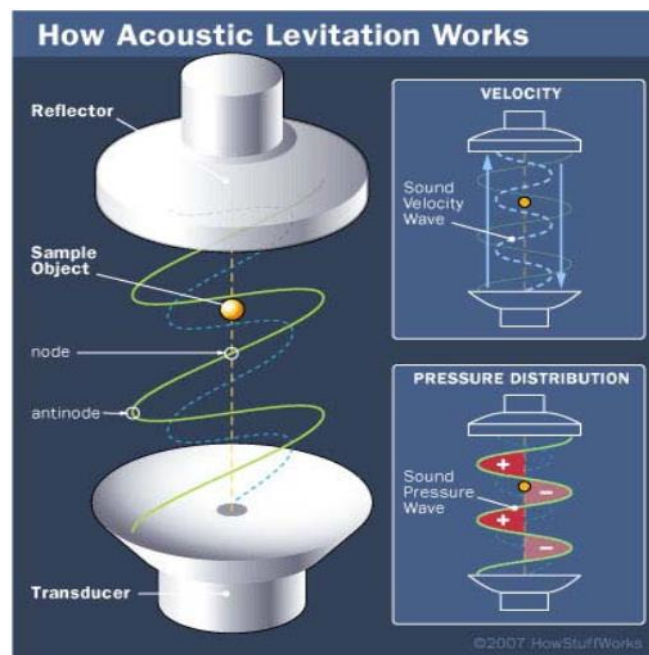


Figure I.2 : lévitation acoustique

II.3 Lévitation aérodynamique

Dans la lévitation aérodynamique, un spécimen sphérique est soulevé par un fluide. Le terme lévitation aérodynamiques utilise pour une technique dans laquelle des solides ou des liquides flottent librement sur un courant gazeux vertical. La lévitation aérodynamique permet donc de réaliser des expériences à haute température tout en évitant les problèmes liés à l'interaction chimique entre l'échantillon et les parois du récipient (par exemple, la corrosion des creusets d'oxyde par les silicates fondus, le gain ou la perte d'éléments siderophiles et de Fe dans les creusets de Pt).

Les oxydes et les silicates peuvent être chauffés et fondus avec un Laser à gaz CO_2 four à miroir, ou four solaire, alors qu'ils flottent sur le gaz de l'eau. En fonction de l'énergie fournie, les températures $>3000^\circ\text{C}$ peuvent être atteintes. La lévitation aérodynamique a été utilisée pour étudier les propriétés physiques des solides et des liquides à des températures élevées. Il a également été utilisé pour étudier le comportement de cristallisation des oxydes et des silicates. En raison de l'absence de nucléation hétérogène, la lévitation aérodynamique a également été utilisée pour la préparation de verres à partir de substances qui cristallisent lors du refroidissement [3].

II.4 La lévitation optique

Dans la lévitation optique, deux méthodes ont été utilisées pour piéger les particules à savoir :

- 1) des faisceaux laser verticaux (Figure. I.3)
- 2) deux faisceaux de laser horizontaux opposés dont les foyers coïncident presque.

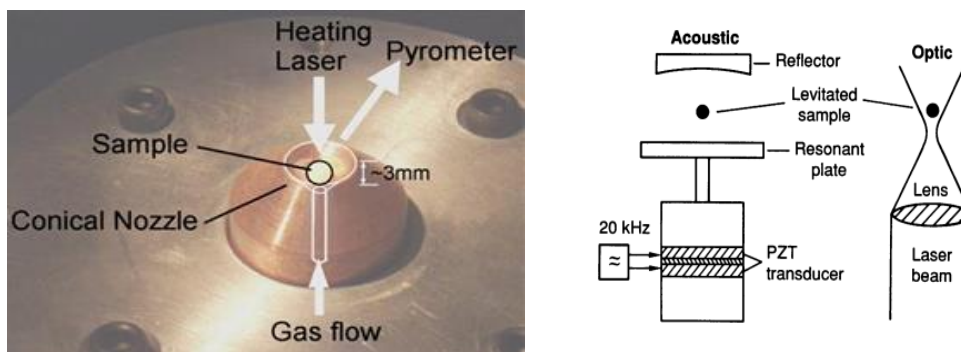


Figure I.3 : lévitation optique et aérodynamique

Les particules jusqu'à $120\ \mu\text{m}$ ont été soit larguées dans la zone de lévitation ou projetées par un support vibrant piézoélectrique jusqu'à ce que l'un d'entre eux s'est fait piéger. Différentes positions de lévitation stable existent à proximité du foyer, en fonction du diamètre et du mode et de la taille et l'indice de réfraction n de la particule. Les petites particules transparentes avec $n > 1$ sont attirées par le foyer parce que le champ laser (en mode " TEM_{00} ") diminue dans tous des directions qui s'éloignent de l'objectif. Les particules réfléchissantes et opaques sont également attirées. Même des assemblages de plus d'une douzaine de sphères peuvent être piégés et verrouillés dans des réseaux rigides stables en un seul faisceau. Les bulles de gaz dans l'eau peuvent être maintenues dans un équilibre stable

par le faisceau dirigé vers le bas d'un laser fonctionnant dans un mode qui donne une irradiance minimale au centre du faisceau. L'optique des résonances prédites par Mie ont été observées dans le glycérol avec des gouttelettes d'eau mises en lévitation par un rayon laser. Plus d'applications aux microparticules et aux bactéries ont été développées par Ashkin et Dziedzic ("pincettes optiques") [3].

II.5 Force de Casimir

En 1948, Casimir a montré que deux plaques métalliques parallèles non chargées, séparées par une distance proche d subissent une force d'attraction par unité de surface et est donnée par

$$B = - (\pi^2 \hbar c) / (240 d^4) \quad (I.1)$$

Où \hbar est la constante de Planck réduite et c la vitesse de la lumière dans le vide. Dans ses calculs, Casimir a attribué cet effet aux fluctuations du point zéro du champ électromagnétique, à savoir les conditions aux limites représentées par les plaques conductrices supprimant certains modes du champ électromagnétique du vide qui étaient présents dans la région de l'espace entre les plaques, avant la mise en place des murs. En d'autres termes, Casimir a pu évaluer la différence d'énergie du vide électromagnétique avec et sans les plaques (qui sont toutes les deux infinies), obtenant une énergie finie qui conduit à une force par unité de surface donnée par l'équation I.1. Une autre interprétation de la force Casimir a été proposée par Milonni et ses Collaborateurs. Ils n'ont considéré que les photons virtuels de l'électromagnétisme, le vide est porteur d'un mouvement linéaire, alors que les réflexions des photons du point zéro (Champ à l'intérieur des plaques les écartent), les déflexions des modes extérieurs les tirent ensemble [4].

II.6 Lévitation magnétique

La lévitation magnétique (Maglev) ou la suspension magnétique est la méthode par laquelle un objet est suspendu sans autre support que les champs magnétiques (figure I.4). Les champs magnétiques sont utilisés pour inverser ou contrecarrer l'attraction gravitationnelle et toute autre contre-accélération. Le principe de la lévitation magnétique est connu depuis plus de 100 ans, lorsque les scientifiques américains Robert Goddard et Emile Bachelet ont conçu pour la première fois des trains sans frictions (frottements). Mais bien que les trains à lévitation magnétique aient été au centre d'une grande partie de l'intérêt mondial pour le maglev, la technologie ne se limite pas aux voyages en train. Maglev peut créer des

technologies efficaces et sans bruit pour le son. Les deux principaux problèmes liés à la lévitation magnétique sont les suivants:

1. Force de levage: fournir une force vers le haut pour soulever suffisamment et pour contrer la gravité.
2. Stabilité: garantir que le système ne glisse ou bascule spontanément

La force magnétique d'un champ magnétique est calculée par: $P_{\text{mag}} = \frac{\beta^2}{2\mu}$ Où P_{mag} est la force par unité en pascals, μ est le champ magnétique en teslas. Et $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N} \cdot \text{A}^{-1}$ est la perméabilité du vide [5].

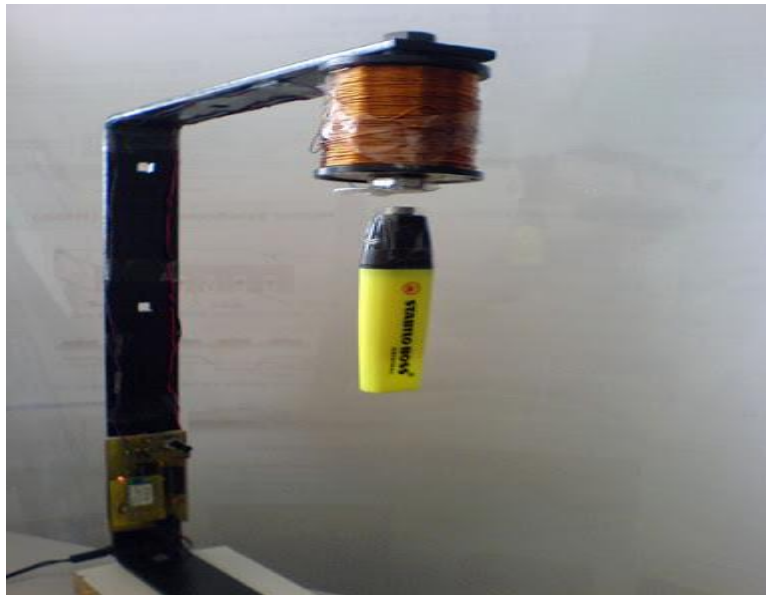


Figure I.4 : lévitation magnétique

III. Historique de la technologie de la lévitation magnétique

- **1842 : Le théorème d'Earnshaw**

Le théorème d'Earnshaw prouve qu'en utilisant uniquement des matériaux paramagnétiques (tels que le fer ferromagnétique), il est impossible pour un système statique de léviter de manière stable contre la gravité. Par exemple, l'exemple le plus simple d'ascenseur avec deux aimants dipôles simples repoussant est très instable, car l'aimant supérieur peut glisser latéralement ou se retourner, et il s'avère qu'aucune configuration d'aimants ne peut produire de stabilité. Cependant, les servomécanismes, l'utilisation de matériaux diamagnétiques, la supraconduction ou les systèmes impliquant des courants de Foucault permettent d'atteindre la stabilité. Dans certains cas, la force de levage est fournie par lévitation magnétique, mais la stabilité est fournie par un support mécanique portant peu de charge. C'est ce qu'on appelle la pseudo-lévitation [6].

- **1913 :brevet d'Emile Bachelet**

En mars 1912 Bachelet obtient un brevet pour son «appareil émetteur à lévitation» (brevet n ° 1 020 942) pour un système de suspension électromagnétique [6].

- **1933 : Super diamagnétisme (l'effet Meissner)**

L'effet Meissner (ou effet Meissner – Ochsenfeld) est l'expulsion d'un champ magnétique d'un supraconducteur lors de sa transition vers l'état supraconducteur lorsqu'il est refroidi en dessous de la température critique. Les physiciens allemands Walther Meissner et Robert Ochsenfeld ont découvert ce phénomène en 1933 en mesurant la distribution du champ magnétique à l'extérieur des échantillons supraconducteurs d'étain et de plomb [6]. Les échantillons, en présence d'un champ magnétique appliqué, ont été refroidis en dessous de leur température de transition supraconductrice, après que les échantillons ont annulé presque tous les champs magnétiques intérieurs, ils n'ont détecté cet effet qu'indirectement car le flux magnétique est conservé par un supraconducteur: lorsque le champ intérieur diminue, le champ extérieur augmente. L'expérience a démontré pour la première fois que les supraconducteurs étaient plus que des conducteurs parfaits et fournissaient une propriété unique définissant l'état supraconducteur. La capacité de l'effet d'expulsion est déterminée par la nature de l'équilibre formé par la neutralisation à l'intérieur de la cellule unitaire d'un supraconducteur [6]

- **1934 : Hermann Kemper «véhicule monorail sans roues attachées». Brevet Reich numéro 643316 [6]**

- **1939 : l'extension de Braunbeck**

En 1939, Braunbeck a réfuté le théorème de Earnshaw en montrant qu'il existe des champs magnétiques dans lesquels les petits diamagnétiques corps peuvent flotter dans une position stable. Il est le pionnier de l'étude sur la diffraction des ondes, en particulier à de courtes longueurs d'onde. Braunbek est également l'auteur d'un certain nombre de livres de physique [6].

- **1961 : lévitation électrodynamique utilisant des aimants supraconducteurs et des 8 bobines de figure à "flux nul"[6].**

- **1970 : Spin stabilisé en suspension magnétique (Roy M. Harrigan)**

La lévitation magnétique stabilisée par rotation est un phénomène de lévitation magnétique par lequel un aimant en rotation ou un ensemble d'aimants est levité via des forces magnétiques au-dessus d'un autre aimant ou ensemble d'aimants, et stabilisé par effet gyroscopique en raison d'un spin qui n'est ni trop rapide, ni trop lent pour permettre une précession nécessaire [6].

- **1974 : Rivière magnétique**

La rivière magnétique est un système de lévitation magnétique électrodynamique conçu par Fredrick Eastham et Eric Laithwaite en 1974. Il se compose d'une fine plaque conductrice sur un moteur à induction linéaire AC. En raison du flux transversal et de la géométrie, cela lui confère une portance, stabilité et propulsion tout en étant relativement efficace. Le nom fait référence à l'action qui assure la stabilité le long de l'axe longitudinal, qui agit de manière similaire à l'écoulement de l'eau dans une rivière [6].

- **1979 : « transrapid » passagers transportés par trains**

« Transrapid » est un train monorail à grande vitesse développé en Allemagne utilisant la lévitation magnétique. La planification du système Transrapid a commencé en 1969 avec une installation d'essai pour le système à Emsland, en Allemagne, et achevée en 1987. En 1991, la préparation technique pour la demande a été approuvée par la Deutsche Bundesbahn en coopération avec des universités renommées [6].

- **1981 : Premier système de lévitation magnétique à attache simple présenté au public [6].**

- **1984 : Navette maglev basse vitesse à Birmingham (Eric Laithwaite et al) [6].**

- **1997 : Grenouille vivante à lévitation diamagnétique (Andre Geim) [6].**

- **1999 : « Inductrack » lévitation électrodynamique à aimant permanent [6].**

Inductrack (ou Inductrak) a été inventé par une équipe de scientifiques du Lawrence Livermore National Laboratory en Californie, dirigé par le physicien Richard F. Post, pour une utilisation dans les trains maglev pour faire léviter les volants d'inertie. À vitesse constante, la puissance n'est requise que pour pousser le train vers l'avant contre l'air et la traînée électromagnétique. Au-dessus d'une vitesse minimale, à mesure que la vitesse du train augmente, l'écart de lévitation, la force de levage et la puissance utilisée sont largement constants. Le système peut soulever 50 fois le poids de l'aimant [6].

- **2005 : palier électrodynamique homopolaire**

Un roulement magnétique est un type de roulement qui supporte une charge par lévitation magnétique. Les roulements magnétiques supportent les pièces mobiles sans contact physique. Par exemple, ils sont capables de faire léviter un arbre rotatif et de permettre un mouvement relatif avec une friction très faible et sans usure mécanique. Les roulements magnétiques supportent les vitesses les plus élevées de toutes sortes de roulements et n'ont pas de vitesse relative maximale. Les roulements magnétiques sont utilisés dans plusieurs applications industrielles telles que la production d'énergie électrique, le raffinage du pétrole, le fonctionnement des machines-outils et la manipulation du gaz naturel [6].

IV. Théorème d'Earnshaw

Ce théorème doit son nom à S. Earnshaw qui l'a démontré en 1847. Il stipule qu'un système composé de corps dont les forces d'interaction varient en $\frac{1}{r^2}$, avec r la distance entre deux corps, n'a pas d'équilibre stable. Or les forces statiques (gravité, électrostatique et magnétostatique) ont effectivement ce type de variation. A partir de ce résultat, nous pouvons conclure qu'il est impossible de compenser le poids à l'aide d'une ou plusieurs de ces forces [7].

IV.1 Condition de stabilité de la lévitation

Le théorème d'Earnshaw porte sur la stabilité d'un équilibre. Pour que l'équilibre soit stable, il faut que la raideur de la résultante des forces soit négatives au moins suivant chacun des axes U_x , U_y et U_z . Ainsi, les forces suivant ces trois directions sont des forces de rappel. La somme de ces raideurs est donc négative :

$$k_x + k_y + k_z < 0 \quad (\text{I.2})$$

avec $k_i = \frac{\partial R_i}{\partial x_i}$ la raideur de la résultante R , selon l'axe i . Il est à noter que cette condition est nécessaire mais non-suffisante pour assurer la stabilité. Pour l'assurer, il est nécessaire que la raideur de la résultante soit négative, quelle que soit la direction. Mathématiquement, l'expression $k_x + k_y + k_z = \text{div}(R) = -\Delta E$ (I.3)

Avec E l'énergie du corps considéré. Ainsi, pour qu'un équilibre soit stable, il est nécessaire que le Laplacien de l'énergie soit positif :

$$0 < \Delta E$$

IV.2 Expressions des forces usuelles à distance

Nous admettons que les forces statiques usuelles d'interaction entre deux corps ponctuels (forces gravitationnelle, électrostatique et magnétostatique) sont de la forme $\frac{1}{r^2}$ et dérivent d'un potentiel $\frac{1}{r}$ [7].

IV.3 Laplacien de fonctions en $\frac{1}{r}$ et condition de stabilité

En coordonnées sphériques, le Laplacien d'un scalaire s'écrit :

$$\Delta f = \frac{\partial^2 f}{\partial r^2} + \frac{2}{r} * \frac{\partial f}{\partial r} + \frac{1}{r^2} * \frac{\partial^2 f}{\partial \theta^2} + \frac{1}{r^2 \tan \theta} * \frac{\partial f}{\partial \theta} + \frac{\partial f^2}{\partial \varphi^2} * \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \quad (\text{I.4})$$

Dans le cas considéré, les potentiels ne dépendent que de $\frac{1}{r}$. D'où :

$$\Delta E = \frac{\partial^2 E}{\partial r^2} + \frac{2}{r} * \frac{\partial E}{\partial r} \quad (\text{I.5})$$

Dans le cas d'une énergie en $\frac{1}{r}$, on montre que :

$$\Delta E = 0 \quad (\text{I.6})$$

Cette équation assure l'annulation du Laplacien des énergies gravitationnelles, électrostatiques ou magnétostatiques. Elle n'est donc pas positive. Par conséquent, un équilibre stable est impossible avec ces forces [7].

V. Force de Lorentz

V.1 Historique

Si les premières manifestations sur la théorie du magnétisme ont été observées dès l'antiquité grecque, il a fallu attendre le XVIIIe siècle pour voir les premières descriptions quantitatives d'une "force électromagnétique", une première relation a été proposée par Johann Tobias Mayer en 1760 pour des objets magnétiques et par Henry Cavendish en 1762 pour les particules chargées électriquement, avec des vérifications expérimentales par Charles-Augustin de Coulomb en 1784. De nombreuses manifestations de cette "force

électromagnétique” ont été ensuite observées au cours du XIXe siècle [8]. Ainsi, Hans Oersted découvrit en 1820 qu’un fil parcouru par un courant électrique dévie l’aiguille d’une boussole à proximité – donc qu’un champ électrique induit un champ magnétique, Michel Faraday constate en 1831 qu’un champ magnétique variable induit un courant électrique. Les différentes théories de l’électrostatique, de l’électrocinétique et du magnétisme ont finalement été synthétisées par James Maxwell en 1865 par quatre équations données par le tableau I.1 :

Maxwell-Gauss	$div E = \frac{\rho}{\epsilon_0}$
Maxwell-Faraday	$rot E = -\frac{dB}{dx}$
Maxwell- flux	$div B = 0$
Maxwell-Ampère	$rot B = \mu_0 j + \mu_0 \epsilon_0 \frac{dE}{dx}$

Tableau I.1 : Equations synthétisées par James Maxwell en 1865

Ces équations, bien qu’elles aient été données au milieu du XIXe siècle, ont “résisté” à l’introduction de théories du XXe siècle comme la relativité restreinte et sont toujours valables aujourd’hui. Ce domaine de la physique reste néanmoins l’objet de nombreuses recherches. Pour n’en citer qu’une, afin de rendre les quatre équations beaucoup plus symétriques avec des expressions de E et B similaires, des physiciens cherchent des “monopoles magnétiques”, ou “charges magnétiques”, à l’instar des charges électriques. Bien que Paul Dirac ait prédit une existence théorique possible dans le cadre de la physique quantique, l’absence de résultat malgré plus d’un siècle de recherche et la description du champ magnétique comme une relativiste du champ électrique laisse douter de l’existence de tels monopoles [8]

V.2 Expressions de la force de Lorentz

La force de Lorentz peut s’exprimer de différentes manières selon que l’on s’intéresse à une particule chargée simple ou une distribution de charges dans un volume. Pour une particule simple de charge q se déplaçant à une vitesse v dans un champ électromagnétique (E, B), la force de Lorentz que subit la particule vaut alors :

$$F = qE + qv \wedge B \quad (I.7)$$

Avec \wedge le produit vectoriel, qui permet de définir la direction et le sens du terme $q \mathbf{v} \wedge \mathbf{B}$ comme rappelé dans la figure I.5.

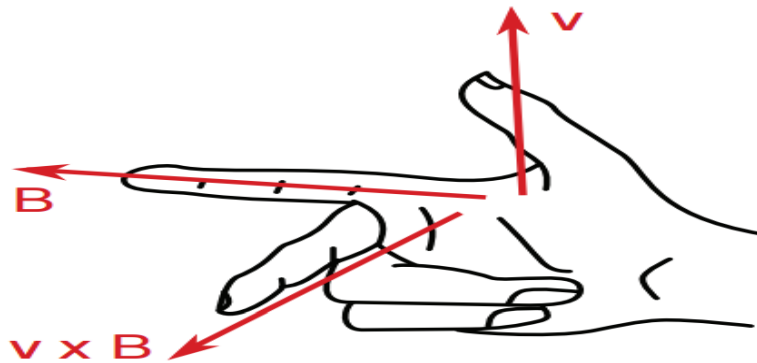


Figure I.5: Règle de la main droite

En l'absence de champ électrique E , une particule de charge positive se déplaçant avec une vitesse v dans la direction et le sens du pouce et un champ magnétique B dans la direction et le sens de l'index subira une force dans la direction et le sens du majeur.

Concrètement, cela signifie qu'une particule sera localement accélérée dans la direction du champ électrique E (dans un sens ou l'autre selon sa charge q) et qu'elle changera de direction perpendiculairement à sa vitesse v et au champ magnétique B (dans un sens ou l'autre selon sa charge q). On peut alors parler de force électrique pour le terme qE et de force magnétique pour le terme $q \mathbf{v} \wedge \mathbf{B}$, la force de Lorentz étant la somme de ces deux termes. Cependant, certains auteurs désignent improprement la force de Lorentz comme la force magnétique uniquement. Pour un conducteur parcouru par un courant lorsqu'un conducteur fin placé dans un champ magnétique B est parcouru par un courant I (pouvant être lui-même issu d'un champ électrique E), la force subie par ce conducteur est égale à :

$$F = \int_L I dl \wedge B \quad (I.8)$$

Avec dl un petit élément du conducteur de longueur totale L .

On appelle parfois cette force la force de Laplace, plus fréquemment dans les ouvrages francophones qu'anglophones, mais on réserve généralement ce terme pour les conducteurs filiformes. On peut réécrire cette équation sous une forme volumique, avec un petit élément de volume $d\tau$:

$$\frac{d\mathbf{y}}{d\mathbf{x}} = \mathbf{j} \wedge \mathbf{B} \quad (I.9)$$

Avec j la densité de courant électrique dans l'élément de volume $d\tau$ du conducteur. C'est sous cette forme que la force de Lorentz sera le plus souvent utilisée dans les applications industrielles : un courant électrique dans un champ magnétique induit un déplacement mécanique, et vice-versa. Cela peut s'expliquer simplement en observant le déplacement de particules conductrices, notamment les ions dans les tissus biologiques, qui sont résumé sur la figure 1.6. Sous l'influence d'un champ magnétique et d'un déplacement mécanique, les particules conductrices dérivent dans la même direction mais dans des sens opposés selon leur signe, ce qui induit un courant électrique.

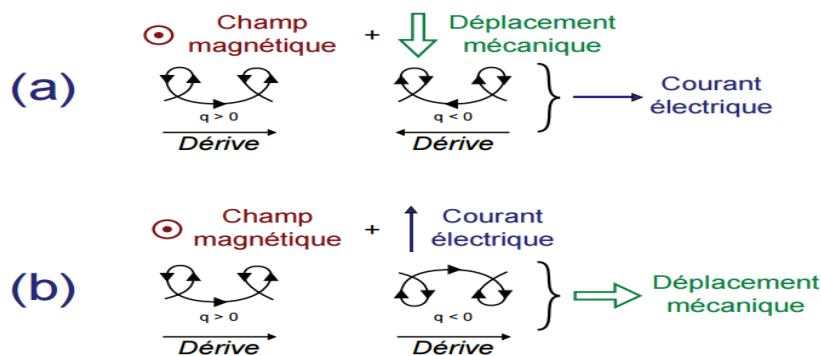


FIGURE I.6: Influence d'un champ magnétique

- (a) Sous l'influence d'un champ magnétique et d'un déplacement mécanique, les particules conductrices dérivent dans la même direction mais dans des sens opposés selon leur signe : cela induit un courant électrique.
- (b) Sous l'influence d'un champ magnétique et d'un courant électrique, toutes les particules conductrices dérivent dans la même direction et le même sens : cela induit un déplacement mécanique global [8]

VI. Bases de la lévitation magnétique

VI.1 Champs magnétiques

La création de forces magnétiques est la base de toute lévitation magnétique. La création d'un champ magnétique peut être causée par un certain nombre de choses. La première chose qui peut être causée par un aimant permanent. Ces aimants sont un matériau solide dans lequel il existe un pôle Nord et Sud induit. La deuxième façon dont un champ magnétique peut être créé est à travers un champ électrique changeant linéairement avec le temps. La troisième et dernière façon de créer un champ magnétique consiste à utiliser le courant continu. Cette création de champ magnétique est basée sur la loi de Michael Faraday.

Cette loi stipule que s'il y a un changement du champ magnétique sur une bobine de fil, il y a un changement de tension. En allant un peu plus loin, on pourrait dire que s'il y avait un changement de tension, il y aurait alors un changement de champ magnétique. Cela se produit dans la bobine lorsqu'il y a un courant induit à la suite de ce changement de tension. Un champ magnétique de pleine puissance peut être créé entre les deux bobines. La direction des forces créées par la loi de Faraday a été découverte par d'Heinrich Lenz. Sa théorie stipule que «la force électromotrice induite dans un circuit électrique agit toujours dans une direction telle que le courant qu'il entraîne autour du circuit s'oppose à la variation du flux magnétique qui produit la force électromotrice [5]

- a) **Champ magnétique permanent** : Le premier type de lévitation est la mise en œuvre à l'aide d'aimants permanents. Ces aimants sont faits d'un matériau qui crée un pôle nord et sud sur eux comme le montre la figure I.7. Dans les métaux, le moment magnétique orbital provoque l'alignement des atomes voisins dans la même direction, créant un métal ferromagnétique. La force du champ magnétique diminue inversement avec le cube de la distance du centre de l'aimant



Figure I.7 : champ magnétique permanent

La définition formelle d'un aimant permanent est « un matériau qui conserve ses propriétés magnétiques après la suppression du champ magnétique externe » [5].

- b) **Champ électromagnétique** : Le courant électrique circulant à travers un fil crée un champ magnétique. Lorsque ce fil est enroulé autour d'un matériau magnétique (c'est-à-dire du métal), un courant passe à travers ce fil tout en magnétisant le noyau métallique comme le montre la figure I.8.

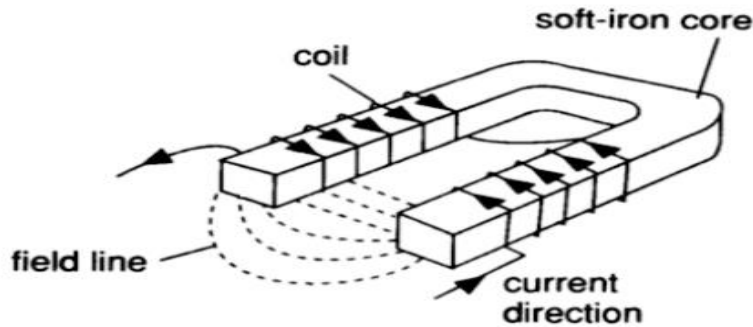


Figure I.8 : Champ électromagnétique

Par principe simple, on peut créer toutes sortes de choses, y compris des moteurs, des solénoïdes, des têtes de disques durs, des haut-parleurs, etc.

- c) **Champ supraconducteur** : Les aimants supraconducteurs sont basés sur les mêmes principes qui sont à l'œuvre dans une IRM. Les aimants supraconducteurs sont les plus courants de tous les aimants et sont parfois appelés cryomagnétiques. L'idée derrière les aimants supraconducteurs est qu'il existe un matériau qui ne présente aucune résistivité électrique au courant électrique. Une fois qu'un courant a été introduit dans les bobines de ce matériau, il circulera indéfiniment sans nécessiter l'entrée de courant supplémentaire. La façon dont un matériau est capable d'avoir une si faible résistivité au courant est qu'il est porté à des températures très basses. Les températures que l'on trouve couramment dans les aimants supraconducteurs sont d'environ -258°C . Cela se fait en immergeant les bobines qui retiennent le courant dans l'hélium liquide; cela aide également à maintenir un champ magnétique homogène dans le temps [5].

VI.2 Principe de la lévitation

La propriété de lévitation des champs magnétiques alternatifs est largement utilisée dans plusieurs domaines par exemple : la mesure des propriétés physiques d'alliages métalliques. Les phénomènes physiques, sur lesquels ce type de dispositif s'appuie, peuvent être résumés de la façon suivante : un milieu de conductivité électrique σ , de volume V , placé dans un champ magnétique B d'intensité caractéristique B_0 alternatif de pulsation ω , développe des courants électriques induits de densité j . Ce phénomène a deux effets sur ce milieu appelé « charge » : un effet thermique et un effet mécanique. L'effet thermique est aussi appelé « chauffage par effet Joule ». Il est utilisé pour fondre la charge et la maintenir en température. L'effet mécanique est dû aux forces électromagnétiques F [9].

$$F = B * J \quad (I.10)$$

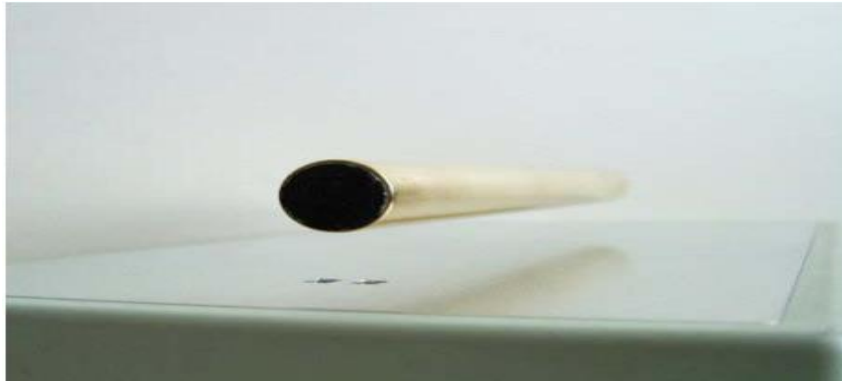


Figure I.9 : Force due à la lévitation

VII. Applications de la lévitation magnétique

VII.1 Trains à lévitation magnétique

Parmi les utilisations utiles des technologies de lévitation magnétique, l'utilisation la plus importante est l'exploitation de trains à lévitation magnétique. Les trains Maglev sont sans aucun doute les véhicules les plus avancés actuellement disponibles pour les industries ferroviaires. Maglev est la première innovation fondamentale dans le domaine de la technologie ferroviaire depuis l'invention du chemin de fer. Le train à lévitation magnétique est un véhicule très moderne. Les véhicules Maglev utilisent des systèmes de lévitation magnétique, de guidage et de propulsion sans contact et n'ont pas de roues, d'essieux et de transmission. Contrairement aux véhicules ferroviaires traditionnels, il n'y a pas de contact physique direct entre le véhicule maglev et sa voie de guidage. Ces véhicules se déplacent le long de champs magnétiques qui s'établissent entre le véhicule et sa voie de guidage. Les conditions d'absence de contact mécanique et de frottement fournies par une telle technologie permettent d'atteindre des vitesses de déplacement plus élevées attribuées à de tels trains. Les véhicules maglev ont enregistré une vitesse de déplacement égale à 581 km / h. Le remplacement des composants mécaniques par une électronique sans usure permet de s'affranchir des contraintes techniques de la technologie roue sur rail. L'utilisation de trains à lévitation magnétique a attiré de nombreuses industries des transports à travers le monde. Les trains à lévitation magnétique sont les plus récents progrès en génie ferroviaire, en particulier dans les industries des transports. Les trains Maglev peuvent être commodément considérés comme une solution aux besoins de transport à l'heure actuelle ainsi qu'aux besoins futurs du monde. Il existe une variété de conceptions pour les systèmes maglev et les ingénieurs

continuent de révéler de nouvelles idées sur ces systèmes. De nombreux systèmes ont été proposés dans différentes parties du monde, et un certain nombre de couloirs ont été sélectionnés et étudiés [10].

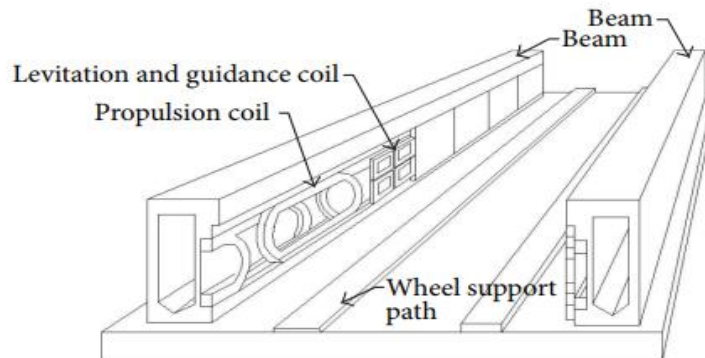


Figure I.10 : Principe du système électrodynamique : maglev

VII.2 Lancement de fusées

Une piste de lévitation magnétique est opérationnelle au Marshall Space Flight Center de la NASA à Huntsville, Alabama, USA (figure I.11). La piste expérimentale est installée à l'intérieur d'une installation à hautes baies au Marshall Center. Le programme avancé de transport spatial de Marshall développe des technologies de lévitation magnétique ou de Maglev qui pourraient donner à un lanceur spatial un «départ en marche» pour se libérer de la gravité de la Terre. Un système de lancement Maglev utiliserait des champs magnétiques pour faire léviter et accélérer un véhicule le long d'une piste à des vitesses allant jusqu'à 600 mph. Le véhicule passerait aux moteurs fusées pour être lancé en orbite. Les systèmes Maglev pourraient réduire considérablement le coût d'accès à l'espace, car ils sont alimentés par l'électricité, une source d'énergie peu coûteuse qui reste au sol, contrairement au carburant de fusée qui ajoute du poids et du coût à un lanceur [10].



Figure I.11 : Piste de lévitation magnétique

VII.3 Ventilateur Maglev

Le ventilateur Maglev offre des performances supérieures, un faible bruit et une longue durée de vie. En utilisant des forces de lévitation magnétique, ces ventilateurs présentent un frottement nul sans contact entre l'arbre et le roulement. Avec une excellente stabilité en rotation, le ventilateur maglev élimine les vibrations et les oscillations et secousses typiques généralement rencontrées dans les moteurs de ventilateur. Le ventilateur maglev offre également une excellente endurance à haute température qui se traduit par une durée de vie de 50 000 heures ou plus à température ambiante (figure I.12) [10].

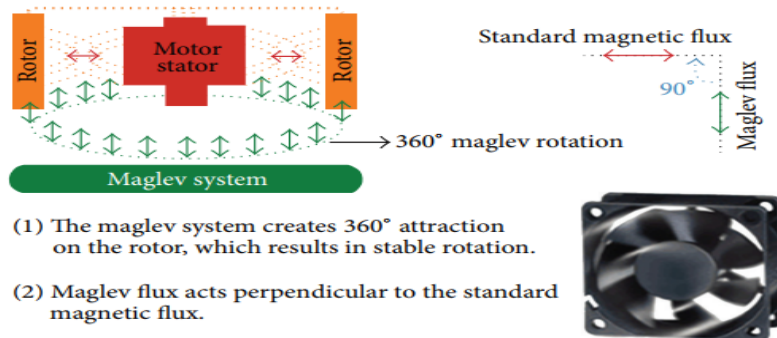


Figure I.12: Ventilateur Maglev

VII.4 Pompe cardiaque Maglev

L'insuffisance cardiaque est l'une des principales causes de décès. Les traitements de l'insuffisance cardiaque comportent généralement une transplantation cardiaque, une assistance mécanique ventriculaire, une substitution d'organes artificiels, etc. Bien que la transplantation cardiaque soit une technologie relativement naturelle, il y a une grave pénurie de cœurs donnés et entraînera une réaction de rejet de la transplantation. Le support des pompes cardiaques artificielles traditionnelles utilise souvent des roulements à rouleaux ou coulissants. En raison du contact entre le roulement et le sang, le sang sera pollué et produira facilement une thrombose. Avec le développement de la technologie maglev, du moteur et du contrôle, la pompe cardiaque artificielle a surmonté les problèmes tels que les frottements, l'étanchéité et la lubrification, ce qui a réduit les dommages aux cellules sanguines et amélioré la durée de vie et la sécurité de la pompe cardiaque. La pompe cardiaque artificielle nécessite une petite structure, une faible consommation d'énergie, une certaine rigidité et un amortissement pour la transplantation et une longue utilisation. Une pompe à sang Maglev axiale de type hybride a non seulement une petite taille, presque aucune énergie (figure I.13) [10].

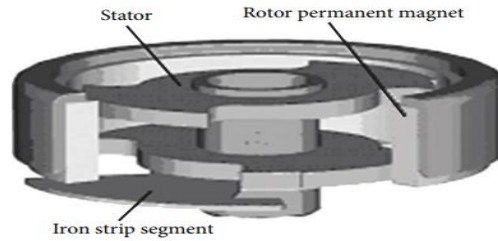


Figure I.13 : Structure conceptuelle du moteur

VIII. Modélisation de système de lévitation magnétique

Dans cette partie, on essaiera de décrire le modèle mathématique du système Maglev, ce dernier est considéré comme non linéaire. Pour cela, nous allons le linéariser autour d'un point d'équilibre noté (x_0, i_0) .

VIII.1. Equation dynamique du système

La figure I.14 représente le schéma explicatif de la lévitation magnétique avec l'ensemble des paramètres permettant de le décrire et de le modéliser.

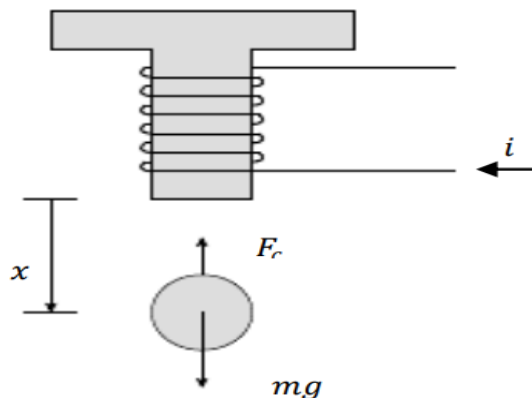


Figure I.14 : Schéma du système de lévitation magnétique (Maglev)

Dans notre, on va considérer deux parties pour décrire le système à savoir :

✓ Partie électrique :

Cette partie concerne uniquement la bobine et sa résistance interne

$$u = ri + L \frac{di}{dt} \quad (\text{I.11})$$

Où

r : représente résistance de la bobine en Ohm

L : l'inductance de la bobine en H

La Transformée de Laplace permettant de décrire l'équation (I.11) est donnée de la façon suivante :

$$\frac{i}{u} = \frac{k_e}{\tau_e s + 1} \quad (\text{I.12})$$

Avec

$$k_e = 1/r$$

et $\tau_e = L/r$

✓ Partie mécanique :

Dans cette partie, on va utiliser la deuxième loi de Newton

$$\sum \vec{F} = m \vec{a} \quad (\text{I.13})$$

avec

F : Force

a : accélération

Dans le système Maglev, il y'a deux forces de sens opposés qui sont appliquées sur la balle:

F_1 : force de gravité,

F_2 : force générée par l'électro-aimant permettant soulever la balle vers le haut [11].

$$F_1 = mg \quad (\text{I.14})$$

où (m : représente la masse de la balle et g la gravité)

$$F_2 = k \frac{i^2}{x^2} \quad (\text{I.15})$$

Avec :

k : La constant magnétique, i : le courant, x : la position de la balle

Finalement, en substituant les équations (I.14) et (I.15) dans l'équation (I.13) on obtient :

$$ma = mg - k \frac{i^2}{x^2} \quad (\text{I.16})$$

Dans notre cas, l'accélération a est représentée par \ddot{x} qui représente la dérivée seconde de la position x (Equation I.17)

$$\ddot{x} = g - \frac{ki^2}{mx^2} \quad (\text{I.17})$$

VIII.2. linéarisation du système

Afin de pouvoir synthétiser des régulateurs classiques pour stabiliser le système tels que le PD ou PID, nous avons essayé de linéariser le système autour du point d'équilibre (x_0, i_0) .

Pour notre système, la partie électrique est linéaire, mais la partie mécanique représente une non-linéarité dont on va la linéariser. Pour cela, on utilisera le développement en séries de Taylor (équation I.18).

$$\ddot{x} = -\left(\frac{\partial f}{\partial i}(x_0, i_0)\Delta i + \frac{\partial f}{\partial x}(x_0, i_0)\Delta x\right) \quad (\text{I.18})$$

D'autre part on a :

$$g = f(x_0, i_0) \quad (\text{I.19})$$

Finalement, après développement, on trouve :

$$\ddot{x} = -(k_i\Delta i + k_x\Delta x) \quad (\text{I.20})$$

La transformée de Laplace permettant de décrire l'équation (I.20) est la suivante :

$$\frac{\Delta x}{\Delta i} = \frac{-k_i}{s^2 + k_x} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

$$k_i = \frac{2ki_0}{mx_0^2}$$

Et

$$k_x = \frac{-2ki_0^2}{mx_0^3}$$

Les paramètres du système utilisés dans la simulation sont résumés dans le tableau I.2

x	Position de la balle	[0.005, 0.025] m
i	Courant dans la bobine	[0, 3] A
u	Tension aux bornes de la bobine	[-6, 6] V
g	Gravité	9,81 m*s ⁻²
m	Masse de la balle	0.02 kg
r	Résistance interne	2.5Ω
L	Inductance de la bobine	5 mH
k	Constante magnétique	8.25x10 ⁻⁵

Tableau I.2 : Paramètres du système Maglev

IX. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'un rappel sur la théorie de la lévitation magnétique et sur les applications industrielles les plus couramment rencontrés. Ensuite, nous avons décrit le modèle mathématique utilisé dans nos simulations afin de pouvoir synthétiser sa commande. Le problème majeur de la lévitation magnétique repose sur la commande de ce type de système. Pour cela, le chapitre suivant sera consacré à la commande de ce type de système en utilisant un régulateur classique le plus couramment rencontré basé sur les contrôleurs PID.

X. Références

- [1] **J. JIN, T. C. YIH , T. HIGUCHI, et JU. JEON** « Direct Electrostatic Levitation and Propulsion of Silicon Wafer », IEEE Transaction on Industry Application , Vol 34, N°5, September/October 1998, p.975-884
- [2] **J. YANG , M. REDLICH.**, «Acoustic Levitation ». Experiment March 13th through April 24
- [3] **E. H. BRANDT**« Levitation in Physics », journal de la science , vol 243 , 20 january 1989, p.349-354
- [4] **P. R. SILVA.** «Casimir force: an alternative approach». Departement of physics, University of Minas Gerais – Belo Horizonte Brazil,
- [5] **P. RATHORE, P.K. SEN et G. SAHU1 .**, « An Review on Magnetic Levitation Principle and It's Applications », International Journal of Engineering and Management Research, Volume 5, Issue-5, October-2015, p. 84-87
- [6] www.wikipedia.org/wiki/Magnetic_levitation#History
- [7] **C. PIGOT.**, «La lévitation Diamagnétique à l'Echelle Micrométrique: Applications et Possibilités» thèse de doctorat, Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2008
- [8] **P. GRASLAND-MONGRAIN.** « Applications de la force de Lorentz en acoustique médicale», thèse de Doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, 2013
- [9] **H. YAGHOUBI** « The Most Important Maglev Applications », Journal of Engineering Volume 2013, Article ID 537986, 19 pages

[10] **B. BARDET.** « Levitation Electromagnetique : Expériences terrestres et simulations numériques ». thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2006

[11] **D. S SHU'AIBU, H. RABIU, N. SHEHU,** « Efficient Fuzzy Logic Controller for Magnetic Levitation Systems », Nigerian Journal Of Technological Development, Vol. 13, No. 2, December 2016.

[12] **A.kumarchoudhary, S.K.nagar, J.P.Tiwari** «implementation of Fuzzy Controller to Magnetic Levitation System », ix control instrumentation system conference p201-206 16-17/11/2012

[13] **J.R.MIDDALA** «modeling and analysis of Magnetic Levitation System using fuzzy logic control », IJSDR vol2 issue6 p318-323 06/2017

*Chapitre II : Commande du système
de lévitation magnétique à l'aide des
régulateurs classiques*

I. Introduction

Les régulateurs PID répondent à plus du 90% des besoins industriels et le nombre de régulateurs installés dans une usine pétrolière, par exemple, se compte par milliers. Malheureusement, malgré l'expérience acquise au fil des ans, les valeurs choisies pour les paramètres P, I et D ne sont pas toujours satisfaisantes, ni adaptées au processus à régler. L'histoire des régulateurs est déjà longue et il peut être intéressant de rappeler quelques étapes importantes. Les premiers régulateurs de type centrifuge apparaissent vers 1750 pour régler la vitesse des moulins à vent, suivi en 1788 du fameux contrôleur de vitesse d'une machine à vapeur de James Watt. En 1942, Ziegler et Nichols ont proposé deux démarches permettant de trouver facilement les paramètres optimums pour une installation donnée. Au fil des ans, les propositions de Ziegler et Nichols ont été adaptées ou modifiées selon les besoins. En 1963, Horowitz a ajouté un degré de liberté supplémentaire au régulateur PID afin de mieux contrôler les dépassements obtenus lors d'une réponse indicielle. Ce nouveau degré de liberté consiste, en particulier, à ne réinjecter vers le terme proportionnel qu'une partie du signal de sortie. Au début des années 1990 et dans le but de fournir des règles d'ajustement simples mais plus performantes que celles de Ziegler-Nichols, Åström et ses collaborateurs ont analysé le comportement dynamique d'un grand nombre de processus. Cette analyse a conduit à l'établissement de tableaux servant aux calculs des paramètres P, I et D à partir de mesures simples [1].

Dans ce chapitre, on essayera d'aborder les notions de base sur la stabilité d'un système et ces critères, puis on abordera les régulateurs PID et leurs actions, ensuite on présentera les correcteurs avancés de phase et retard de phase et nous achèverons par l'application de ce type de commande au système Maglev

II. Notions sur la stabilité

Un système bouclé est stable si la grandeur physique réelle à réguler reste bornée lorsque l'on injecte un signal borné à son entrée. Dans la pratique, on exige que le signal de sortie converge effectivement vers une valeur finie. D'une manière plus générale, aucun signal dans la boucle de régulation, ne doit osciller ou tendre vers l'infini.

Remarque : Dans certains cas, notamment celui des systèmes non linéaires, on peut tolérer la présence d'oscillations dans les signaux, du moment qu'elles restent d'amplitudes limitées. La stabilité d'un système asservi est une condition obligatoire : l'instabilité est en général synonyme de destruction du système.

La condition mathématique de stabilité s'énonce ainsi : Un système asservi est stable si et seulement si sa fonction de transfert en boucle fermée ne possède aucun pôle à partie réelle positive [2].

III. Critère algébrique de Routh

Le critère algébrique de Routh ne permet pas de définir une telle notion de marge de sécurité, mais il autorise le diagnostic de stabilité pour des systèmes d'ordre élevé et possédant de surcroît, un ou plusieurs paramètres :

soit $h(p)$ la fonction de transfert en boucle fermée et soit $d(p)$ le dénominateur de $h(p)$. $d(p)$ est un polynôme de degré n :

$$d(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + a_{n-2} p^{n-2} \dots \dots \dots + a_1 p^1 + a_0 \quad (\text{II.1})$$

On applique le critère de Routh en plaçant la suite de coefficients a_i dans un tableau, sur deux lignes, dans l'ordre des n décroissants, alternativement une ligne sur deux. On effectue ensuite un calcul pour créer une ligne supplémentaire, selon l'algorithme présenté sur le tableau II.1 ci-dessous.

a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	a_1
a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	a_0
$\frac{a_{n-1} a_{n-2} - a_{n-3} a_n}{a_{n-1}}$	$\frac{a_{n-1} a_{n-4} - a_{n-5} a_n}{a_{n-1}}$	$\frac{a_{n-1} a_1 - a_0 a_n}{a_{n-1}}$

Tableau II.1 : Algorithme selon le critère de Routh

On dispose alors d'un tableau de trois lignes, la troisième ligne possédant moins de termes que les précédentes. On complète alors cette troisième ligne, à droite, par des zéros (tableau II.2)

a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	a_1
a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	a_0
b_m	b_{m-1}	b_{m-2}	b_0	0

Tableau II.2 : Algorithme selon le critère de Routh

On recommence le même calcul sur les deux dernières lignes pour créer une quatrième ligne (tableau II.3)

a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	a_1
a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	a_0
b_m	b_{m-1}	b_{m-2}	b_0	0
$\frac{b_m a_{n-3} - b_{m-1} a_{n-1}}{b_m}$	$\frac{b_{m-1} a_{n-5} - b_{m-2} a_{n-1}}{b_m}$

Tableau II.3 : Algorithme selon le critère de Routh

On itère le processus jusqu'à ce qu'il n'y ai plus que des 0 sur la ligne

Le nombre de pôles à partie réelle positive, de la fonction de transfert $H(p)$ est égal au nombre de changements de signe dans la première colonne. En conséquence, le système est stable en boucle fermée si tous les coefficients de la première colonne sont de même signe [2].

IV. Principe général de la correction d'un système

L'idée consiste à introduire dans la chaîne directe, en amont du système $A(p)$, un dispositif supplémentaire de fonction de transfert $C(p)$, appelé correcteur et dont le rôle essentiel doit consister à modifier les performances du système initial (figure II.1)

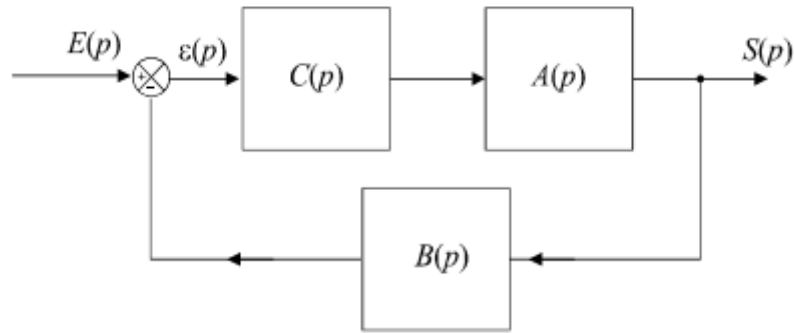


Figure II.1 : Schéma général d'une boucle de régulation corrigée.

Cela revient à dire que nous transformons les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée de manière à imposer à l'ensemble de fonctionner selon le cahier des charges voulu. Si $G_i(p)$ et $H_i(p)$ sont les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée du système initial et $G_c(p)$ et $H_c(p)$ les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée du système corrigé on aura :

$$G_i(p) = A(p)B(p) ; H_i(p) = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)} \quad (\text{II.2})$$

$$G_c(p) = A(p)B(p)C(p) ; H_c(p) = \frac{A(p)C(p)}{1 + A(p)B(p)C(p)} \quad (\text{II.3})$$

Tout l'art de la correction des systèmes consiste à choisir la bonne fonction de transfert $C(p)$ pour ce correcteur de manière à régler chaque performance sur sa valeur requise, sans perturber, bien sûr, le fonctionnement du système. Ces correcteurs sont en général constitués de dispositifs électroniques qui peuvent souvent être très simples. Néanmoins, lorsque le cahier des charges est très exigeant, il faut parfois faire appel à des correcteurs plus sophistiqués donc plus coûteux et, il faut l'avouer, qui peuvent s'avérer délicats à régler [2].

V. Actions correctives élémentaires

Il existe trois actions correctives élémentaires qui permettent, individuellement, de corriger telle ou telle performance. Elles sont relativement simples à réaliser mais, en général, dégradent d'autres performances. Elles sont utilisables lorsque le cahier des charges est peu exigeant. Dans le cas contraire, il faut envisager de combiner ces différentes actions au sein d'un correcteur plus complexe [2]

V.1 Correcteur proportionnel

Le correcteur est un simple amplificateur de gain réglable $C(p) = K$ qui a pour mission de modifier le gain statique initial du système. Nous connaissons déjà, l'influence du gain statique sur les performances :

- Si $K < 1$, autrement dit s'il s'agit d'un atténuateur, on améliore la stabilité du système et on diminue son dépassement en boucle fermée. En revanche, la rapidité et la précision sont dégradées.
- Si $K > 1$, on améliore la rapidité et la précision du système en boucle fermée mais on diminue la stabilité (ce qui peut aller jusqu'à rendre le système instable) et on accroît son dépassement [2].

V.2 Correcteur intégral

a) Définition

Le correcteur est un intégrateur de fonction de transfert : $C(p) = \frac{1}{p}$ qui a pour mission d'ajouter un pôle nul à la fonction de transfert en boucle ouverte. Nous savons déjà qu'un système dont la fonction de transfert en boucle ouverte possède un pôle nul sera caractérisé par une erreur de position nulle.

Remarque : On dit parfois, bien que ceci n'ait aucun sens d'un point de vue physique, que le gain statique du système en boucle ouverte tend vers l'infini, ce qui corrobore la nullité de l'erreur de position en boucle fermée qui est inversement proportionnelle au gain statique en boucle ouverte. Le correcteur à action intégrale est donc censé améliorer la précision du système asservi

b) Influence sur les autres performances

Les modifications apportées à la fonction de transfert modifient sans aucun doute les autres performances du système. Il nous reste à savoir dans quel sens elles évoluent. La simulation, sur un diagramme de Bode, des transformations subies par les courbes de gain et de phase après adjonction de ce correcteur peuvent nous renseigner sur ces modifications. Considérons un système quelconque de fonction de transfert en boucle ouverte $G_i(p)$ (figure II.2). Les graphes représentent respectivement

$$G_i dB = 20 \log G_i(\omega) \quad (\text{II.4})$$

$$\varphi(\omega) = \arg G_i(j\omega) \quad (\text{II.5})$$

Les graphes correspondant à la fonction de transfert corrigée se déduisent facilement des graphes initiaux (en plus clair sur la figure II.2) :

$$G_c dB = 20 \log G_c(\omega) = 20 \log \frac{G_i}{\omega} = 20 \log G_i(\omega) - 20 \log \omega$$

$$\varphi_c = \arg G_c(j\omega) = \arg \frac{G_i(j\omega)}{j\omega} = \varphi_i(\omega) - \frac{\pi}{2}$$

On passe donc de la courbe de gain initiale $G_i(\omega)$ à la courbe corrigée $G_c dB$ en « retranchant » à chaque segment l'équivalent d'un segment de pente, autrement dit en décrémentant chaque pente initiale d'une unité. En remarquant par ailleurs, qu'à la pulsation $\omega = 10$, le gain a chuté de 20 dB, il nous est possible de tracer immédiatement le graphe correspondant à $G_c dB$. Le diagramme de phase, quant à lui, est translaté de $\frac{\pi}{2}$ vers le bas.

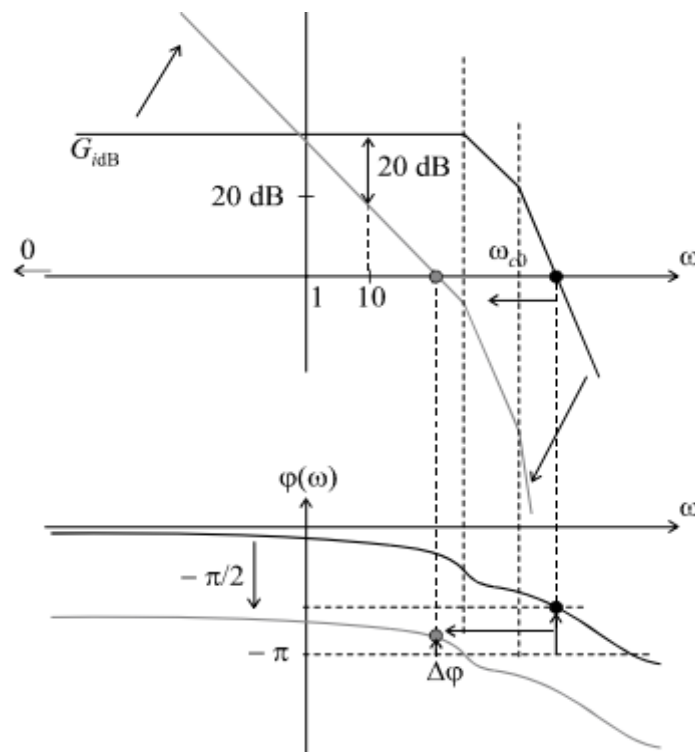


Figure II.2 : Influence d'un intégrateur sur les performances.

On remarque que la pulsation de coupure à 0 dB diminue. Compte tenu que : $t_m = \frac{t}{\omega_0}$ on peut en déduire que le temps de montée augmente. L'intégrateur aura donc tendance à ralentir le système en boucle fermée. De plus, malgré la diminution de ω_{c0} , la marge de phase aura tendance à diminuer car la courbe de phase a changé et est susceptible de se retrouver très proche de $-\pi$. La stabilité et la limitation du dépassement en trouvent dégradées. En

conclusion, seule la précision du système est améliorée par l'introduction d'un correcteur à action intégrale. Toutes les autres performances sont diminuées [2].

V.3 Correcteur à action dérivée

Le correcteur est un dérivateur de fonction de transfert :

$$C(p) = p \quad (\text{II.6})$$

qui a pour mission d'ajouter un zéro nul à la fonction de transfert en boucle ouverte. Intuitivement, nous pouvons imaginer que son action est l'inverse de celle de l'intégrateur. Vérifions cela sur un diagramme de Bode.

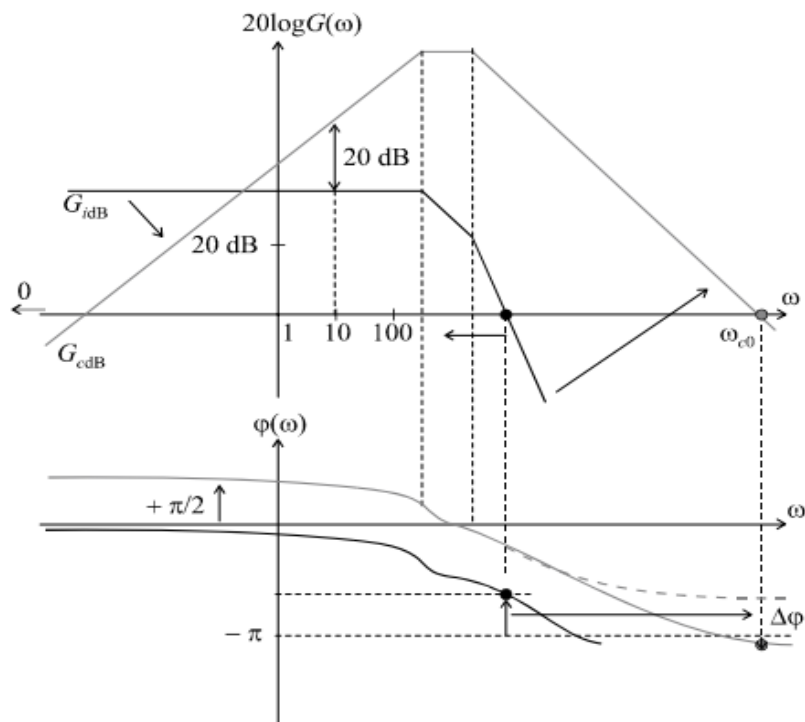


Figure II.3 : Influence d'un dérivateur sur les performances.

Considérons à nouveau un système quelconque de fonction de transfert en boucle ouverte $G_i(p)$. Les Graphes dans la figure II.3 représentent respectivement :

$$G_i dB = 20 \log G_i (\omega)$$

$$\varphi(\omega) = \arg G_i (j\omega)$$

Les graphes correspondant à la fonction de transfert corrigée se déduisent facilement des graphes initiaux :

$$G_c dB = 20 \log G_c(\omega) = 20 \log G_i = 20 \log G_i(\omega) + 20 \log \omega$$

$$\varphi_c = \arg G_c(j\omega) = \arg j\omega G_i(\omega) = \varphi_i(\omega) + \frac{\pi}{2}$$

On passe donc de la courbe de gain initiale $G_{i\text{db}}$ à la courbe corrigée $G_{c\text{db}}$ en « ajoutant » à chaque segment l'équivalent d'un segment de pente, autrement dit en incrémentant chaque pente initiale d'une unité. En remarquant par ailleurs, qu'à la pulsation $\omega = 10$, le gain a augmenté de 20 dB, il nous est possible de tracer immédiatement le graphe correspondant à $G_{c\text{db}}$. Le diagramme de phase, quant à lui, est translaté de vers le haut. On remarque que la pulsation de coupure à 0 dB augmente.

Compte tenu que : $t_m = \frac{t}{\omega_0}$ on peut en déduire que le temps de montée diminue. Le dérivateur aura donc tendance à accélérer le système en boucle fermée. Également sur la marge de phase mais cette influence dépend de l'ordre du système. En effet, la « remontée de phase de $\frac{\pi}{2}$, » peut avoir deux effets différents : si le système possède un ordre élevé, le déphasage peut tendre vers des valeurs négatives très importantes ; la remontée de phase peut alors être sans effet sur l'amélioration de la marge de phase, voire la dégrader et même rendre le système instable (courbe en trait plein). Si au contraire l'ordre du système est faible, la remontée de phase peut se traduire par une nouvelle courbe φ_c qui tend vers une valeur située largement au-dessus de $-\pi$ (courbe pointillée). Pour finir, la précision du système, liée au gain statique va être dégradée par l'action dérivée puisque le gain aux basses fréquences diminue fortement.

En conclusion, seule la rapidité du système est améliorée par l'introduction d'un correcteur à action Dérivée. Toutes les autres performances sont diminuées ou susceptibles de l'être [2].

VI. Action proportionnelle intégrale correcteur à retard de phase

Définition : Le correcteur à retard de phase est un correcteur qui, comme son nom ne l'indique pas, permet d'augmenter le gain uniquement aux basses fréquences. Il sera donc utilisé pour améliorer la précision d'un système asservi. Sa fonction de transfert est :

On prend :
$$C(p) = \frac{k(1+Tp)}{1+aTp} \text{ avec } a>1 \quad (\text{II.7})$$

Pour mieux comprendre l'action de ce correcteur, traçons son diagramme de Bode. Il y a deux pulsations de coupure : $1/T$ et $1/aT$

Telles que : $1/aT < 1/T$

On a :
$$C(\omega) = \frac{\sqrt{1+T^2\omega^2}}{\sqrt{1+a^2T^2\omega^2}} \quad (\text{II.8})$$

Et:
$$\varphi(\omega) = \arctan(T\omega) - \arctan(aT\omega)$$

Lorsque $\omega \rightarrow 0$, on a : $C(\omega) \rightarrow a$

Cet équivalent de pente nulle est valable de 0 jusqu'à la première pulsation de coupure qui a pour expression : $1/aT$. La pente du diagramme de Bode asymptotique se décrémente alors d'une unité et ce nouvel équivalent est valable jusqu'à la seconde pulsation de coupure ($1/T$) à partir de laquelle nous retrouvons une pente nulle (figure II.4)

Lorsque $\omega \rightarrow \infty$, on a : $20 \log C(\omega) \rightarrow 0 \text{ db}$

$$\varphi_{min} = \arcsin \frac{1-a}{1+a}$$

L'examen du diagramme de Bode nous permet de prévoir l'action de ce correcteur. Lorsque celui-ci sera placé en cascade avec le système à corriger, dans la chaîne directe, les deux diagrammes de Bode s'additionneront. Le gain statique est donc bien augmenté de $20 \log a$, ce qui améliore la précision. En réglant le paramètre T sur une valeur suffisamment faible, cette correction n'a d'influence qu'aux basses fréquences ; le gain aux hautes fréquences n'est pratiquement pas affecté. Le déphasage négatif supplémentaire introduit par le correcteur se situe également aux basses fréquences. Il n'a donc pas d'influence sur la marge de stabilité, étant donné que les pulsations de coupure à 0 dB sont, en général, situées dans des plages de fréquences plus élevées. En tout état de cause, pour régler le correcteur à retard de phase, on choisira la valeur de a qui permet d'obtenir le gain statique résultant voulu et on choisira ensuite T se sorte que $1/T \ll \omega_{c0}[2]$.

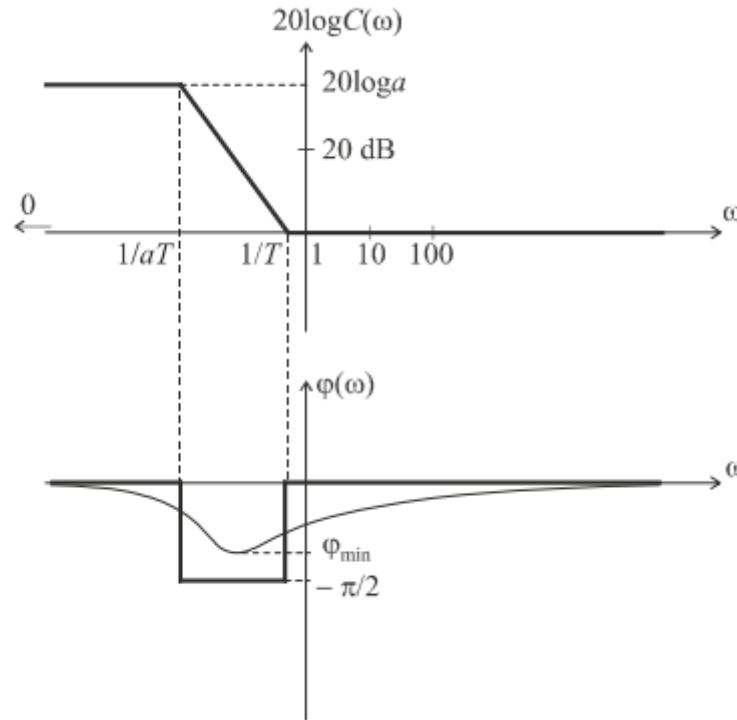


Figure II.4 Diagramme de Bode d'un correcteur à retard de phase

VII. Action proportionnelle dérivée correcteur à avance de phase

Définition : Le correcteur à avance de phase est un correcteur qui, comme son nom l'indique, permet d'augmenter la marge de phase d'un système. Il s'agit de compenser un trop faible déphasage autour de la pulsation de coupure à 0 dB

On prend :
$$C(p) = \frac{k(1+aTp)}{1+Tp} \text{ avec } a > 1 \quad (\text{II.9})$$

Pour mieux comprendre l'action de ce correcteur, traçons son diagramme de Bode. Il y a deux pulsations de coupure : $1/T$ et $1/aT$, avec : $1/aT < 1/T$

On a :
$$C(\omega) = \frac{\sqrt{1+a^2T^2\omega^2}}{\sqrt{1+T^2\omega^2}} \quad (\text{II.10})$$

Et :
$$\varphi(\omega) = \arctan(aT\omega) - \arctan(T\omega)$$

Lorsque $\omega \rightarrow 0$, on a :
$$C(\omega) \rightarrow 1$$

Cet équivalent de pente nulle est valable de 0 jusqu'à la première pulsation de coupure qui a pour expression : $1/aT$. La pente du diagramme de Bode asymptotique s'incrémente alors d'une unité et ce nouvel équivalent est valable jusqu'à la seconde pulsation de coupure ($1/T$) à partir de laquelle nous retrouvons une pente nulle (figure II.5).

Lorsque $\omega \rightarrow +\infty$ on a : $20 \log C(\omega) \rightarrow 20 \log a$

L'intérêt de ce correcteur est visible sur son diagramme de phase : à la pulsation $\frac{1}{T\sqrt{a}}$, le déphasage présente un maximum que nous pouvons facilement calculer : $\varphi_{max} = \arcsin \frac{a-1}{a+1}$

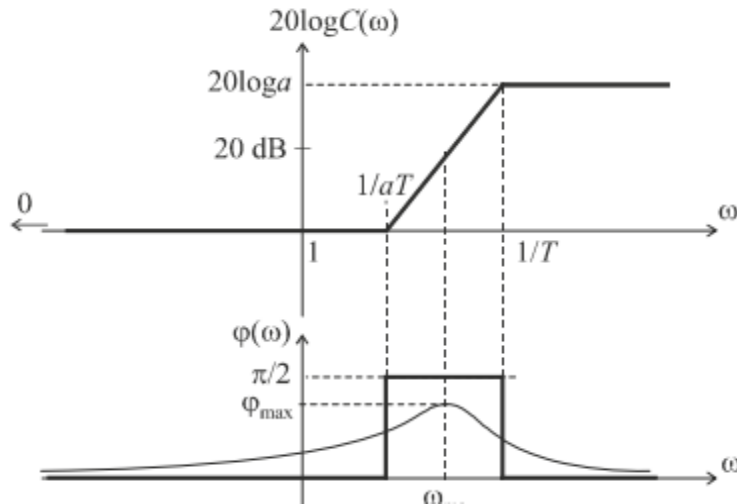


Figure II.5 Diagramme de Bode d'un correcteur à avance de phase.

Le principe de l'action correctrice consiste à faire coïncider φ_{max} avec la pulsation de coupure 0 dB ω_{c0} du système à corriger et à régler φ_{max} que l'on appelle la remontée de phase, de manière à obtenir la marge de phase voulue [2]

VIII. Régulateur PID

Le régulateur PID classique relie directement le signal de commande $u(t)$ au signal d'écart $e(t)$. Sa description temporelle est la suivante :

$$u(t) = K_p (e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^T e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (II.11)$$

Avec l'écart défini comme suit : $e(t) = \omega(t) - y(t)$

Sa fonction de transfert s'écrit : $G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s)$

Cette combinaison des termes P, I et D est aussi désignée sous le nom de forme parallèle ou non-interactive. Le schéma fonctionnel d'un processus réglé à l'aide d'un tel régulateur est donné à la figure II.6. En plus des signaux définis plus haut, on y trouve la perturbation $v(t)$, le bruit de mesure $n(t)$ le signal de sortie non bruité $x(t)$ [1]

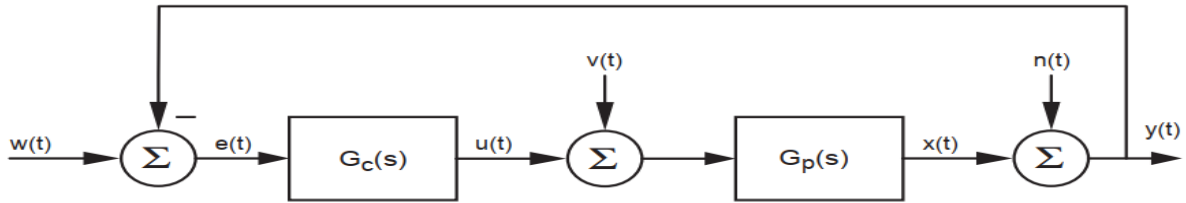


Figure II.6 : Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID classique

IX. Méthodes de Ziegler et Nichols (ZN)

En 1942, Ziegler et Nichols ont proposé deux approches heuristiques basées sur leur expérience et quelques simulations pour ajuster rapidement les paramètres des régulateurs P, PI et PID. La première méthode nécessite l'enregistrement de la réponse indicielle en boucle ouverte, alors que la deuxième demande d'amener le système bouclé à sa limite de stabilité [1].

IX.1 Méthode de la réponse indicielle

Pour obtenir les paramètres du régulateur PID, il faut d'enregistrer la réponse indicielle du processus seul (c'est-à-dire sans le régulateur), puis de tracer la tangente au point d'inflexion de la courbe. On mesure ensuite sa pente p , le retard apparent L correspondant au point d'intersection de la tangente avec l'abscisse et le gain $K_0 = y_{\infty}/E$ (figure II.7). On peut alors calculer les coefficients du régulateur choisi à l'aide du tableau II.4. Généralement, les gains K_p proposés par Ziegler-Nichols sont trop élevés et conduisent à un dépassement supérieur à 20%. Il ne faut donc pas craindre de réduire K_p d'un facteur 2 pour obtenir une réponse satisfaisante [1].

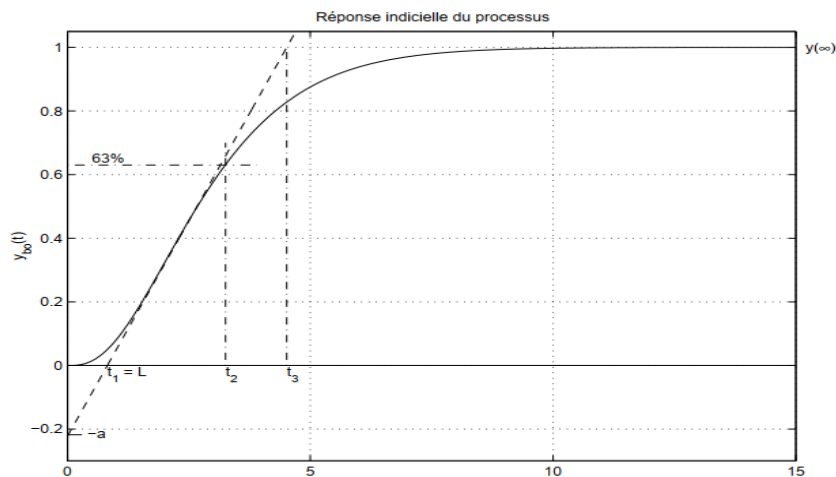


Figure II.7 : Réponse indicielle du processus

Type	K_p	T_i	T_d
P	$1/(pLK_0) = 1/(aK_0)$		
PI	$0.9/(pLK_0) = 0.9/(aK_0)$	$3L$	
PID	$1.2/(pLK_0) = 1.2/(aK_0)$	$2L$	$0.5L$

Tableau II.4: Paramètres PID obtenus à partir d'une réponse indicielle (ZNt)

IX .2 Méthode du point critique

Cette méthode est basée sur la connaissance du point critique du processus. Expérimentalement, on boucle le processus sur un simple régulateur proportionnel dont on augmente le gain jusqu'à amener le système à osciller de manière permanente ; on se trouve ainsi à la limite de stabilité. Après avoir relevé le gain critique K_{cr} du régulateur et la période d'oscillation T_{cr} de la réponse, on peut calculer les paramètres du régulateur choisi à l'aide du tableau II.5. Ici également, les valeurs proposées conduisent à un temps de montée relativement court malheureusement assorti d'un dépassement élevé. Cette situation n'étant pas toujours satisfaisante, on peut être amené à corriger les coefficients proposés et, en particulier, à diminuer le gain K_p . On notera que les paramètres T_i et T_d proposés par les deux méthodes de Ziegler-Nichols sont dans un rapport constant égal à 4. Le régulateur possède donc deux zéros confondus valant $-1/(2T_d) = -2/T_i$ [1].

Type	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$		
PI	$0.4K_{cr}$	$0.8T_{cr}$	
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5T_{cr}$	$0.125T_{cr}$

Tableau II.5: Paramètres PID obtenus à partir du point critique (ZNf)

X. Avantages et les inconvénients du régulateur PID

L'asservissement par PID est aujourd'hui l'un des asservissements les plus utilisés et ce pour plusieurs raisons. Premièrement, il est très simple à mettre en place et s'avère efficace pour la plupart des systèmes réels. De plus, le calcul des coefficients laisse le choix entre plusieurs méthodes de difficulté croissante. D'une part, une méthode expérimentale très facile à mettre en place, permet d'obtenir rapidement des coefficients corrects pour des systèmes ne nécessitant pas de très grandes précisions dans l'asservissement. D'autre part, des méthodes

mathématiques avancées offrent des techniques pour obtenir les coefficients idéaux pour un système en particulier. Ainsi, la mise en place d'un asservissement PID peut-être à la fois rapide et efficace et permettra une optimisation des coefficients pour les systèmes les plus avancés. Cependant, il est important de noter que ce type d'asservissement est limité par un certain nombre de contraintes. Tout d'abord, il peut s'avérer inefficace pour certains systèmes qui contiennent du bruit (coefficient Dérivé) ou qui ne sont pas linéaires (l'asservissement PID étant linéaire, la non-linéarité d'un système entraîne des instabilités). Enfin, il est possible d'optimiser la réponse d'un système en multipliant les asservissements (Comme par exemple le double asservissement PID) [3].

XI. Commande du système Maglev

Avant de commencer la synthèse des régulateurs, nous avons décidé d'analyser la nature du système, pour connaître son comportement et ses performances (marge de phase, stabilité en boucle fermée, marge de gain, etc ...). Cets derniers nous permettent de faire un choix judicieux du type et des paramètres des régulateurs. Les outils les plus couramment rencontrés permettant d'analyser les systèmes sont : tracés de Bode, de Nequist et de Black Nichols.

Dans nos applications, nous avons opté pour le tracé de Bode pour effectuer ce type d'analyse. La figure II.8 représente le tracé de Bode de notre système décrit par le modèle mathématique présenté au chapitre 1.

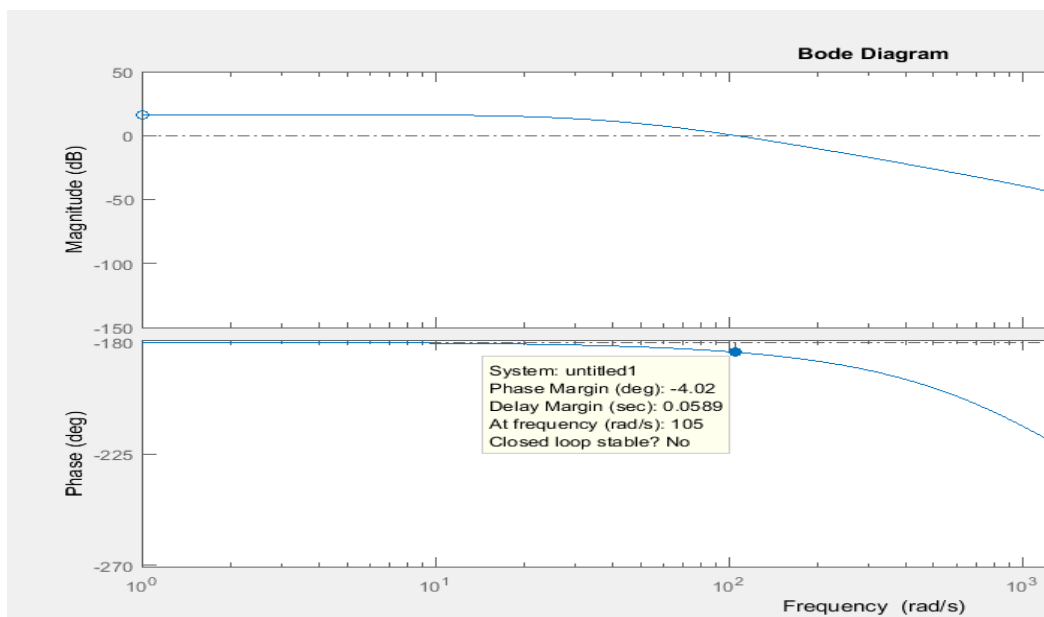


Figure. II.8 : Tracé de Bode du système en Boucle Ouverte

D'après le tracé, on déduit les paramètres suivants à savoir:

La pulsation de coupure $\omega_c = 105 \text{ rad/s}$

Et la Marge de phase $\Delta\varphi = -4.02^\circ$

On constate que le système est instable, ce qui nous oblige à synthétiser des régulateurs permettant de suspendre la balle à une position désirée. Pour cela, nous commençons par à appliquer les régulateurs classiques les plus couramment rencontrés : Avance de phase et PID. Le choix judicieux des paramètres du régulateur permet de stabiliser le système en boucle fermée.

XII. Commande par correcteur à avance de phase

XII.1. Calcul des paramètres du correcteur à avance de phase

La fonction de transfert du régulateur avance de phase est donnée par l'équation II.12

$$c(s) = kc \frac{1+\alpha TS}{1+TS} \quad (\text{II.12})$$

Nous remarquons qu'il suffit de déterminer les constantes α et T :

a. Détermination de la constante α

Afin de stabiliser le système, et d'après la théorie de la stabilisation, on doit avoir une marge de phase $\Delta\varphi_{\text{désirée}}=45^\circ$

Par ailleurs, notre système présente une marge de phase $\Delta\varphi = -4.05^\circ$

Et d'après la relation (équation II.13) :

$$\varphi_{\text{Manquante}} = \Delta\varphi_{\text{désirée}} - \Delta\varphi + \varphi_{\text{sécurité}} \quad (\text{II.13})$$

En ajoutant 10° de sécurité, C.-à-d. $\varphi_{\text{sécurité}} = 10^\circ$

De même on a aussi $\varphi_{\text{Manquante}} = \arcsin\left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)$

On déduit finalement que

$$\alpha = \frac{1 + \sin(\varphi_{\text{manquante}})}{1 - \sin(\varphi_{\text{manquante}})} \quad (\text{II.14})$$

Application numérique :

$$\varphi_{\text{Manquante}} = 45 + 4.05 + 10 = 59.05^\circ$$

Donc
$$\alpha = \frac{1 + \sin(59.05)}{1 - \sin(59.05)} = 13,05$$

b. Détermination du paramètre T :

La relation permettant le calcul de T est donnée par la formule suivante :

$$T = \frac{1}{\sqrt{\alpha} \times \omega_c} \quad (\text{II.15})$$

Application numérique

$$T = \frac{1}{\sqrt{13.05} \times 105} = 0.0026$$

Finalement la fonction de transfert du régulateur est donnée par l'équation II.16 :

$$C(s) = \frac{1+0.034s}{1+0.0026s} \quad (\text{II.16})$$

Pour vérifier la stabilité du système, nous esquissons sur la figure II.9, le tracé de Bode du système corrigé. On constate que le système est stable avec : $\Delta\varphi = 32.2^\circ$ et $\Delta G = 11.7$

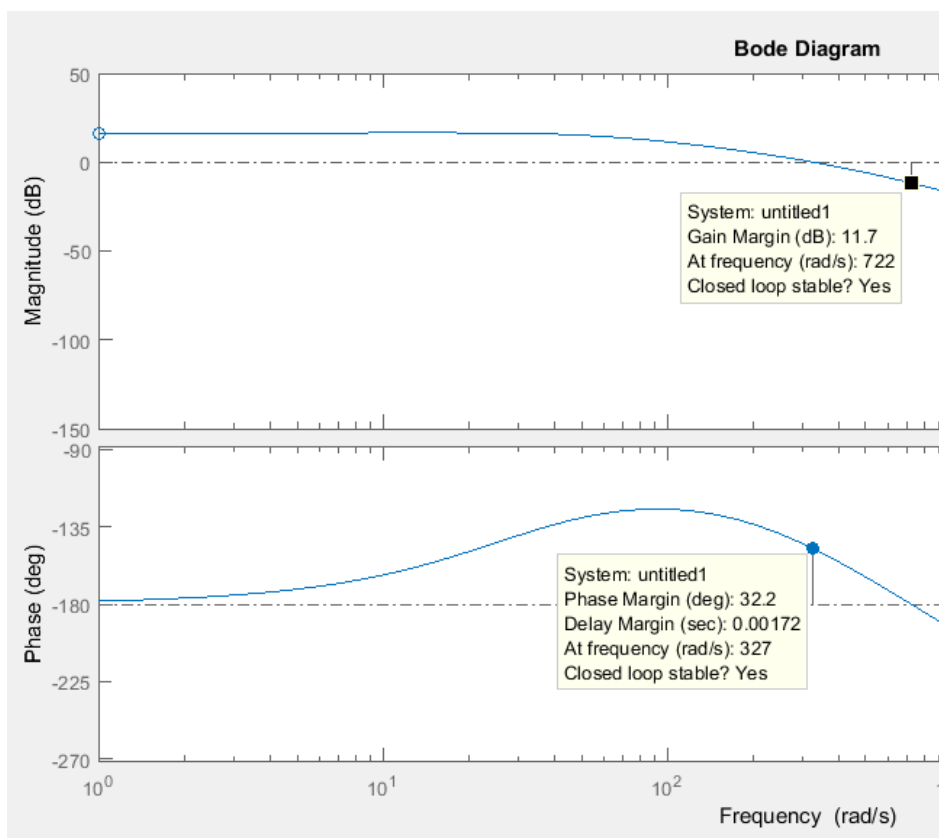


Figure II.9 : Tracé de Bode du système corrigée

XII.2. Implémentation du régulateur

Pour vérifier la fiabilité de ce régulateur, nous avons fait appel au logiciel Matlab (Simulink). Ce logiciel offre la possibilité de simuler les processus industriels d'une manière aisée avec une bibliothèque intégrée de modules pour le contrôle des processus.

A. Modèle sous MaTlab

La figure II.10 représente la simulation du système sous l'environnement Matlab avec les différents modules permettant de le décrire.

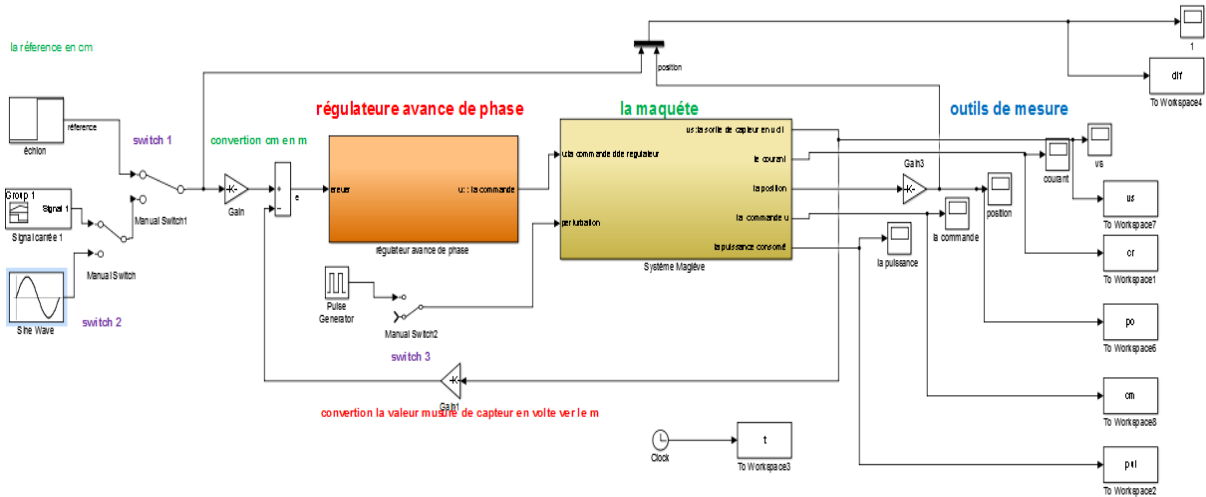


Figure II.10 : Schéma bloc sous l'environnement Matlab (Simulink)

B. Schéma du module régulateur

Le module régulateur est schématisé sur la figure II.11. On a ajouté le module saturation en cascade afin de limiter la commande appliquée au système.

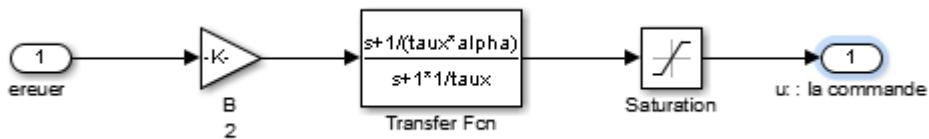


Figure II.11 : Module (régulateur sous l'environnement Matlab)

C. Schéma du système en boucle ouverte

La figure II.12 représente le schéma du système en boucle ouverte avec les différents modules : partie mécanique, partie électrique et capteur.

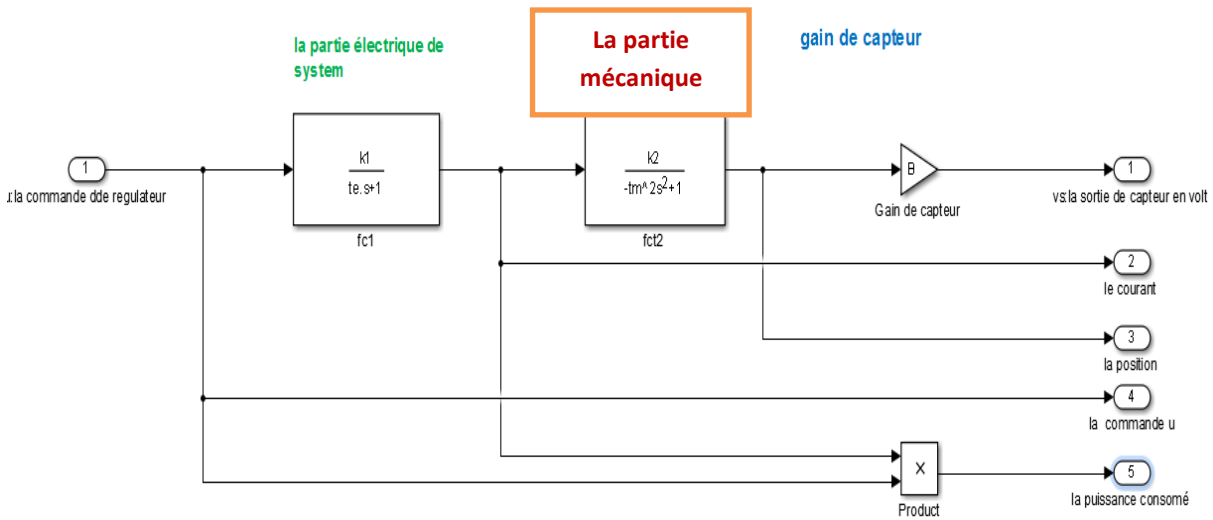


Figure II.12 : Schéma du système en boucle ouverte

Une fois la phase de synthèse du régulateur terminée, nous commençons à tester notre commande sur le système d'un point de vue performance, sécurité et consommation. Ensuite, un test de robustesse du système en boucle fermée sera entrepris.

XII.3. Résultats de simulation

XIII.3.1. Réponse indicielle du système

La réponse pour un échelon est donnée sur la figure II.13. Dans ce cas on a imposé une position de la balle à 1cm. On constate que le régime permanent est atteint au bout de $Tr = 0.25$ s.

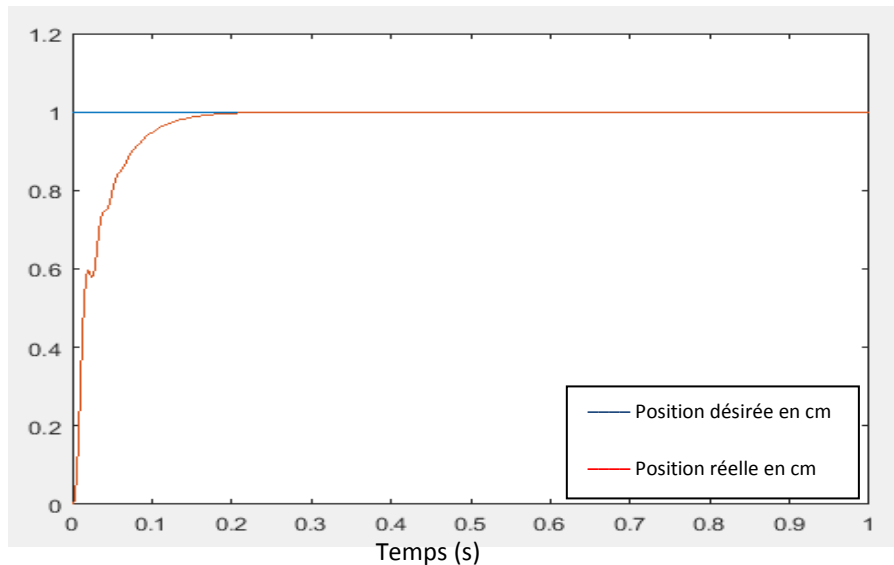


Figure II.13 : Réponse indicielle du système

XII.3.2. Analyse et interprétation des résultats de la simulation

a. Performances du système :

- ✓ **Stabilité** : d'après la réponse indicielle du système, on en déduit que le système est stable.
- ✓ **Rapidité** : le temps de réponse du système est $Tr=0.25s$
- ✓ **Précision** : La précision du système est suffisante vu que l'erreur statique est moins de 0.1%
- ✓ **Sécurité du système**

La figure II.14 représente le courant circulant dans l'électroaimant. On constate un pic de courant atteignant 2,82 A ce qui peut représenter un risque de défaillance des composants à base de semi-conducteur utilisés dans la partie puissance (transistor de puissance et la diode à roue libre). Pour cette raison, on doit choisir un transistor dont le courant maximal supporté pouvant circuler dans le collecteur de 3A. Une fois le régime permanent atteint, le courant est de 0.4873 A.

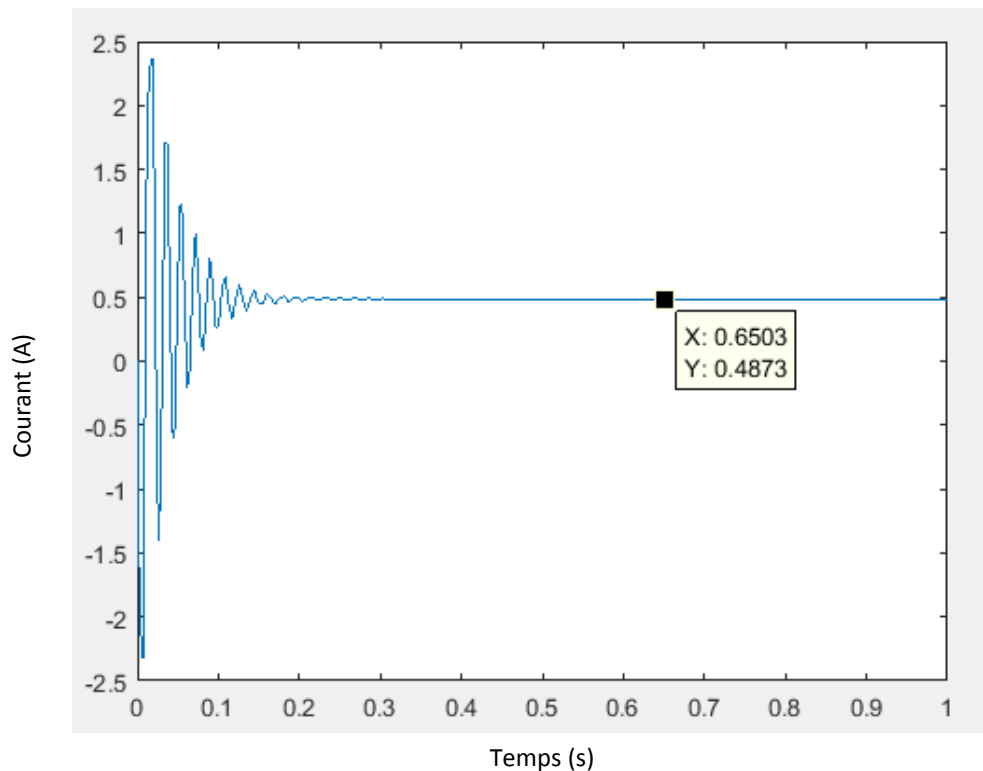


Figure II.14 : Courant circulant dans l'électroaimant

XII.3.3. Test de la robustesse de la commande

Dans cette partie, on essayera de mettre en exergue la robustesse de la commande pour un signal de consigne variant dans le temps, et aussi contre les perturbations, et aux changements de certains paramètres du modèle (variation de la masse de la balle).

XII.3.3.1. Réponse du système pour différents signaux de consignes

Dans ce cas, nous allons visualiser la réponse pour une consigne dont les signaux sont de formes carré et sinusoïdal.

a. Signal carré

On a appliqué un signal de référence de forme carrée dont l'amplitude varie de -0.5cm à 1.5cm et de période de 1s. La figure II.15 représente la réponse du système. On constate un suivi quasi parfait de la trajectoire imposée.

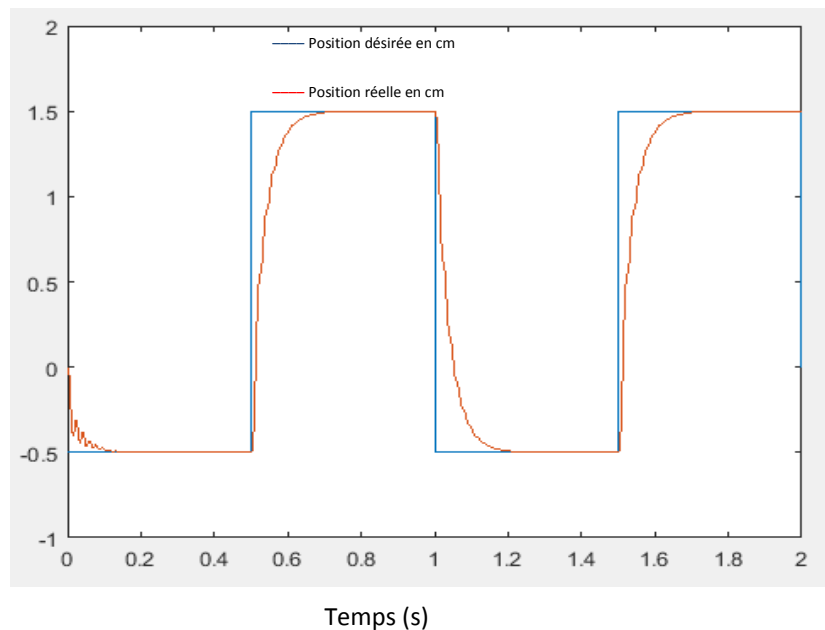


Figure II.15 : Réponse de système à un signal carré

b. Signal sinusoïdal

De la même façon, on applique un signal de forme sinusoïdale dont l'amplitude varie de -0.5cm à 1.5cm et de période de 1s (figure II.16)

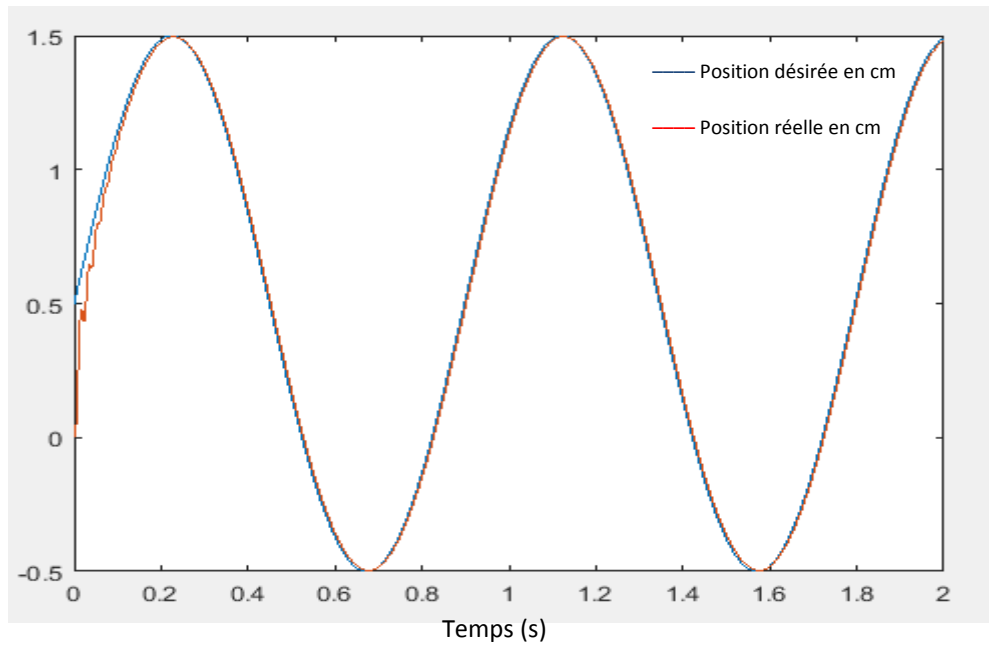


Figure II.15 : Réponse du système à un signal sinusoïdal

XII.3.3.2. Robustesse de la commande vis-à-vis des perturbations

Généralement, le test vis-à-vis des perturbations est très important vu qu'en réalité notre milieu peut être exposé à des perturbations aléatoires (vent, coup de pousse sur la balle) ce qui peut dévier la balle de sa position initiale. Pour simuler ce cas, on a choisi une consigne de 1cm tout en introduisant des impulsions sur la position de la balle d'amplitude 1cm (figure II.16) :

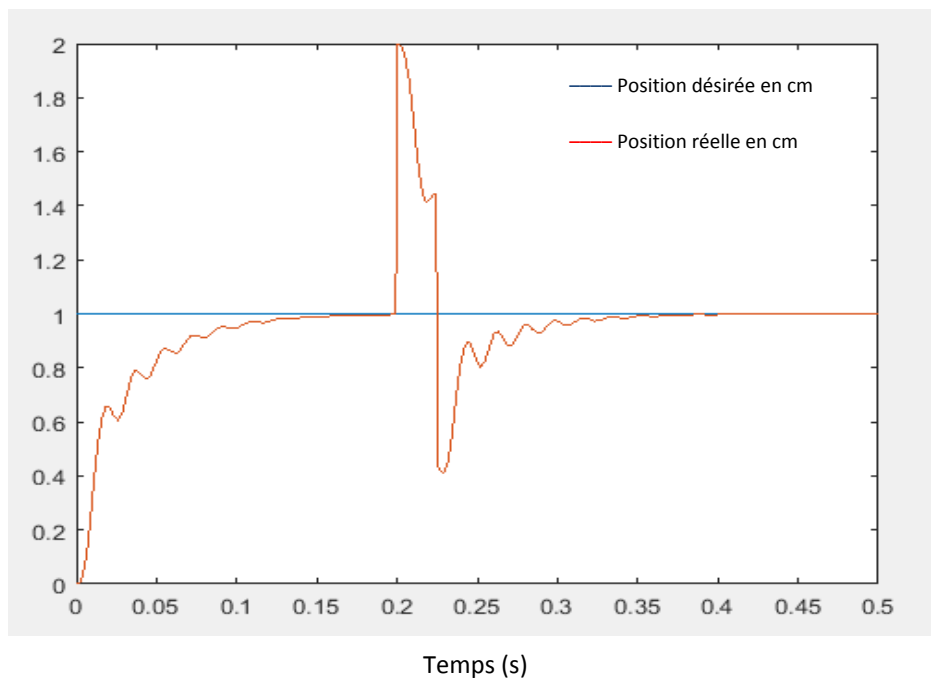


Figure II.16 : Réponse indicielle du système vis-vis des perturbations

On remarque que la balle revient à la position désirée malgré l'amplitude des perturbations représentant 100% de la valeur de la consigne.

XII.3.3.3. Robustesse de la commande pour un signal variant dans le temps avec des perturbations

a. Signal carré avec perturbations

Toujours dans la perspective de montrer la robustesse de la commande, on applique au niveau de la consigne un signal carré dont l'amplitude varie de 0 à 1 cm, puis on injecte des impulsions sur la position de la balle d'une façon périodique (figure II.17). On remarque que la balle revient à la trajectoire imposée.

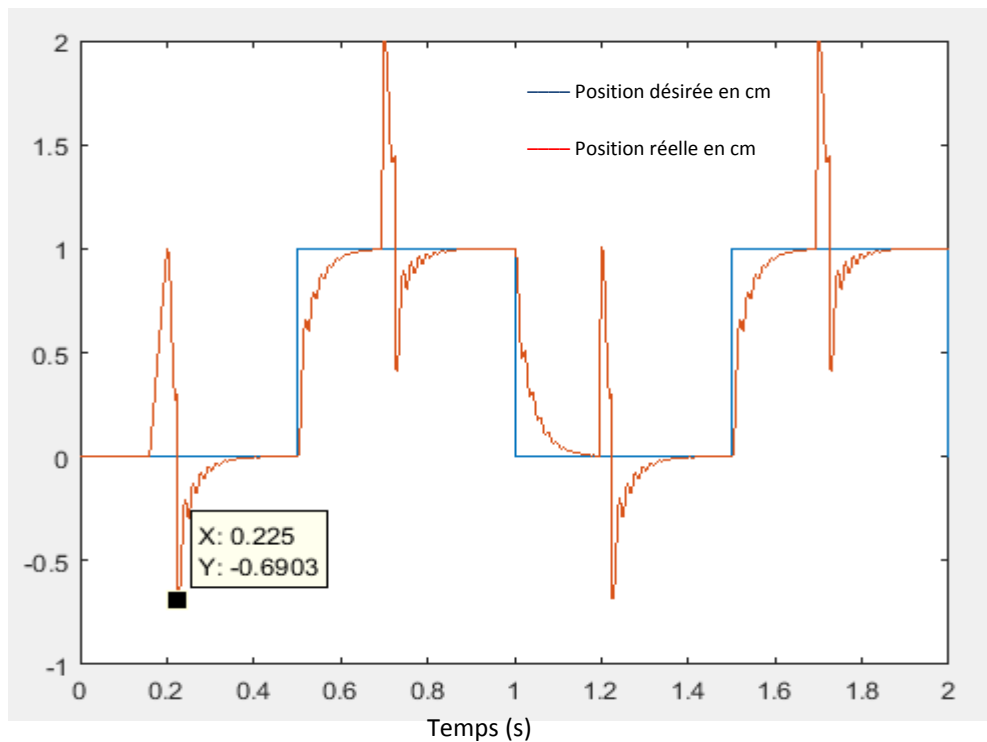


Figure II.17 : Réponse du système à un signal carré avec perturbations

b. Signal sinusoïdal avec perturbations

Le même raisonnement s'applique dans le cas d'une consigne ayant la forme d'une sinusoïde d'amplitude variant de 0,5 à 1.5 cm (figure II.18)

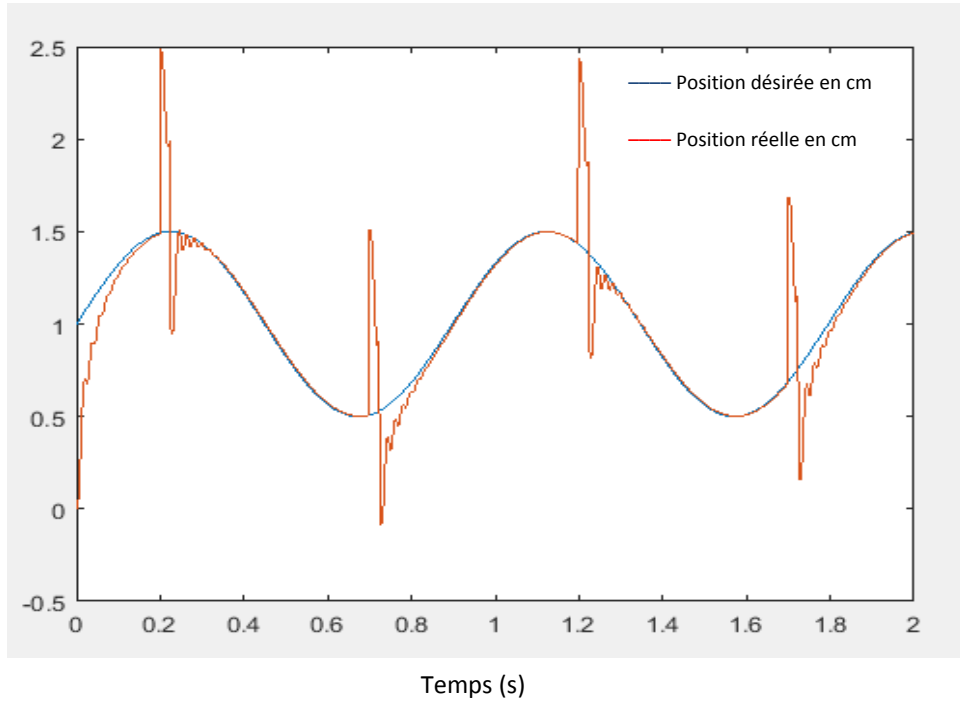


Figure II.18 : Réponse du système à un signal sinusoïdal avec perturbations

XII.3.3.4. Robustesse de la commande vis-à-vis de la variation des paramètres du modèle

a. Variation de la masse de la balle

L'un des paramètres clé du modèle du système est la masse de la balle vu qu'on ait ramené à changer la balle par une autre balle de masse différente. Pour cela, nous allons introduire des changements au niveau de la masse et visualiser la réponse du système. Les figures II.19, II.20, II.21, II.22, II.23 et II.24 représentent la réponse du système pour différents valeurs de la masse.

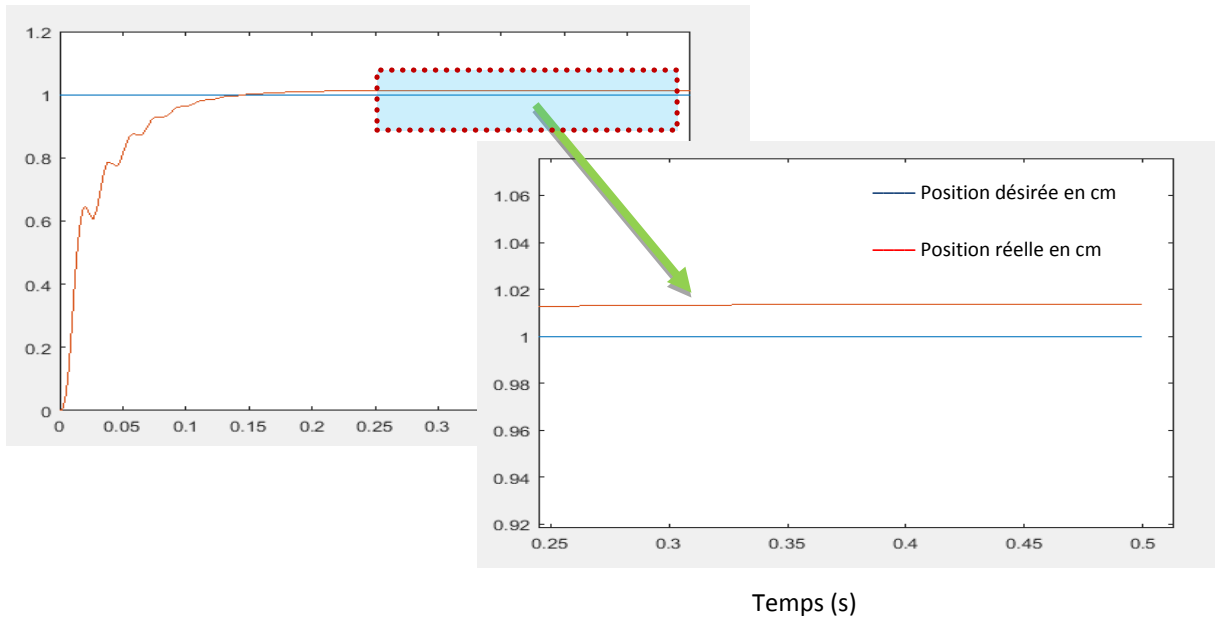


Figure II.19 : Réponse du système pour $m=24\text{g}$

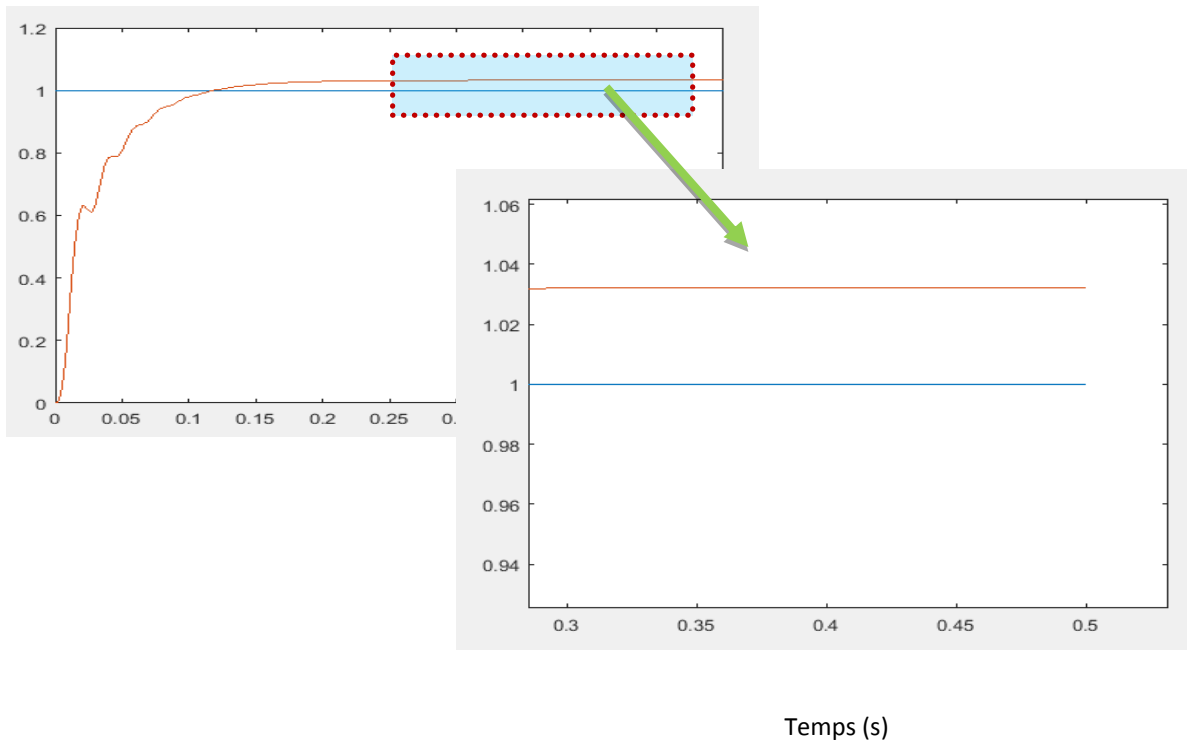


Figure II.20 : Réponse du système pour $m=30\text{g}$

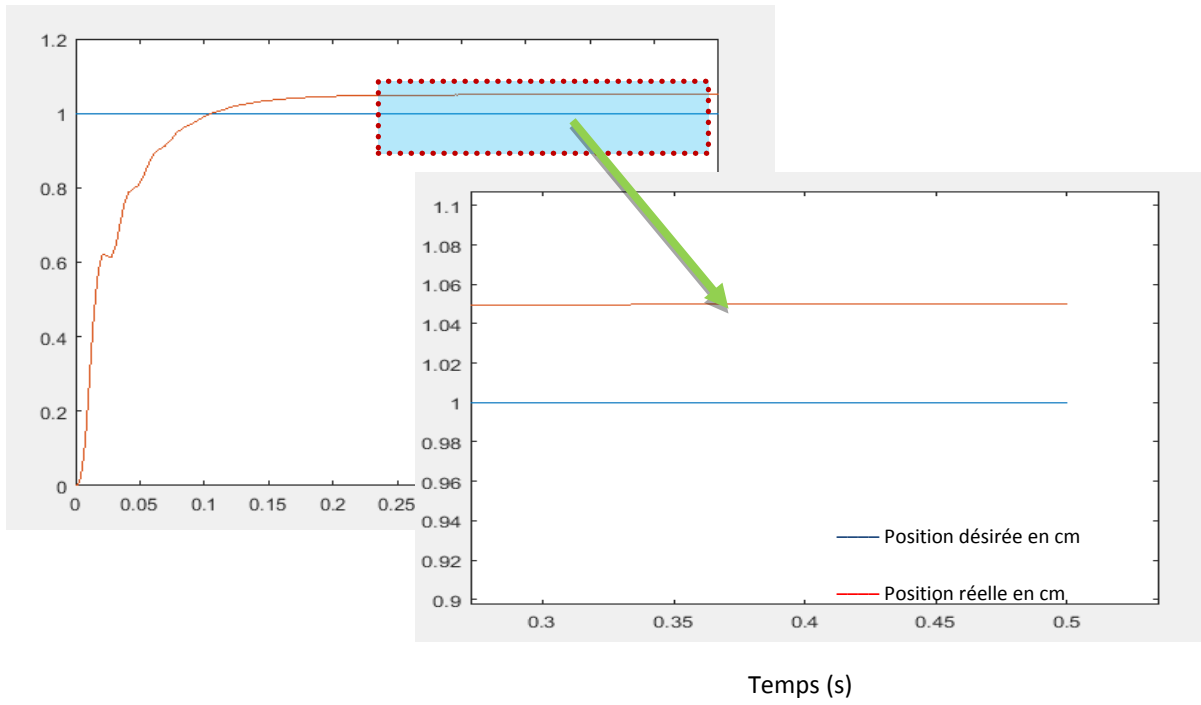


Figure II.21 : Réponse du système pour $m=36g$

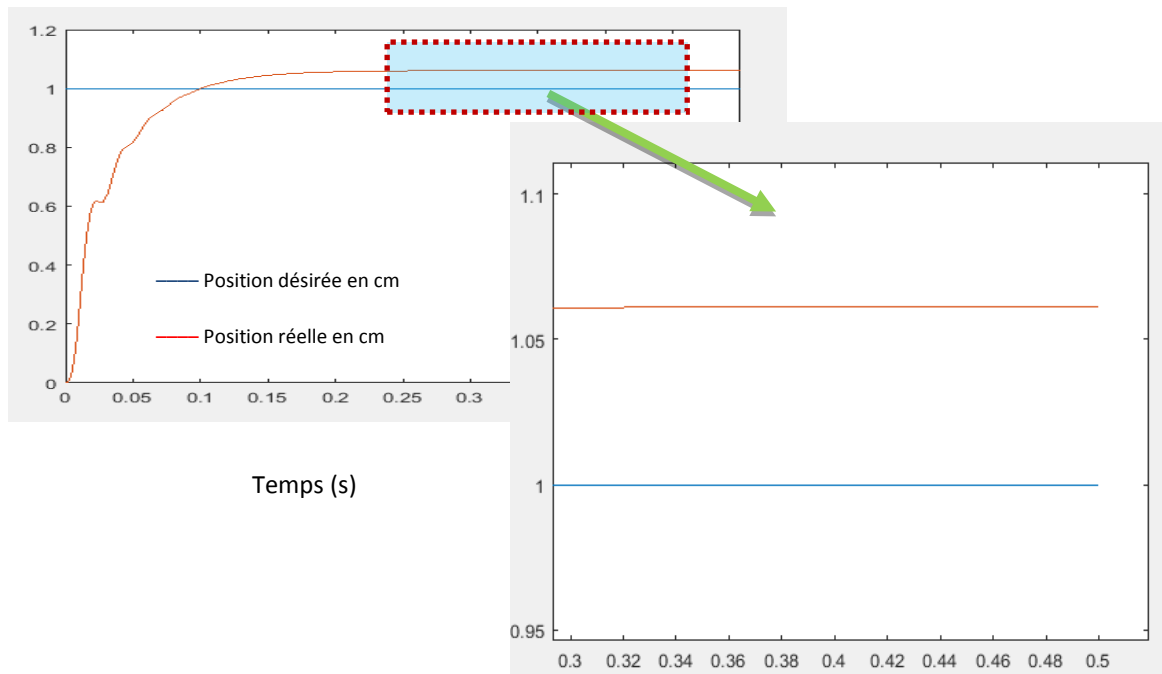


Figure II.22 : Réponse du système pour $m=40g$

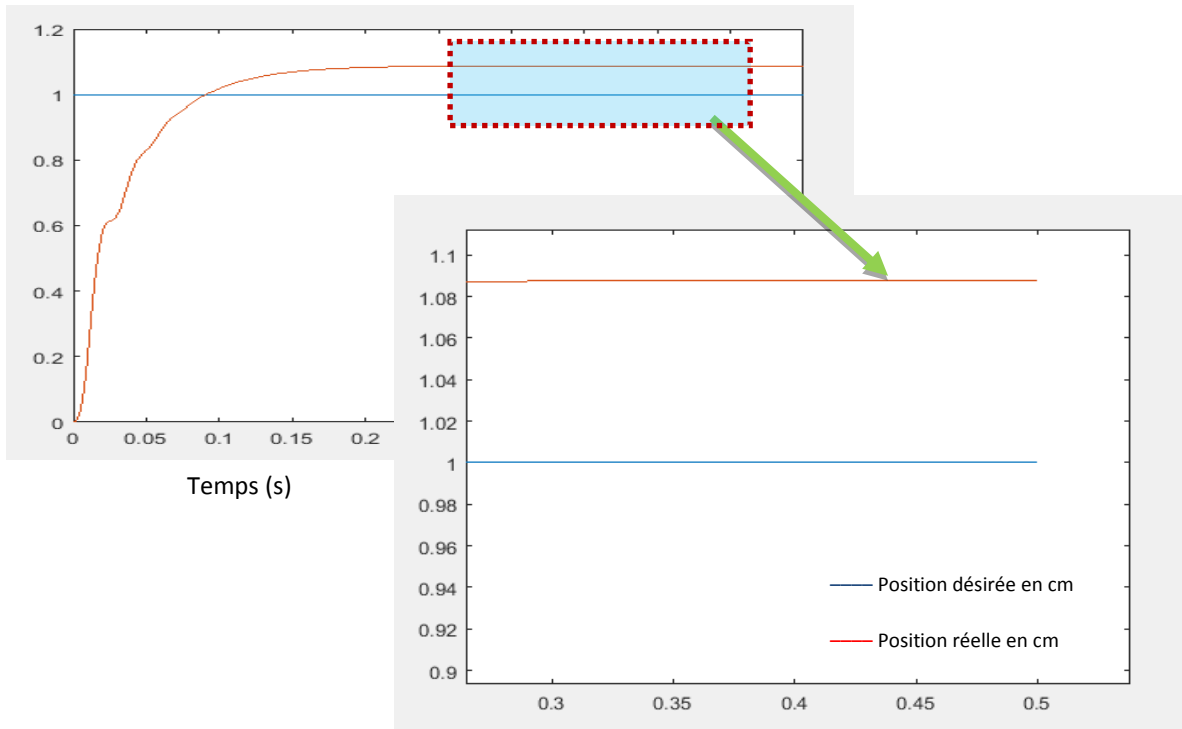


Figure II.23 : Réponse du système pour $m=50g$

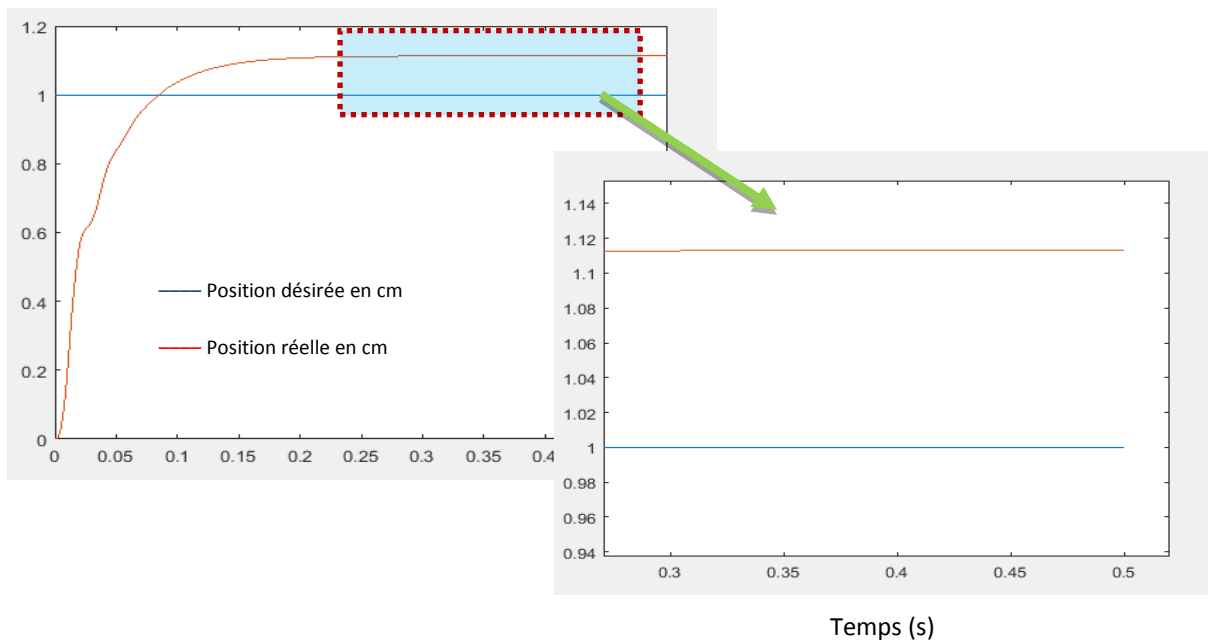


Figure II.24 : Réponse du système pour $m=60g$

Le tableau II.6 représente la valeur du courant dans l'électroaimant ainsi que l'erreur statique pour chaque masse de la balle.

Masse (g)	Courant (A)	Erreur
24	1.07	1.3
30	1.21	3.2
36	1.34	5
40	1.42	6.1
50	1.61	8.8
60	1.78	11.3

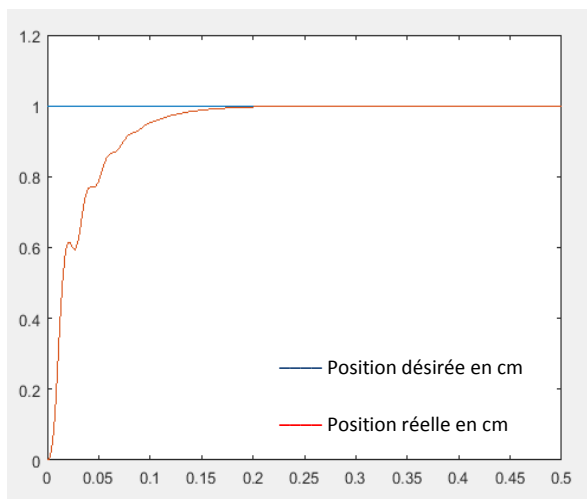
Tableau II.6 : Courant et erreur statique pour différentes valeur de la masse

On remarque d'après le tableau, qu'on augmentant la masse de la balle, l'erreur statique augmente et dépasse 5% pour des masses supérieures à 36 g, de même, le courant augmente.

On conclut que pour un avoir bon asservissement de la position avec une erreur statique de moins de 5%, la masse ne doit pas dépassée 36g.

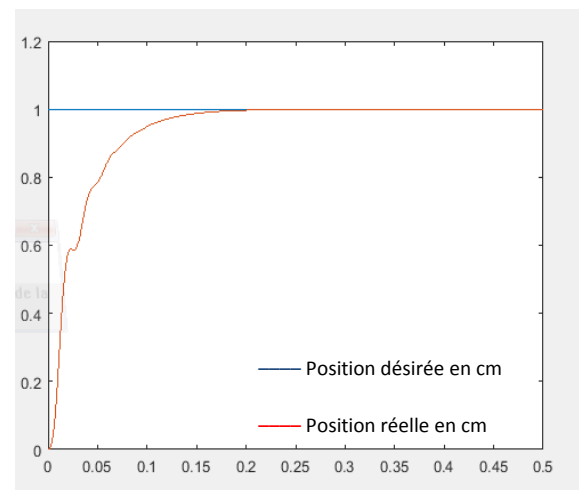
b. Variation de position initiale x_0

Cette étude est très importante dans les systèmes Maglev vu que dans certains cas, on trouve des balles de masse 20g non pleines mais occupent un volume important que d'autres de 20g (changement du matériau, l'épaisseur de la sphère,...), par exemple avec un diamètre de la balle de 2 cm, on est ramené à décaler la référence pour éviter le contact de la balle avec l'électroaimant. Les figures II.25.a, II.25.b, II.25.c et II.25.d représentent les résultats de simulation pour différentes valeurs de $x_0 = \{1,25 \ 1,5 \ 1,75 \ 2\}$ cm.



Temps (s)

(a)



Temps (s)

(b)

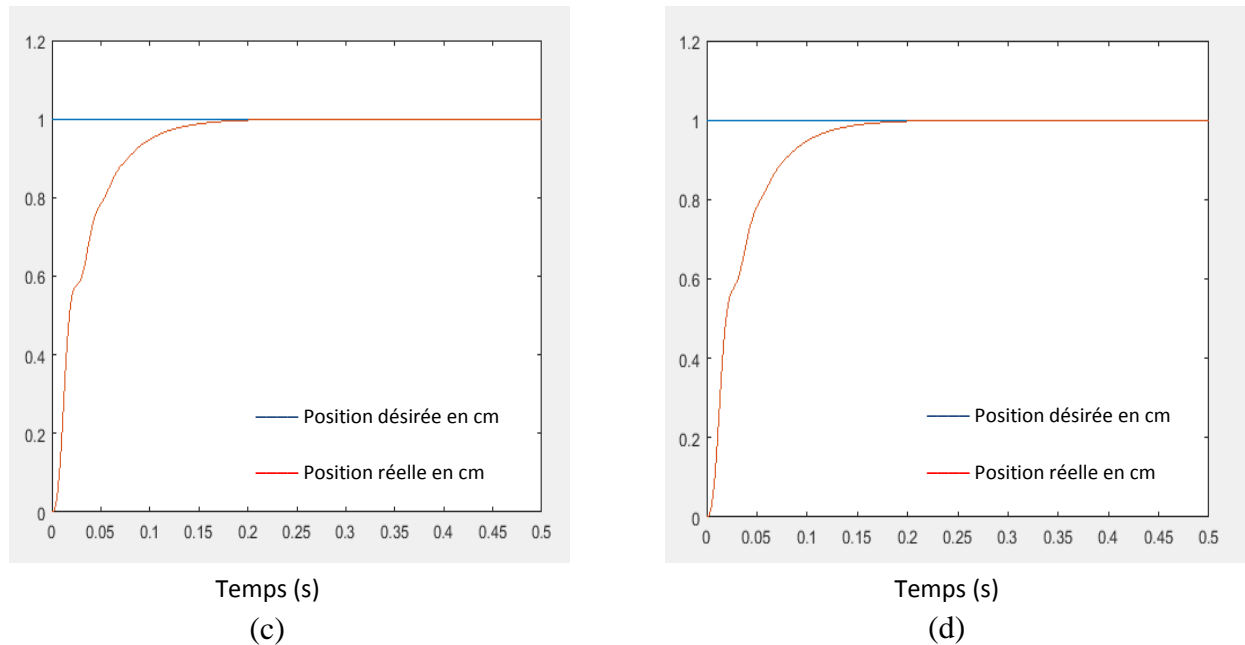


Figure II.25 : Réponses indicielles du système pour différentes valeurs de x_0

- (a) $x_0=1.25$ cm
- (b) $x_0=1.5$ cm
- (c) $x_0=1.75$ cm
- (d) $x_0=2$ cm

D'après les graphes, la réponse du système suit parfaitement la trajectoire imposée.

XIII. Commande par le correcteur PID

XIII.1. Implémentation du régulateur et détermination des paramètres

Pour l'implémentation du régulateur, on utilise le même schéma fonctionnel décrit dans la partie précédente sauf on remplace le correcteur à avance de phase par un correcteur PID. Dans notre application, nous utilisons le module PID disponible sous Matlab (figure II.26). Il nous reste uniquement la détermination des paramètres de ce régulateur k_i , k_d et k_p . Pour cela, l'utilisation de la méthode tuning permet de déterminer d'une manière aisée les paramètres du régulateur (figure II.27). Cette méthode permet de visualiser la réponse du système à chaque variation des paramètres du régulateur (figure II.28).

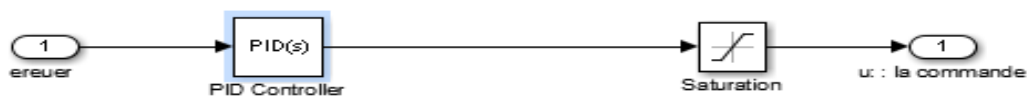


Figure II.26 : Schéma bloc du régulateur sous l'environnement Matlab (Simulink)

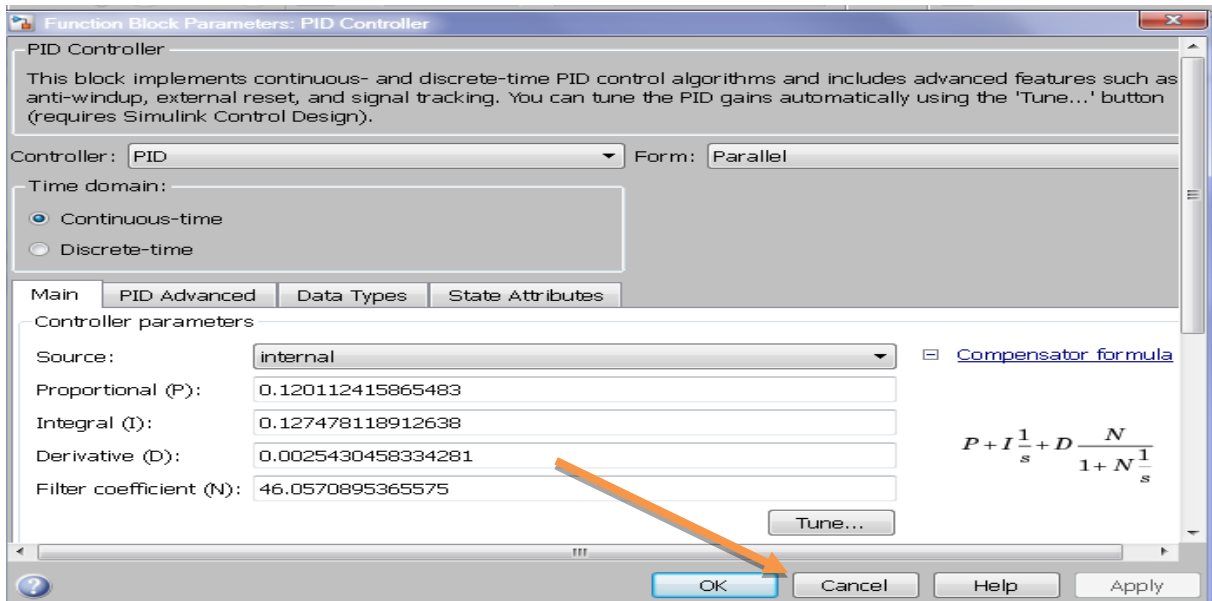


Figure II.27 : Outil tuning sous l'environnement Matlab

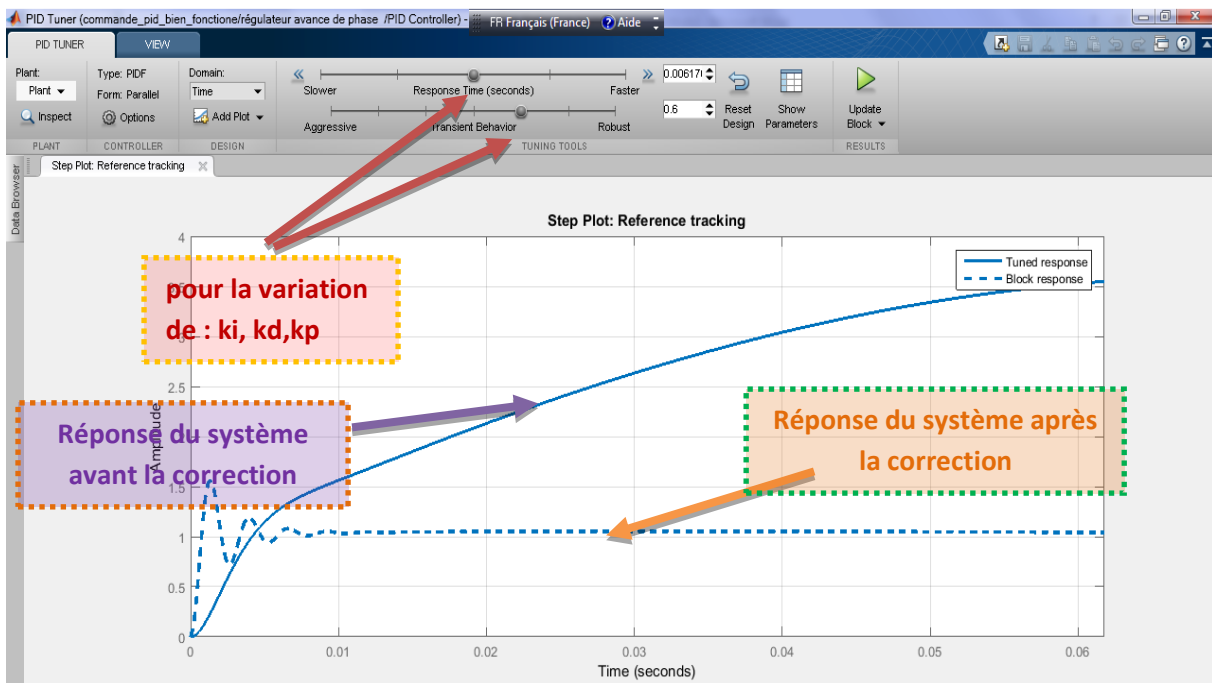


Figure II.28 : Réponse du système en utilisant le tuning

Les paramètres optimaux du régulateur sont ainsi :

$$k_i=5$$

$$k_d=0.05$$

$$k_p=1.6$$

XIII.2. Résultats de simulation en utilisant le régulateur PID

La même procédure sera entreprise dans cette partie c.-à-d., avec les mêmes tests effectués dans la partie précédents.

XIII.2.1. Réponse indicielle du système

On représente ici la réponse à un échelon (figure II.29). On peut voir d'après la figure l'absence de l'erreur statique, à cause de la présence de l'action intégrale ainsi que le système atteint 95% de sa réponse désirée au bout $t_r=1s$ avec un dépassement : $D\%= 13.5\%$.

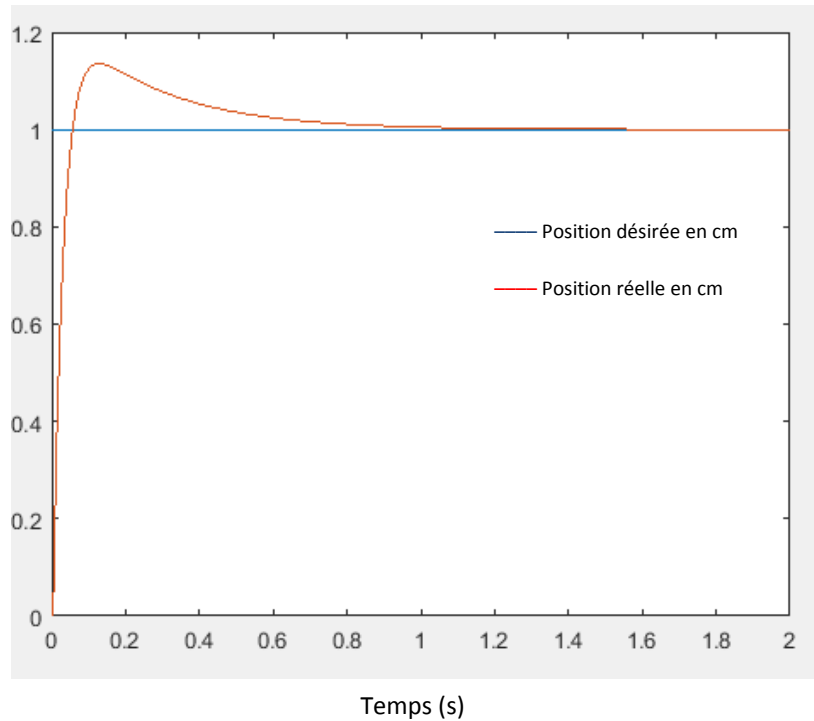


Figure II.29 : Réponse indicielle de système

XIII.2.2. Analyse et interprétation des résultats de la simulation

a. performances du système :

- ✓ **Stabilité** : d'après la réponse indicielle de système, on déduit que ce dernier est stable.
- ✓ **Rapidité** : le temps de réponse du système est $T_r=1.7s$
- ✓ **Précision** : Notre système est trop précis avec une erreur de 0%.

Par ailleurs, d'après l'analyse de la simulation, deux inconvénients se présentes représentés par le dépassement et le temps de réponse de l'ordre de 1.7 s.

- ✓ **Sécurité du système :** La figure II.30 représente le courant circulant dans l'électroaimant. On constate un pic de courant atteignant 1,1 A. Une fois le régime permanent atteint, le courant est de 0.4888 A.

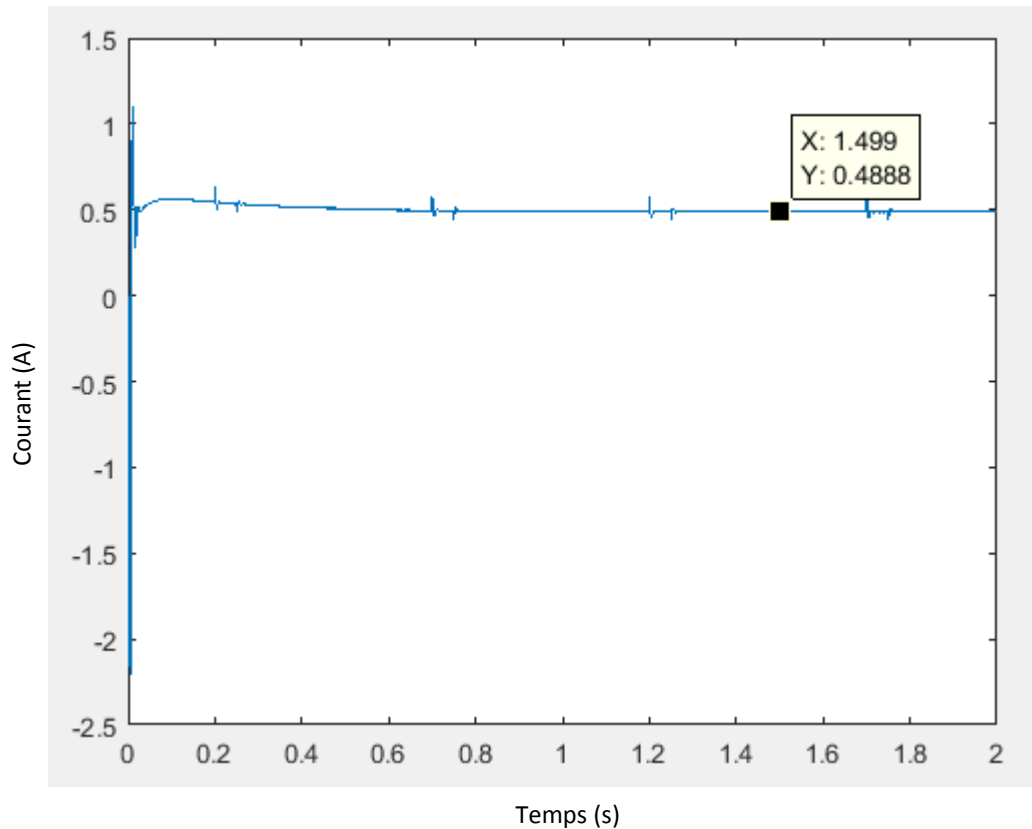


Figure II.30 : Courant i dans l'électroaimant

XIII.2.3. Test de la robustesse de la commande par PID

Dans le but de poursuivre la même démarche décrite pour le cas du régulateur à avance de phase. Nous allons mettre en exergues les particularités du PID avec des tests de robustesse pour un signal variant dans le temps, comportement vis-à-vis des perturbations, et aux changements des paramètres du modèle.

XIII.2.3.1. Robustesse de la commande pour un signal variant dans le temps

a. Signal carré

La figure II.31 représente la réponse du système pour une consigne ayant la forme d'un signal carré. On constate que le système n'arrive pas à suivre parfaitement le signal imposé et ceci est dû à la lenteur de sa réponse (de l'ordre de 1s). Dans ce cas, on doit imposer un signal dont la période doit être supérieure à 1s.

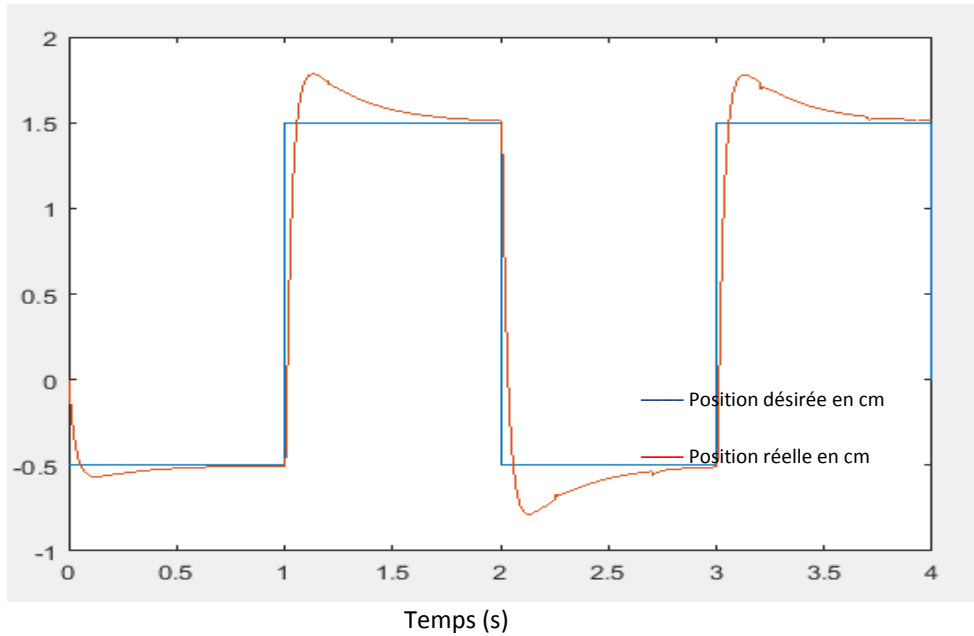


Figure II.31 : Réponse de système au signal carrée

b. Signal sinusoïdal

La réponse du système est esquissée sur la figure II.32. On remarque la présence d'une erreur dynamique, les deux graphes ne sont pas bien supposés

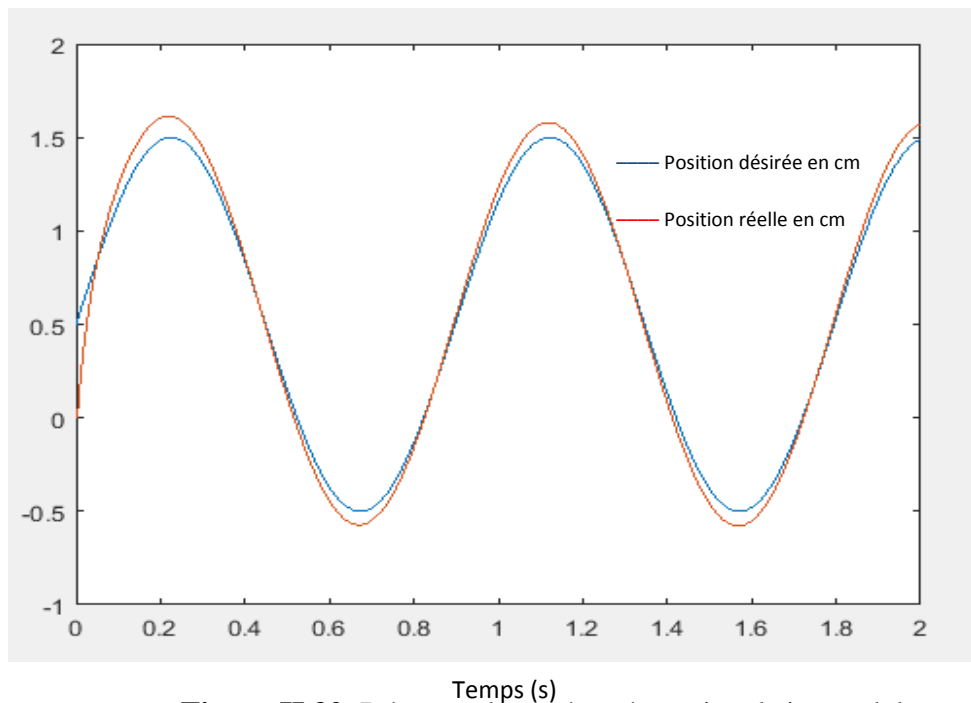


Figure II.32. Réponse du système à au signal sinusoïdal

XIII.2.3.2. Robustesse de la commande vis-à-vis des perturbations

Dans ce cas et tout en restant dans la même démarche, on simule la réponse pour une perturbation décrite sous forme d'une impulsion d'amplitude 1cm (figure II.33). On constate

que la balle revient à sa position imposée (1cm). Cependant, elle dévie de sa trajectoire pour une courte durée atteignant la position de -0.12 cm.

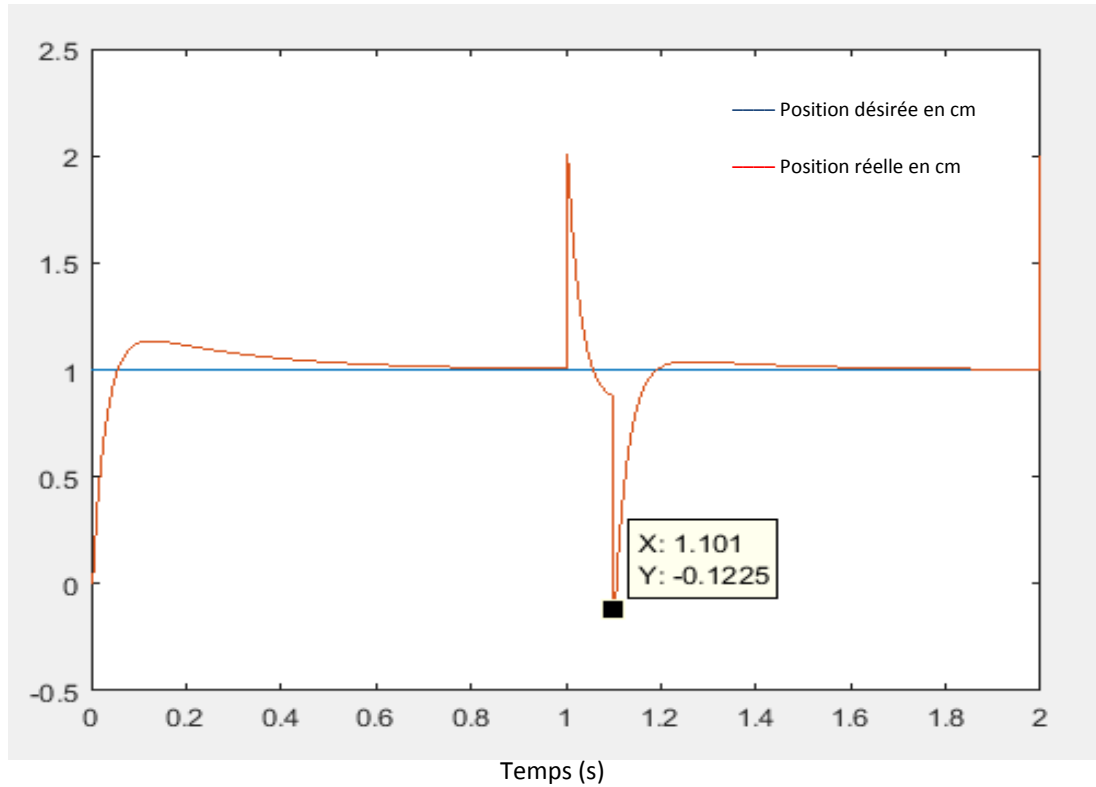
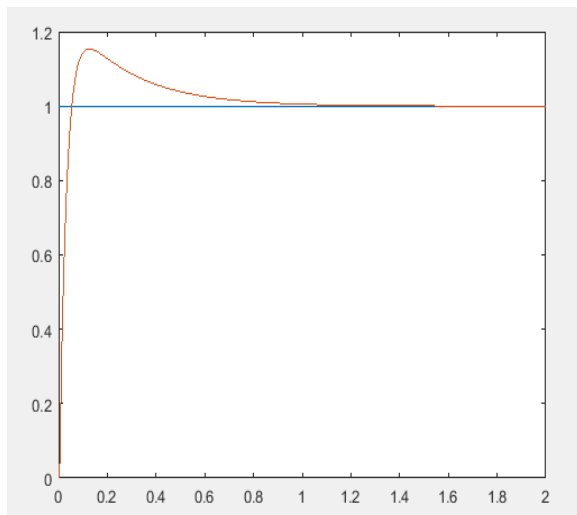


Figure II. 33 : Réponse indicielle du système avec perturbations

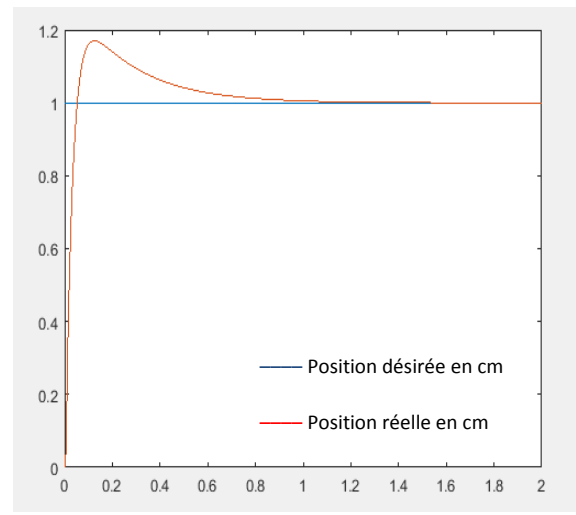
XIII.2.3.3. Robustesse de la commande vis-à-vis des variations du modèle

En dernier lieu, nous testons les capacités du régulateur en effectuant des changements au niveau de la masse de la balle. Les figures II.34.a, II.34.b, II.34.c et II.34.d représentent respectivement les réponses indicielles pour différentes valeurs de la masse de la balle.



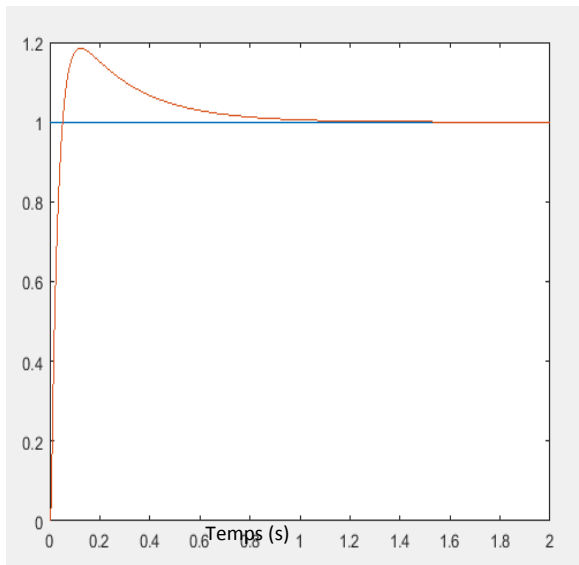
Temps (s)

(a)

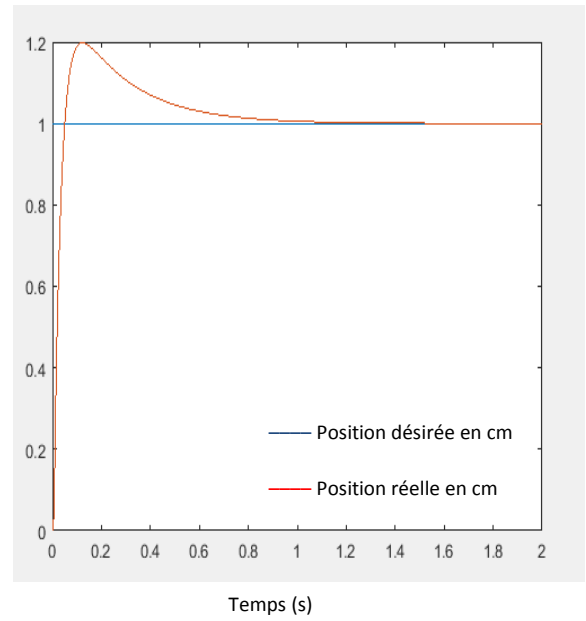


Temps (s)

(b)



(c)



(d)

Figure II.34 : Réponses indicielles du système pour différentes valeur de la masse

- (a) $m=30g$
- (b) $m=40g$
- (c) $m=50g$
- (d) $m=60g$

Le tableau II.7 représente la valeur du courant dans l'électroaimant pour différentes valeur de la masse de la balle.

Masse (g)	30	40	50	60
Courant(A)	1.197	1.38	1.54	1.68
Erreur statique (%)	0	0	0	0

Tableau II.7 : Valeurs du courant dans l'électroaimant pour différentes masse de la balle.

XIV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté sur les le régulateur à avance de phase et le PID, et leurs actions correctives. Le correcteur PID reste le plus utilisé dans l'industrie vu qu'il est

simple à implémenter et très efficace. Ensuite, nous avons appliqué ce type de régulateur au système Maglev, les résultats de simulation montrent le bienfondé de ce type de régulateur pour la commande de notre système. Ce type de régulateurs présente un inconvénient d'un point de vue robustesse du système vis-à-vis des perturbations et un temps de réponse important.

Récemment une nouvelle technique de commande est apparue permettant de palier à ce type de limitations, elle est basée sur l'utilisation de la logique floue qui fera l'objet du chapitre suivant.

XV. Références

- [1] **F. MUDRY** « Ajustage des Paramètres d'un Régulateur PID», L'Institut d'Automatisation Industrielle, Ecole d'ingénieurs Vaud canton. 2002
- [2] **Y .GRANJON** « Automatique - Systèmes linéaires, non linéaires, temps réel, temps discret ,représentation d'état » Dunod paris, 2010
- [3] **M. IDHIR et R. FERHA** « Etude comparative des régulateurs PID et Flou, Application à un moteur à courant continu (MCC) » Mémoire de fin d'études en Automatique, Université Abderrahmane Mira, Bejaïa, 2012

***CHAPITRE III : Commande Du
Système De Lévitación Magnétique A
L'aide D'un Régulateur Flou***

I. Introduction

Les méthodes classiques de contrôle ont été largement appliquées dans de nombreux problèmes de régulation industrielle. Cependant, la plupart des systèmes physiques présentent des non linéarités et leurs paramètres sont souvent mal connus et/ou variables dans le temps. Pour la commande de telles classes de systèmes les méthodes conventionnelles de l'automatique ont montré leurs limites en termes de stabilisation et performances.

Récemment et avec le développement des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle. Parmi ces dernières, la commande par logique floue.

La théorie du flou (Fuzzy theory) est presque devenue une mode pendant les années 90. Beaucoup de chercheurs, dans différents domaines scientifiques, utilisant la théorie formulée par le professeur Lotfi Zadeh de l'Université de Berkeley. Elle a connu un intérêt important dans la communauté scientifique au cours des dernières années. L'une des raisons principales est l'énorme succès des équipements domestiques produits par l'industrie Japonaise, utilisant des régulateurs flous

Durant ces dernières décennies, l'utilisation de la théorie des ensembles flous dans la modélisation et la commande des systèmes complexes a connu une évolution considérable. La commande floue se différencie d'une commande classique par le fait que l'approche par logique floue synthétise une loi de commande à partir de l'expertise de l'opérateur humain. Dans le premier cas, la commande est synthétisée en évitant la phase modélisation. Par contre dans le second cas, la structure non linéaire du régulateur flou permet d'améliorer les performances en termes de précision et de robustesse du système non linéaire vis-à-vis des incertitudes structurées et non structurées.

Ce chapitre constitue une présentation de la théorie de « la logique floue ». A travers un historique des origines de ces principes fondamentaux, nous présenterons les propriétés principales de ce type de commande, puis l'application à la commande du système MAGLEV.

II. Historique

Un bref rappel historique peut être utile pour mieux comprendre le caractère et la motivation de cette Théorie.

Les bases théoriques de la logique floue ont été formulées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'Université de Berkeley en Californie. Il a introduit la notion de sous-ensemble flou pour fournir un moyen de représentation et de manipulation des connaissances imparfaitement décrites, vagues ou imprécises.

A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux excepté par quelques experts. Dès 1975, Mamdani et Assilian publient les premiers résultats permettant une exploitation de cette théorie dans des systèmes de réglage. En utilisant une structure de contrôleur relativement simple, ils ont obtenu de meilleurs résultats lors de la commande de certains processus que ceux fournis par un régulateur standard de type PID [1].

Peu de temps après, en 1977, le danois Ostergaard a appliqué la logique floue à la commande de tubes broyeurs pour la fabrication de ciment. A cette époque, la plupart des études concernant les systèmes de régulation exploitant la logique floue ont été réalisées en Europe [1]. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser largement la logique floue dans des produits industriels et de consommation pour résoudre des problèmes de réglage et de commande [1].

III. Définition de la logique floue

III.1. Définition générale

La logique floue est une extension de la logique booléenne en se basant sur sa théorie mathématique des ensembles flous, qui est une généralisation de la théorie des ensembles classiques. En introduisant la notion de degré dans la vérification d'une condition, nous permettons à une condition d'être dans un autre état que vrai ou faux. La logique floue confère ainsi une flexibilité très appréciable aux raisonnements qui l'utilisent, ce qui rend possible la prise en compte des imprécisions et des incertitudes. Un des intérêts de la logique floue pour formaliser le raisonnement humain est que les règles sont énoncées en langage naturel [2]

III.2. Principe de la logique floue

L'idée de base de la logique floue est de modéliser des phénomènes ou des procédés comme le ferait l'être humain, c'est-à-dire de mettre en algorithmes, composés essentiellement par des règles du type {Si ... alors ...}, le raisonnement humain. En effet, l'homme a tendance

À tirer des conclusions sur certaines situations à partir de données imprécises ou incomplètes et à agir en fonction d'un ensemble de règles implicites au raisonnement. A titre d'exemple, une personne qui est prête à prendre une douche peut savoir si l'eau a une température appropriée à cet effet au moment d'ouvrir le robinet. Si cette personne trouve que l'eau est très froide, sa réaction naturelle sera de bouger le robinet pour réguler la température. Si l'eau devient très chaude, alors elle devra bouger le robinet dans le sens inverse et ainsi de suite jusqu'à trouver la température de l'eau qui lui convient le mieux. La personne en question ne connaît pas forcément la température de l'eau, mais ses capteurs corporels lui donnent une information que son cerveau transforme en une sensation de confort et c'est à partir de cela qu'elle prend des décisions. Ainsi, un algorithme qui peut traduire le raisonnement de la personne de l'exemple cité ci-dessus pourrait être le suivant : Si l'eau est froide alors ouvrir le robinet vers le chaud. Si l'eau est très chaude alors ouvrir le robinet vers le froid... Si l'eau a une température appropriée alors laisser le robinet fixe et prendre la douche. Si l'idée de mettre en algorithme le raisonnement humain est considérée dans le cas de phénomènes ou procédés plus complexes qui font intervenir plusieurs machines et opérateurs, toute la connaissance empirique des experts peut être exploitée en vue d'une meilleure maîtrise de ces procédés complexes. Pour cela il faut suivre la méthodologie de la logique floue qui divise un système en trois éléments principaux, à savoir, un module de fuzzification, un module de déduction de règles, nommé aussi base de connaissances et en module de défuzzification [3].

IV. Élément de base de la logique floue

IV.1. Variables linguistiques

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh, elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel.

Une variable linguistique est caractérisée par une triplète $(x, T(x), u)$ où :

X : le nom de variable

T(x) : ensemble de terme de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous ensemble flou défini dans U.

U : l'univers de discours Comme exemple de la variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de terme

T (vitesse) peut être : T (vitesse) = (lente, moyenne, rapide, ...)

Où chaque terme dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours $U = [0, 200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions [3] d'appartenance sont montrées sur la figure (III.1)

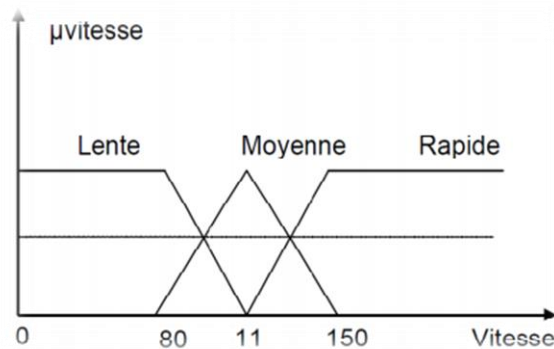


Figure III.1 : Représentation des variables linguistiques

IV.2. Ensembles flous

Dans la théorie des ensembles classiques, il n'y a que deux situations acceptables pour un élément, appartenir ou ne pas appartenir à un sous-ensemble. Le mérite de Zadeh a été de tenter de sortir de cette logique booléenne en introduisant la notion d'appartenance pondérée : permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus moins fortement à ce sous-ensemble.

Soit X un ensemble de référence et soit x un élément quelconque de X. Un sous-ensemble flou A de X est défini comme l'ensemble des couples :

$$A = \{(x, \mu_A(x)), x \in X\} \quad (III.1)$$

Avec $\mu_A: X \rightarrow [0, 1]$

Ainsi, un sous-ensemble flou A de X est caractérisé par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe, à chaque point x de X un réel dans l'intervalle [0,1]; $\mu_A(x)$ représente le degré d'appartenance de x à A. On observe les trois cas possibles suivants :

$$\begin{cases} \mu_A(x) = 0 \\ 0 < \mu_A(x) < 1 \\ \mu_A(x) = 1 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

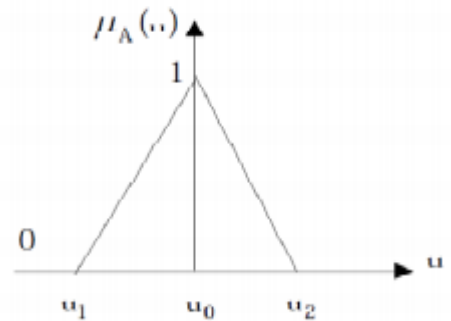
Où, $\mu_A(x) = 0$ si x n'appartient pas à A ; $0 < \mu_A(x) < 1$ si x appartient partiellement à A ; et $\mu_A(x) = 1$ si x appartient entièrement à A . La fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ inclut ou exclut donc à ses extrémités tout élément x au sous-ensemble A . Entre les valeurs extrêmes, le degré d'appartenance varie à proportion de la proximité à l'ensemble [3].

IV.3. Fonctions d'appartenance

Il existe différentes formes de fonctions d'appartenances dont on peut signaler quelques-unes : Les formes trapézoïdales et triangulaires sont les plus utilisées [3].

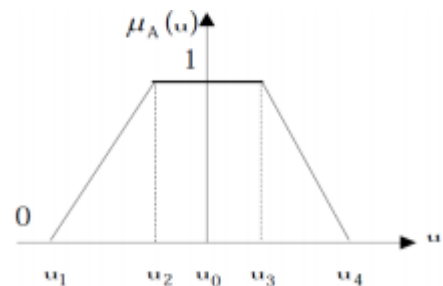
- Triangulaire :

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{si } u \in [u_1, u_0] \\ \frac{u - u_2}{u_0 - u_2} & \text{si } u \in [u_0, u_2] \end{cases}$$



- Trapèze :

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u - u_1}{u_2 - u_1} & \text{si } u \in [u_1, u_2] \\ 1 & \text{si } u \in [u_2, u_3] \\ \frac{u - u_4}{u_3 - u_4} & \text{si } u \in [u_3, u_4] \end{cases}$$



Remarque :

Il existe autre fonction d'appartenance comme la fonction sigmoïde et la fonction gaussienne.

IV.4. Caractéristiques des ensembles flous

Un sous-ensemble flou est complètement défini par la donnée de sa fonction d'appartenance. A partir d'une telle fonction, un certain nombre de caractéristiques du sous-ensemble flou peuvent être étudiées [3].

A. Support et Hauteur

Ces deux caractéristiques, pour l'essentiel montrent, dans quelle mesure un sous-ensemble flou A de X diffère d'un sous-ensemble classique de X. La première est le support et la deuxième la hauteur.

Le support d'un sous-ensemble flou de A de X, noté $\text{Supp}(A)$, est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent au moins un petit peu. Formellement :

$$\text{Supp}(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) > 0\} \quad (\text{III.3})$$

La hauteur du sous-ensemble flou A de X, notée $h(A)$, est le plus fort degré avec lequel un élément de X appartient à A. Formellement:

$$h(A) = \sup_{x \in A} \mu(x) \quad (\text{III.4})$$

B. Noyau

Un sous-ensemble flou est normalisé si sa hauteur $h(A) = 1$. Le noyau d'un sous-ensemble flou A de X, noté $\text{Noy}(A)$, est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent totalement (avec un degré 1). Formellement :

$$\text{Noy}(A) = \{x \in X \mid \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.5})$$

C. Cardinalité

La cardinalité d'un sous-ensemble flou A de X, noté $|A|$, est le nombre d'éléments appartenant à A pondéré par leur degré d'appartenance. Formellement, pour A fini

$$|A| = \sum_{x \in X} \mu_A(x) \quad (\text{III.6})$$

Si A est sous-ensemble ordinaire de X, sa cardinalité est le nombre d'éléments qui le composent, selon la définition classique.

V. Opérateurs de la logique floue

Afin de pouvoir manipuler aisément les ensembles flous, nous redéfinissons les opérateurs de la théorie des ensembles classiques afin de les adapter aux fonctions d'appartenance propres à la logique floue permettant des valeurs strictement entre 0 et 1. Contrairement aux définitions des propriétés des ensembles flous qui sont toujours les mêmes, la définition des opérateurs sur les ensembles flous est choisie, à l'instar des fonctions d'appartenance. Voici les deux ensembles d'opérateurs pour le complément (NON), l'intersection (ET) et l'union (OU) utilisés le plus couramment (Tableau III.1) [2]:

Dénomination	Intersection ET : $\mu_{A \cap B}(x)$	Réunion OU : $\mu_{A \cup B}(x)$	Complément NON : $\mu_{\bar{A}}(x)$
Opérateurs de Zadeh MIN/MAX	$\min(\mu_A(x), \mu_B(x))$	$\max(\mu_A(x), \mu_B(x))$	$1 - \mu_A(x)$
Probabiliste PROD/PROBOR	$\mu_A(x) \times \mu_B(x)$	$\mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) \times \mu_B(x)$	$1 - \mu_A(x)$

Tableau III.1 : Ensembles d'opérateurs

Avec les définitions usuelles des opérateurs flous, nous retrouvons toujours les propriétés de commutativité, distributivité et associativité des opérateurs classiques. Cependant, relevons deux exceptions notables :

- En logique floue, le principe du tiers exclu est contredit : $A \sqcup \bar{A} \neq X$, autrement dit $\mu_A \cup \bar{\mu}_A(x) \neq 1$
- En logique floue, un élément peut appartenir à A et non A en même temps : $A \cap \bar{A} \neq \emptyset$, autrement dit $\mu_A \cap \bar{\mu}_A(x) \neq 0$. Notons que ces éléments correspondent à l'ensemble $\text{supp}(A) - \text{noy}(A)$.

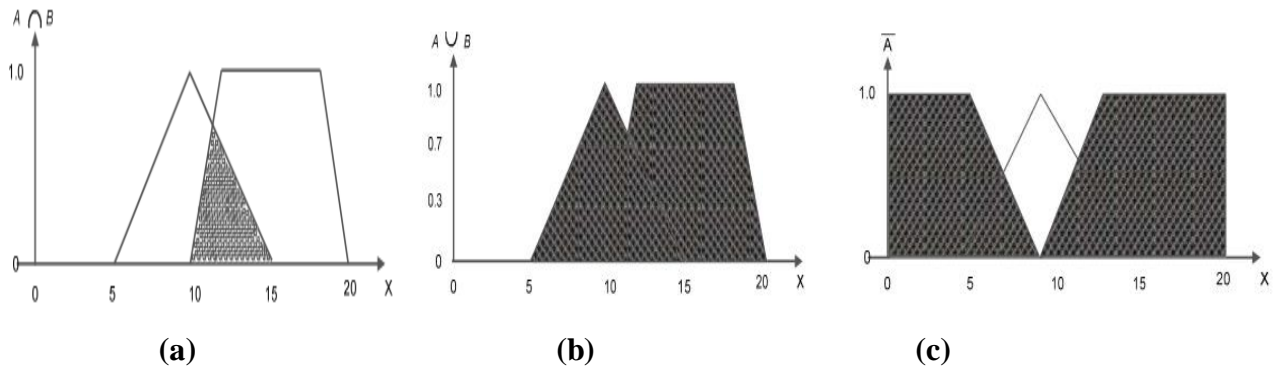


Figure III.2: Opérateurs de la logique floue

(a) : intersection des ensembles flous A et B

(b) : Union des ensemble flous A et B.

(c) : Complément de l'ensemble flou A

VI. Systèmes flous

Un système flou est donc formé de trois étapes comme indiqué sur la Figure III.3 [3].

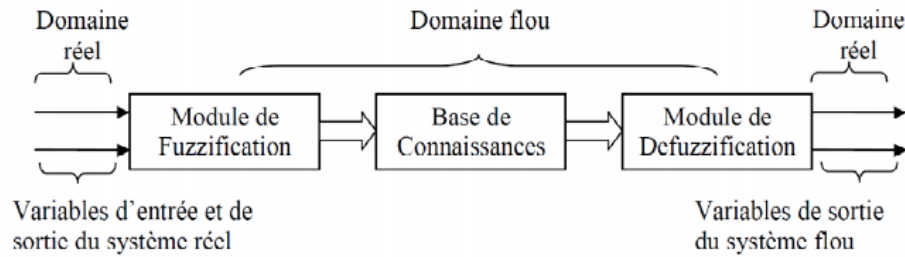


Figure III.3 : Schéma synoptique d'un système flou

VI.1. Fuzzification

La fuzzification est le premier traitement qui entre en compte dans la structure d'un système flou. Elle consiste à donner un degré d'appartenance à une valeur réelle d'entrée en fonction des ensembles flous. Dans un système flou, il faut rendre flous (fuzzifier) les entrées et les sorties du système. Pour le système flou, la fuzzification des variables est une étape importante du processus de mise en œuvre. Les caractéristiques de cette étape sont habituellement déterminées par des experts ou des opérateurs qualifiés travaillant sur le processus et recourant le plus souvent à leurs connaissances. De plus, les performances du système flou seront influencées par la fuzzification. Les étapes de la fuzzification consistent à :

1. Etablir les variables linguistiques;
2. Établir les quantificateurs flous (nombre de valeurs linguistiques);
3. Attribuer une signification numérique à chaque quantificateur flou : fonction d'appartenance.

VI.2. Méthodes d'inférences floues

L'inférence floue est le processus d'élaboration des relations qui existent entre les variables d'entrées (exprimées comme variables linguistiques) et la variable de sortie (également exprimée comme variable linguistique). Ces relations fournissent ensuite la base des règles (BR) à partir de laquelle les décisions peuvent être prises. Le processus de l'inférence floue implique tous les éléments qui sont décrits dans les sections précédentes : les fonctions d'appartenance, les opérateurs à LF et les règles de type « Si...Alors ». Le module d'inférence est constitué de deux blocs, le moteur d'inférence et la base des règles (Figure III.4).

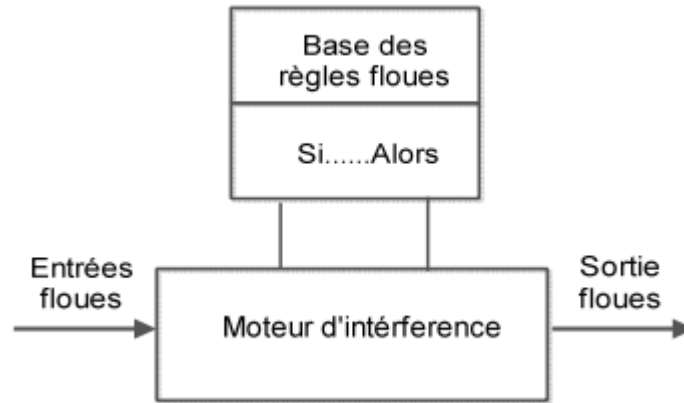


Figure III.4 : Module d'inférence d'un système flou

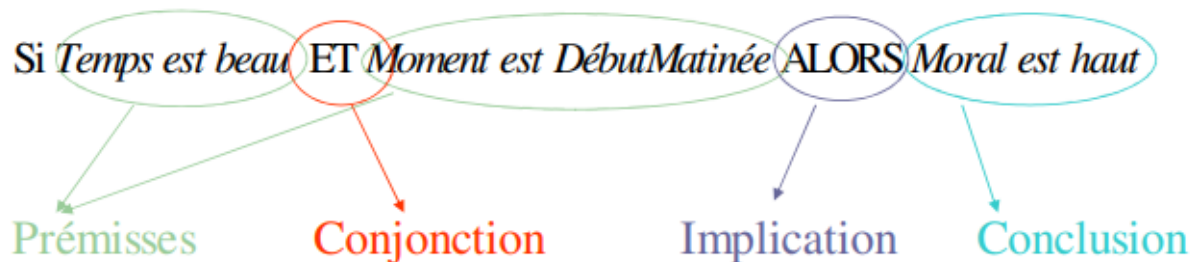
La première étape consiste à créer des règles dont la syntaxe est très stricte bien que les termes utilisés paraissent naturels. La création de l'ensemble des règles de contrôle linguistique recourt le plus souvent aux connaissances d'experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus. Le réglage découle donc a priori des connaissances du fonctionnement du système. La représentation linguistique des règles est la suivante : Si antécédent 1 ET antécédent 2 ALORS conséquence 1 Où :

Antécédent : variable d'entrée

Conséquence : variable de sortie

ET : opérateur de base (parfois pour certaines applications l'opérateur est OU)

Exemple :



La quantité de règles dépend du nombre d'entrées et du nombre de zones de chacune d'elles. Si l'on considère n univers de discours U_i pour les entrées du système flou et que chaque univers U_i est partitionné en m_i fonctions d'appartenance floues, alors le nombre maximal de règles (R_{max}) est donné par l'équation suivante :

$$R_{max} = \sum_{i=0}^n m_i \quad (III.7)$$

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences. Par exemple, la méthode de Mamdani qui utilise les opérateurs min et max pour

l'implication et l'agrégation, ou encore la méthode de Larsen qui utilise un produit et l'opérateur max, ou celle de Sugeno qui utilise une fonction linéaire ou une constante pour les signaux de sortie. Les deux méthodes qui sont les plus largement utilisées en pratique sont la méthode de Mamdani et la méthode de Sugeno.

Dans notre projet fin d'étude, nous allons illustrer la méthode de Mamdani en montrant le bienfondé de cette dernière [3].

VI.2.1 Inférence floue de type Mamdani

Nous avons vu qu'on définit l'intersection (conjonction) et l'union (disjonction) à l'aide de deux relations floues, la t-norme et la t-conorme. Leurs définitions ne sont pas uniques. Dans le modèle de Mamdani, la conjonction (des antécédents) est usuellement interprétée par l'opération min (Zadeh) et la disjonction (des règles) comme le max, appelée la méthode max-min. La t-norme et la t-conorme, selon le modèle de Mamdani sont définies comme suit :

$$\text{t-norme : } \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.8})$$

$$\text{t-conorme : } \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.9})$$

Ainsi, l'implication utilise l'opérateur min et l'agrégation l'opérateur max. La Figure III.5 illustre le modèle d'inférence de Mamdani.

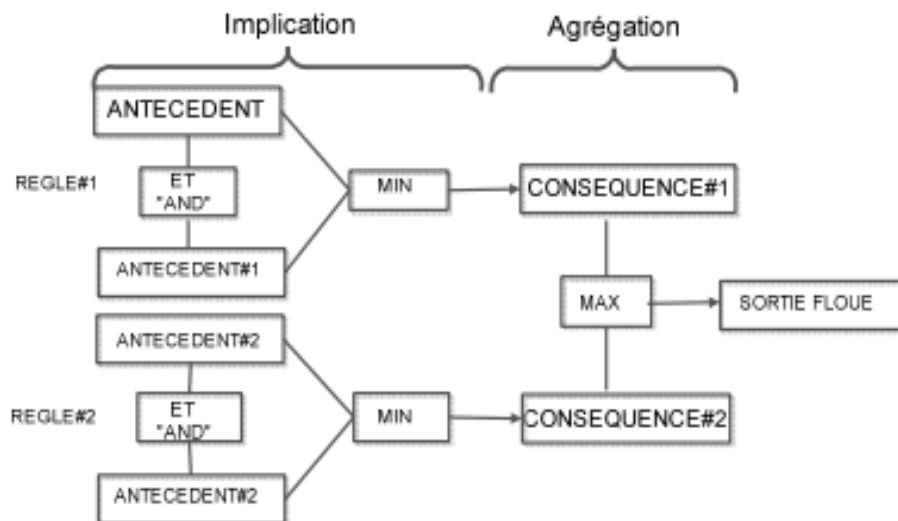


Figure III.5 : Modèle d'inférence de Mamdani

VI.3. Défuzzification

La dernière étape est la défuzzification, Le système d'inférence fournit une sortie floue par l'évaluation des règles à la suite d'une ou plusieurs entrées réelles. Se pose alors le

problème de lui donner une représentation floue approximative ou une valeur précise, c'est la défuzzification

Il existe de nombreuses méthodes de défuzzification, mais seulement quatre sont pratiquées.

Les méthodes les plus couramment utilisées sont :

- la méthode du centre de gravité
- la méthode des maximums
- la méthode des surfaces
- la méthode des hauteurs

Dans notre travail, nous nous limitons ici à la présentation de la méthode du centre de gravité qui est la plus couramment utilisée.

VI.3.1. Méthode du centre de gravité

En général, la méthode du centre de gravité (CDG) est basée sur le calcul de l'abscisse correspondant au centre de gravité de la surface du sous-ensemble flou de la solution déterminée par l'agrégation de l'action des règles floues. Figure III.6 illustre une solution floue p dont la solution précise, Z_0 , est donnée par la méthode du centre de gravité.

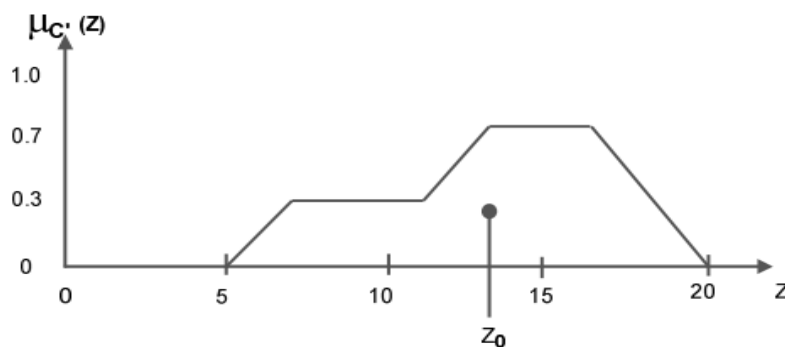


Figure III.6. Méthode du centre de gravité

Le calcul de la solution précise, Z_0 , d'une solution floue à l'aide de la méthode du centre de gravité est défini par :

$$z_0 = \frac{\int f_{\beta}(z) \cdot z \, dz}{\int f_{\beta}(z) \, dz} \quad (\text{III.10})$$

VII. Avantages et inconvénients de la logique floue

La logique floue permet de raisonner non pas sur des variables numériques, mais sur des variables linguistiques, c'est-à-dire, sur des variables qualitatives (grand, petit, moyen,

loin, près, fort, etc.). Le fait de raisonner sur ces variables linguistiques va permettre de pouvoir manipuler des connaissances en langage naturel. Tout ce que l'on a à rentrer au système, ce sont des règles d'inférences exprimées en langage naturel.

Le réglage par la logique floue réunit un certain nombre d'avantages :

- **La non nécessité modélisation (cependant il peut être utile d'un modèle convenable);**
- **la possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus;**
- **la maîtrise des systèmes à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser);**
- **L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire):**
- **L'emploi possible aussi pour des processus rapides (grâce à des processeurs dédiés);**
- **la disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle). soit pour circuits intégrés (processeurs dédiés, Fuzzy processor, solution matérielle).**

Par contre, ce réglage présente certains inconvénients à savoir :

- **Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la Fuzzification, des inférences et de Défuzzification);**
- **L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile);**
- **L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité(en l'absence d'un modèle valable);**
- **La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire;**
- **la précision du réglage souvent peu élevée;**
- **la cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).**

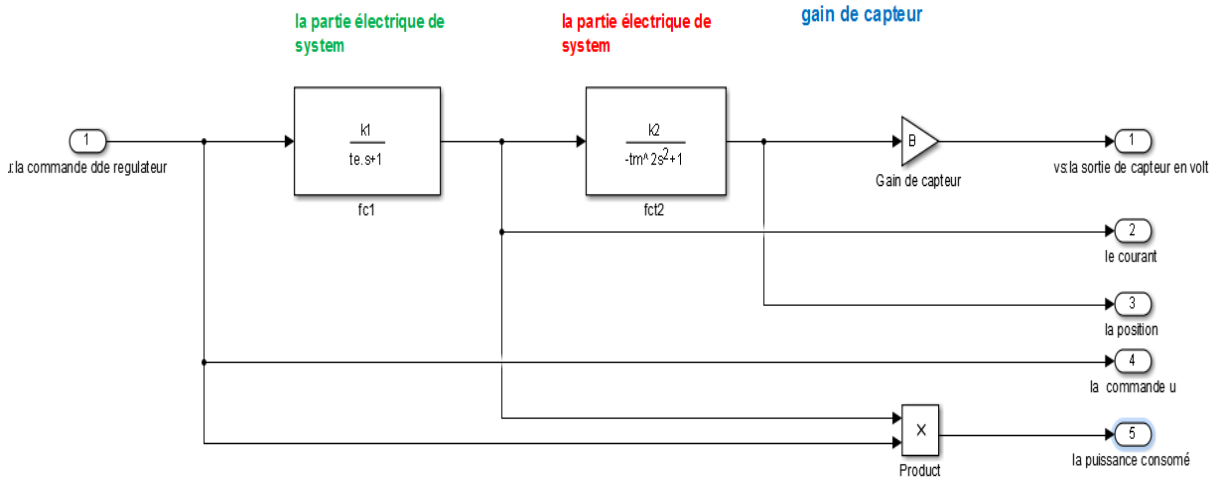


Figure III.8 : Modèle de simulation

c. Schéma de régulateur

La figure III.9 représente le schéma sous Simulink du régulateur synthétisé.

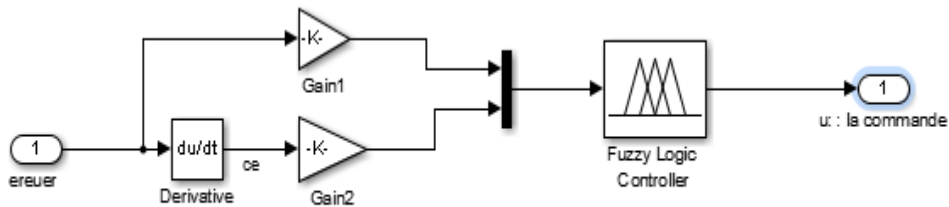


Figure III.9 : Régulateur flou

Dans la partie qui suit, nous allons donner les détails et les étapes permettant de concevoir le régulateur flou à savoir : les variables linguistiques, les fonctions d'appartenance, et finalement l'ensemble des règles d'inférence

VIII.2. Variables linguistique

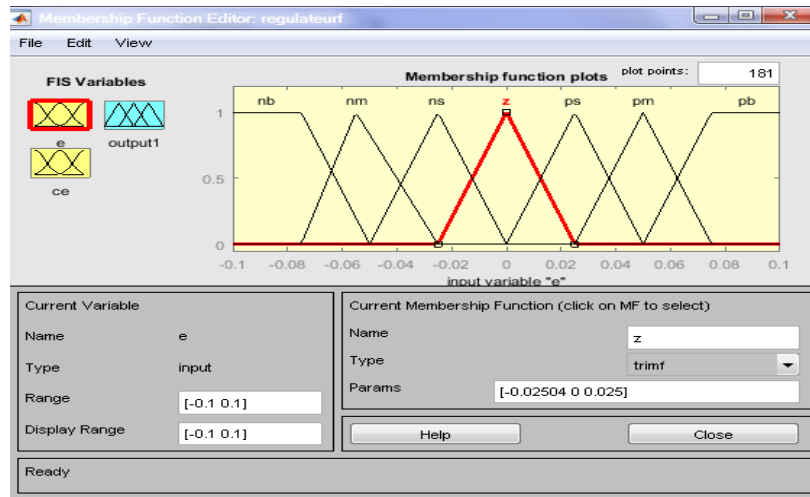
Pour le système étudié dans le cas de notre projet "système de lévitation magnétique", on a choisi les variables linguistiques de la manière suivante :

La première variable est l'erreur entre la position réelle de la balle et la position désirée définie au niveau de la consigne, par abus de langage c'est l'écart, la deuxième variable est le dérivée de l'erreur. Avec les deux variables linguistiques choisies, on peut avoir une idée sur l'écart entre la position désirée et la position réelle de la balle, le temps de réponse et la stabilité avec la dérivée de l'erreur

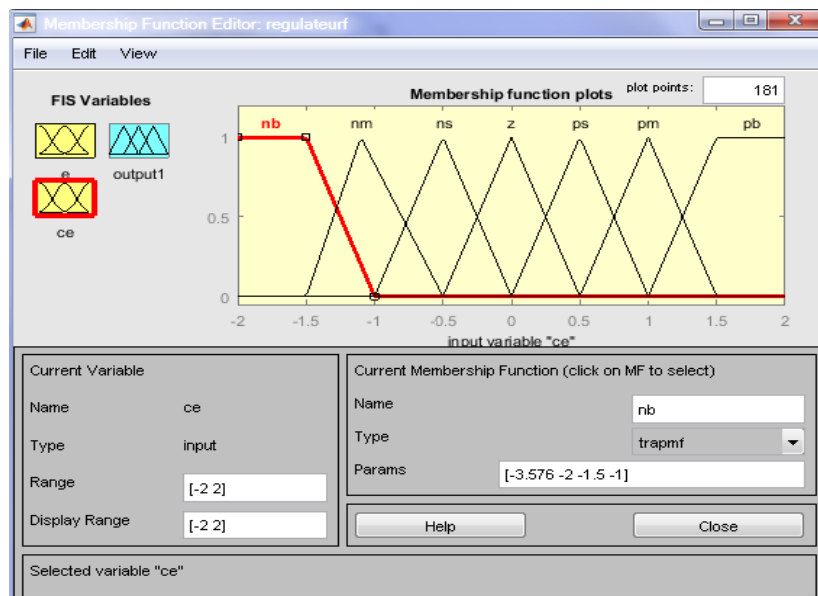
VIII.3. Fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance choisies dans le cadre de notre étude sont des fonctions triangulaires (figure III.10). Le simulateur utilisé permet ainsi de choisir aisément les fonctions d'appartenance

Tout en respectant le domaine de l'erreur et la dérivée de l'erreur pour que toutes les entrées du régulateur soient incluses dans ce domaine.



(a)



(b)

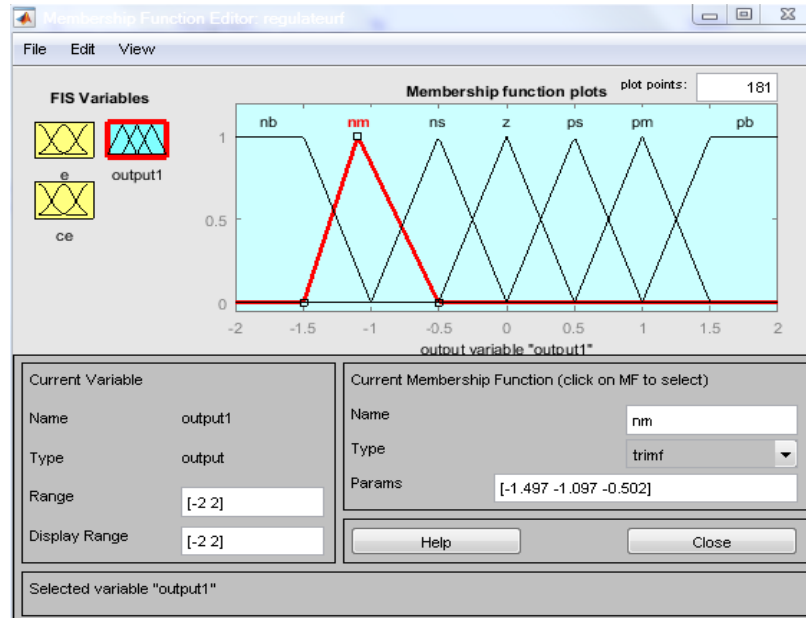


Figure III.10 : Fonctions d'appartenance

(a) : Erreur

(b) : Dérivée d'erreur

(c) : Commande

VII.4. Règles d'inférences

Le tableau III.2 résume les règles d'inférence utilisées dans notre cas. Le nombre de règles choisis est de $7 \times 7 = 49$ règles permettant de stabiliser le système Maglev.

<i>E</i>	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
CE							
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NB	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau III.2 : Règles d'inférences

Où

E : erreur

CE : dérivée de l'erreur

Z : zéro

NB: negative big

NM: negative middle

NS: negative small

PS: positive small

PM: positive middle

PB: positive big

Les figures III.11 et III.12 illustrent l'Implémentation des règles et leurs représentations graphiques respectivement sous l'environnement MATLAB :

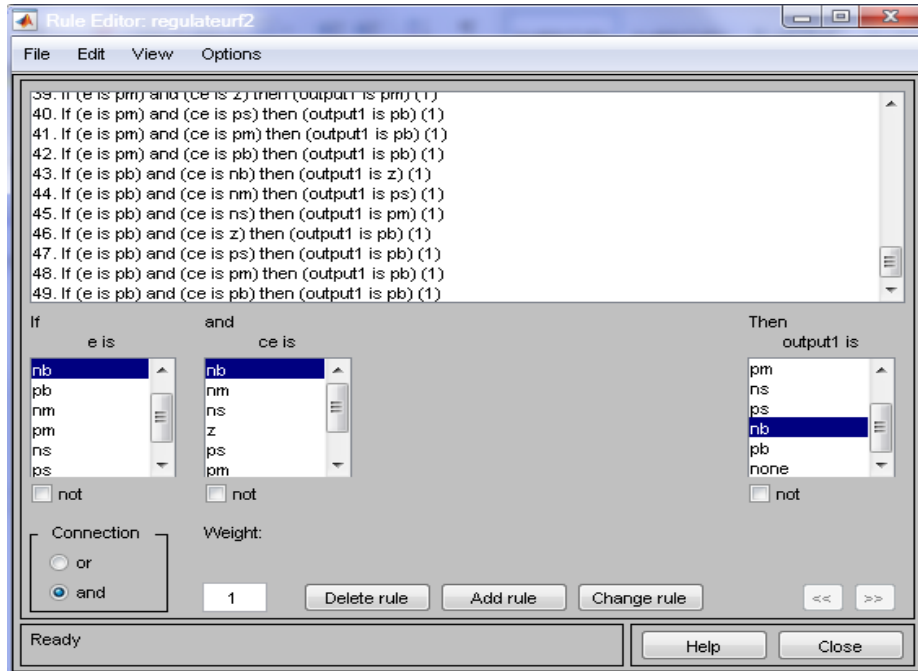


Figure III.11 : Implémentation des règles sous l'environnement Matlab (fuzzy toolbox)

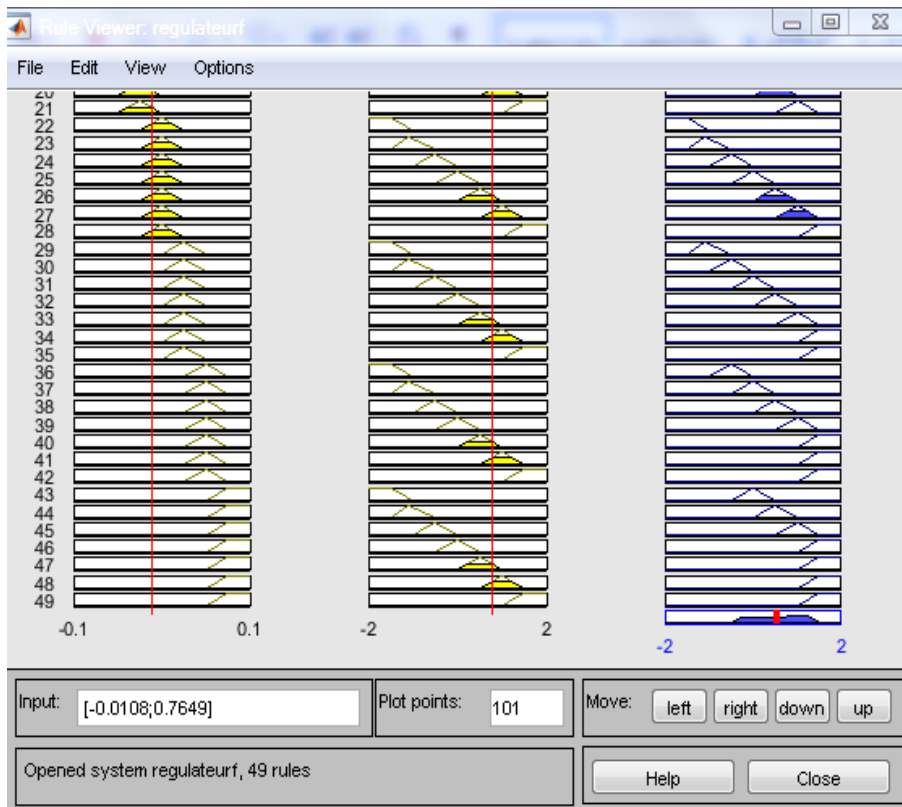


Figure III.12 : Représentation graphique des règles

IX. Simulations et résultats d'application de la régulation floue

Dans une première étape, nous allons tester la réponse de notre système tout en imposant à l'entrée (consigne) une position désirée de 1cm, puis nous essayons de mettre en exergue les résultats de simulation pour des signaux périodiques.

VIII.1. Réponse indicielle de système corrigé

Comme décrit précédemment la position de la balle désirée est de 1 cm avec une durée de simulation 0.5 s et ceci dans le but de montrer que le système réagit correctement et rapidement à la consigne imposée. Les résultats de simulation sont esquissés sur la figure III.13

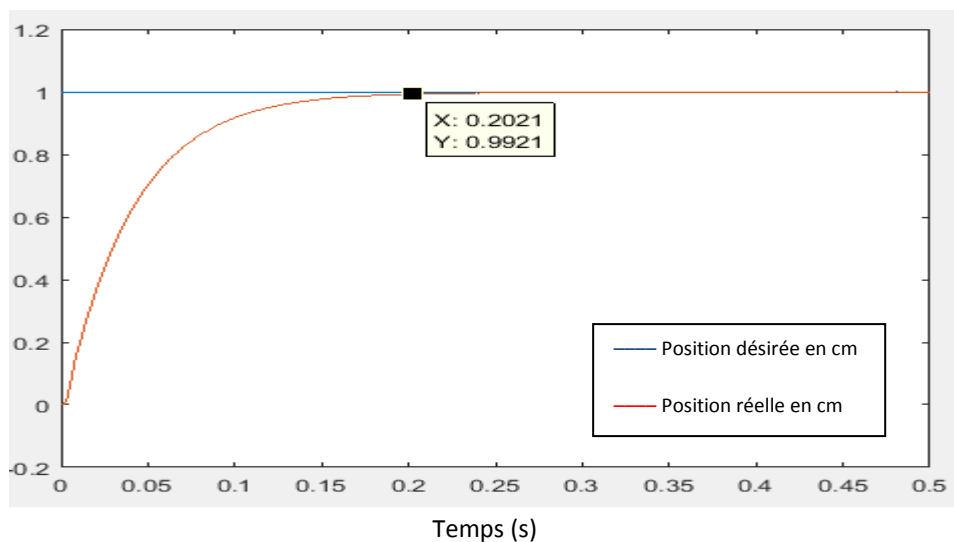


Figure III.13 : Réponse du système pour une position désirée de 1cm

On constate que la réponse de système est bien superposée sur celle de la consigne imposée, et régit rapidement à la position désirée attendre avec un temps de réponse de 0.20 s

Par ailleurs, nous représentons le signal de commande sur la figure III.14. Dans ce cas, notre commande est saturé a +6v -6v (imposée au niveau de la simulation). On constate qu'au début de la réponse, la commande prend des valeurs proches des valeurs nominales imposées puis autour de 1.2 volts au niveau du régime permanant

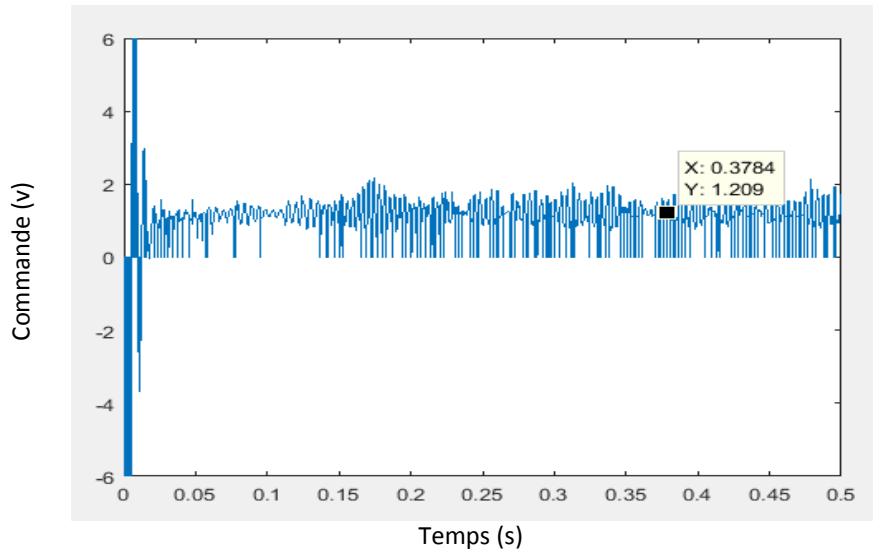


Figure III.14 : Signal de commande

Le courant dans la bobine est schématisé sur la figure III.15. On remarque que le courant a un comportement semblable à celui du signal de commande avec un pic de 2 A au début puis se stabilise autour de 1 A. Il est à noter que dans notre étude, l'électroaimant choisi doit supporter des courants de 3 A maximum tout en tenant compte de la partie puissance du système (transistor et la diode à roue libre)

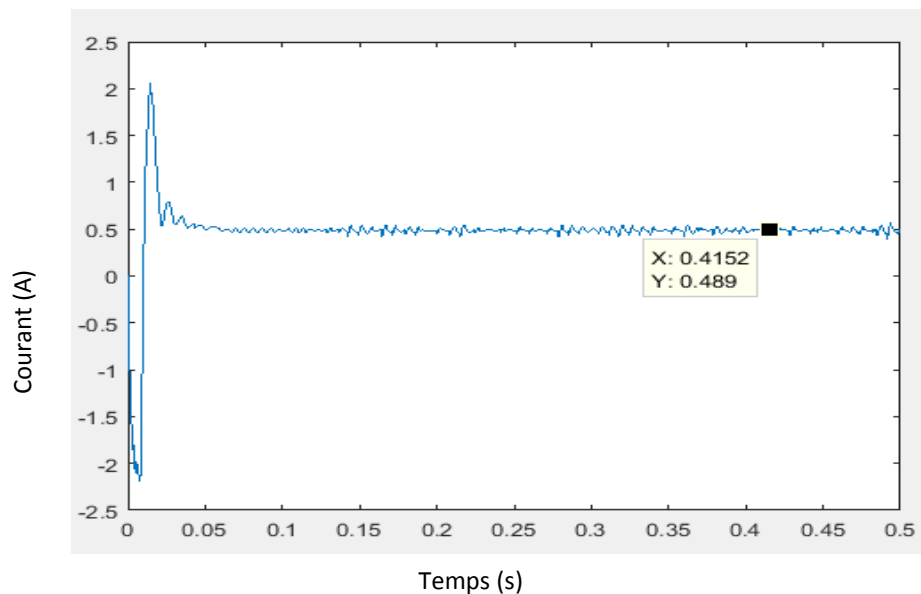


Figure III.15 : Courant dans l'électroaimant

VIII.2 Analyse et interprétation des résultats de la simulation

Dans ce paragraphe, on essaiera de discuter sur les performances du système, la sécurité du système pour entreprendre dans la limite du possible une réalisation et finalement on discutera sur le volet consommation.

b. Performances du système :

a.1. Stabilité : d'après la réponse indicielle de système, on déduit qu'il est stable et présente un comportement semblable celui d'un système de 2^{ème} ordre avec un retard.

a.2. Rapidité : le système atteint 99% de la valeur désirée au bout de 0.20 s, ce qui de conclure que le système réagit rapidement au consignes imposées.

a.3. Précision : Afin de mettre en exergues la précision, nous présentons ci-dessous une simulation tout en mettant l'accent sur le régime permanent (Zoom sur les figures).

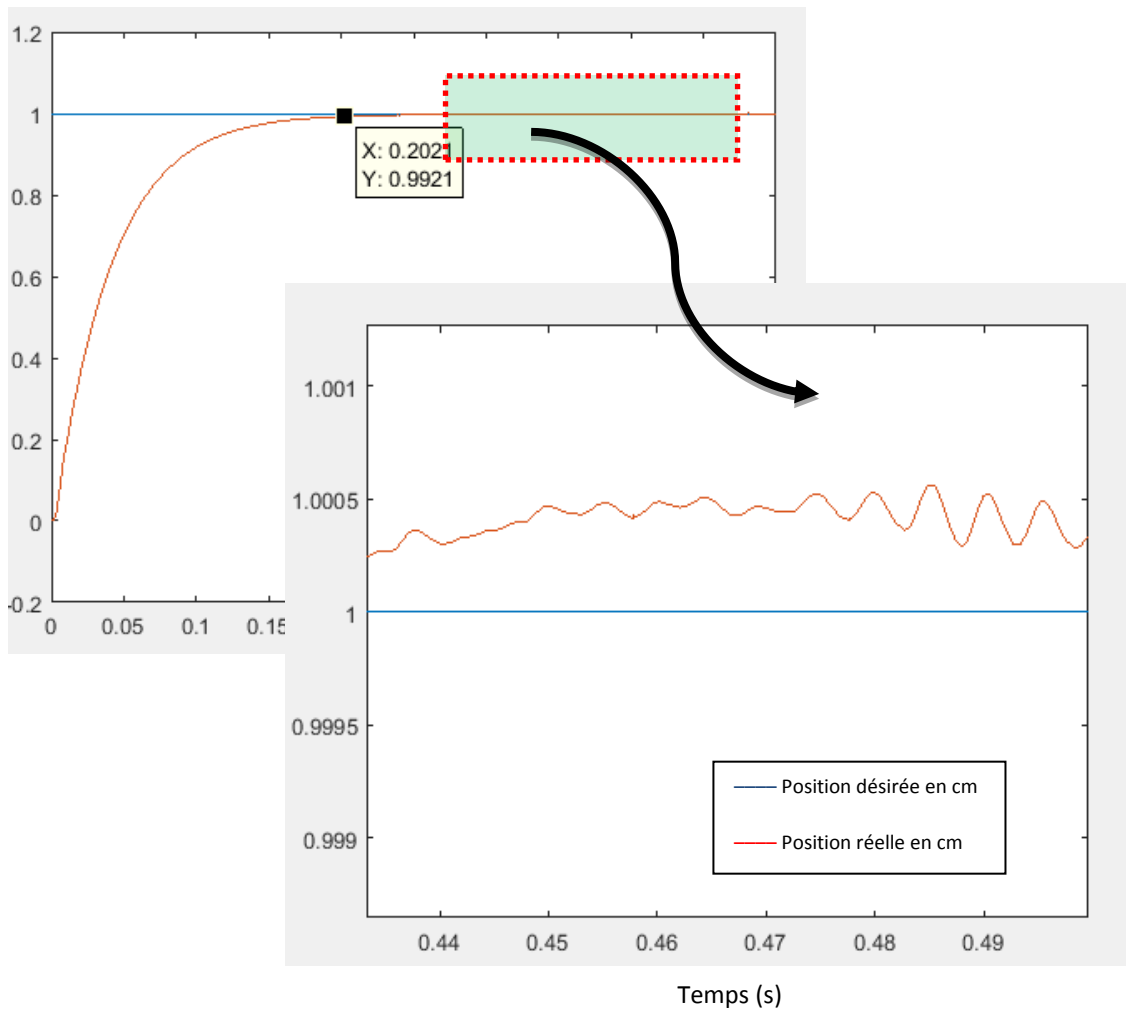


Figure III.16 : Position de la balle avec zoom sur une partie du régime permanent

On constate que notre système est assez précis avec une erreur moins de 0,1%

c. Sécurité du système

Le risque majeur qui peut surgir est le pic de courant dans l'électroaimant durant le régime transitoire, qui a un effet néfaste sur la partie puissance entraînant l'endommagement du transistor de puissance et de la diode à roue libre. Pour cela, lors de la réalisation du système, il est préférable de choisir un transistor et une diode pouvant supporter des courants de 3 A. Cependant, au niveau de notre simulation, la durée du pic est assez faible elle est de l'ordre 10 ms.

X. Test de la robustesse de la commande floue

Afin de montrer l'efficacité et la robustesse de la commande synthétisée, nous allons dans ce qui suit imposer une consigne sous forme d'un signal périodique variant dans le temps, introduire des perturbations sur la position de la balle et enfin des changements au niveau du modèle (variation de la masse de la balle)

X.1. Robustesse de la commande pour des signaux périodiques

a. Signal carré

Dans ce qui suit, nous allons appliquer à l'entrée du système un signal carré de période 1 s variant de 0 cm à 1.5cm (figure III.18). On constate que le système suit quasi parfaitement la trajectoire imposée.

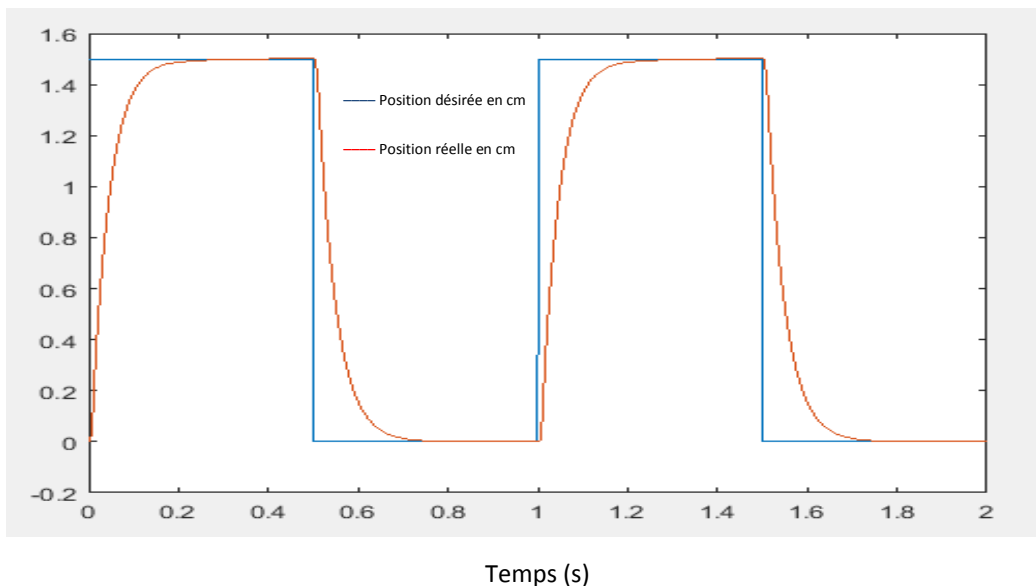


Figure III.18 : Réponse du système pour un signal carré

b. Signal sinusoïdal

De la même façon, on applique une consigne ayant la forme d'une sinusoïde (figure III.19). On remarque un suivi exact de la trajectoire imposée.

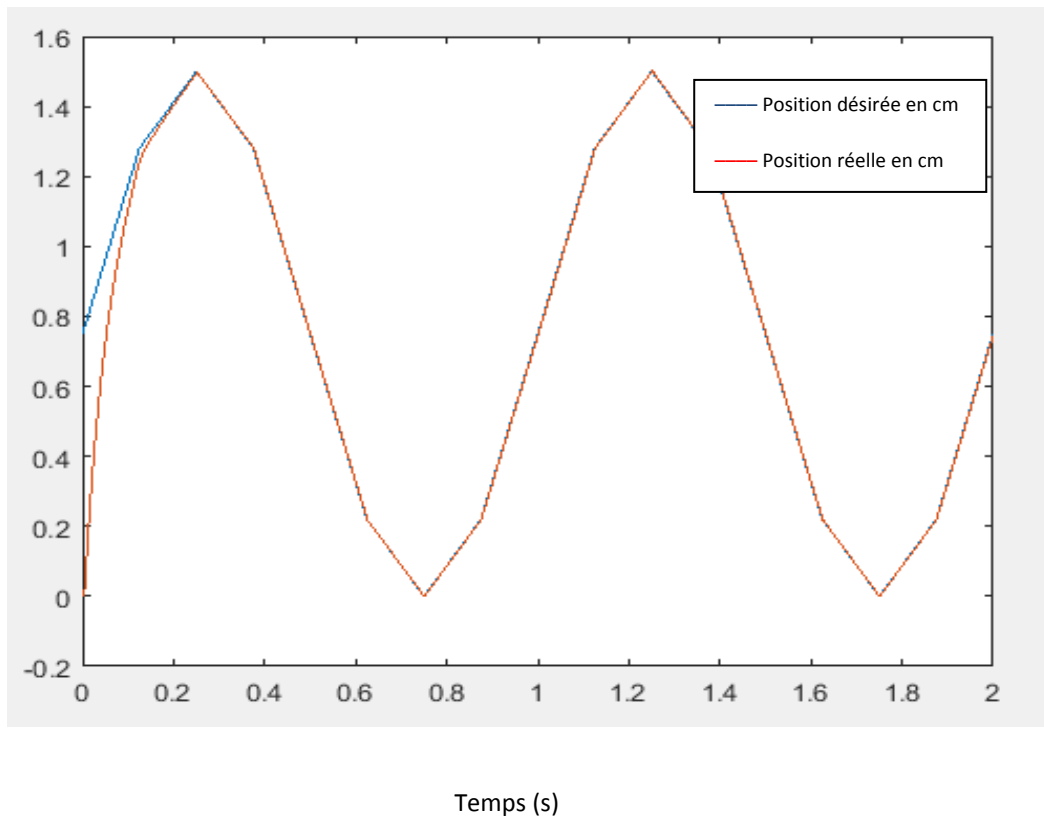


Figure III.19 : Réponse du système pour un signal sinusoïdal

X.2. Test de la robustesse vis-à-vis des perturbations

Pratiquement et dans l'industrie tout système est soumis à des perturbations extérieures, c'est pour cette raison et dans ce qui suit, nous essayons d'introduire des perturbations extérieures sur la position de la balle telles que : le vent, un coup de pousse de la balle avec un doigt modélisé sous formes d'impulsions.

Pour ce faire, nous introduisons au niveau du système des perturbations sous forme d'impulsions de 1 cm (figure III.20). Nous constatons que le système rejette les perturbations, et la balle reste toujours à la position désirée malgré que l'amplitude de l'impulsion représente la même valeur que la consigne imposée.

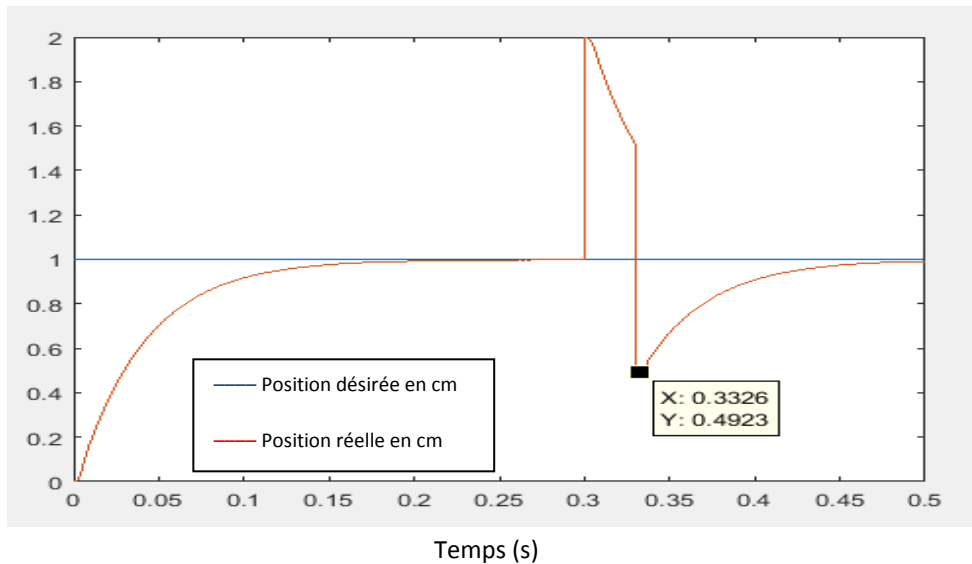


Figure III.20 : Réponse indicielle de système avec introduction des perturbations

X.3. Test de la robustesse pour un signal périodique avec des perturbations

a. Signal carré avec perturbations

Par ailleurs, et afin de montrer la robustesse de la commande synthétisée, nous introduisons au niveau de la consigne un signal carré avec un train d'impulsions considéré comme perturbations au niveau du système c.-à-d. la balle (figure III.21). On constate que la balle suit parfaitement la trajectoire imposée tout en rejetant les perturbations imposées sous formes d'impulsions

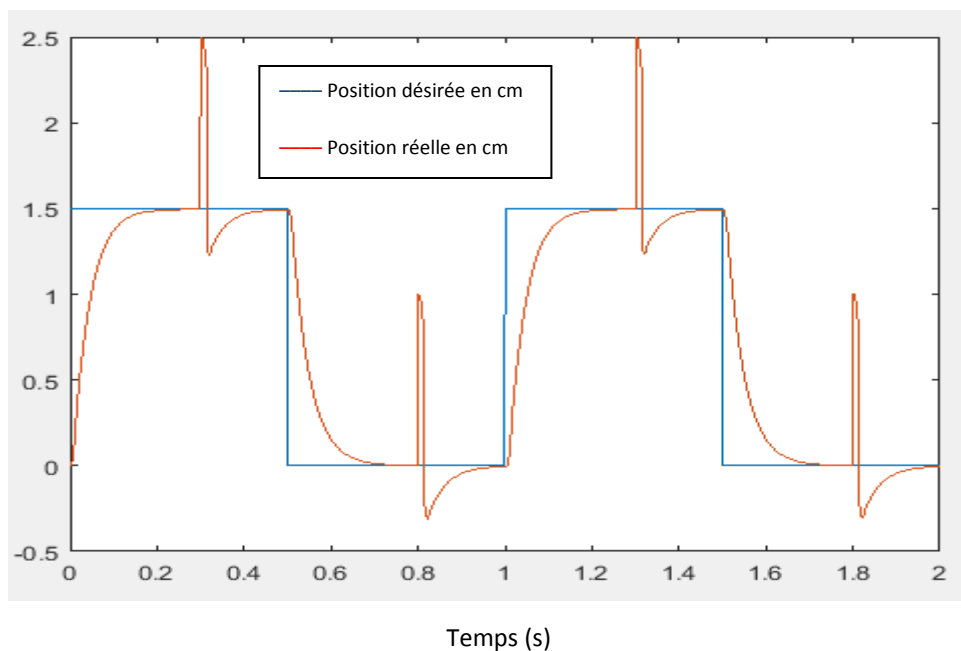


Figure III.21 : Réponse du système à un signal carré avec perturbations

b. Signal sinusoïdal avec perturbation

De la même façon, on répété la simulation avec un signal sinusoïdal (figure III.22). On constate que la position de la balle suit parfaitement la trajectoire malgré les perturbations.

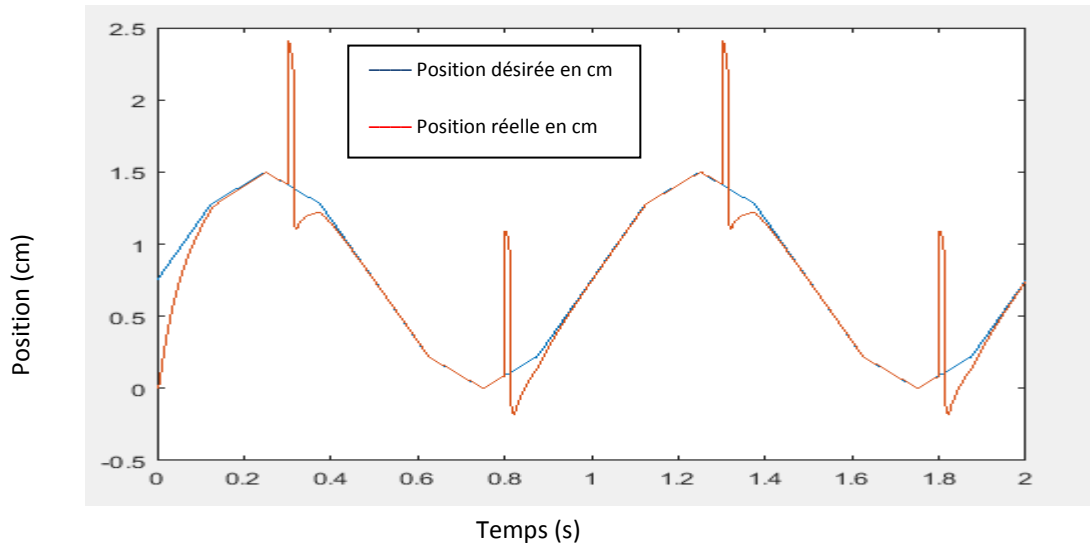


Figure III.22 : Réponse du système a un signal sinusoïdal avec perturbations

X.4. Test de la robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres du modèle

Toujours et dans la perspectives de montrer l'efficacité de la commande développée, nous avons essayé d'introduire des variations sur le modèle mathématique utilisé et surtout les paramètres prépondérants à savoir : la masse de la balle. Pour cela, nous allons procéder au changement de la masse de la balle de 20g (imposée initialement) à 60g avec un pas de 10g. Les figures III.23, III.24, III.25, III.26, représentant respectivement la position de la balle pour les différentes masses imposées au niveau du modèle mathématique.

D'après les résultats de simulation, on constate que la commande développée est très performante d'un point de vue stabilité, précision et rapidité.

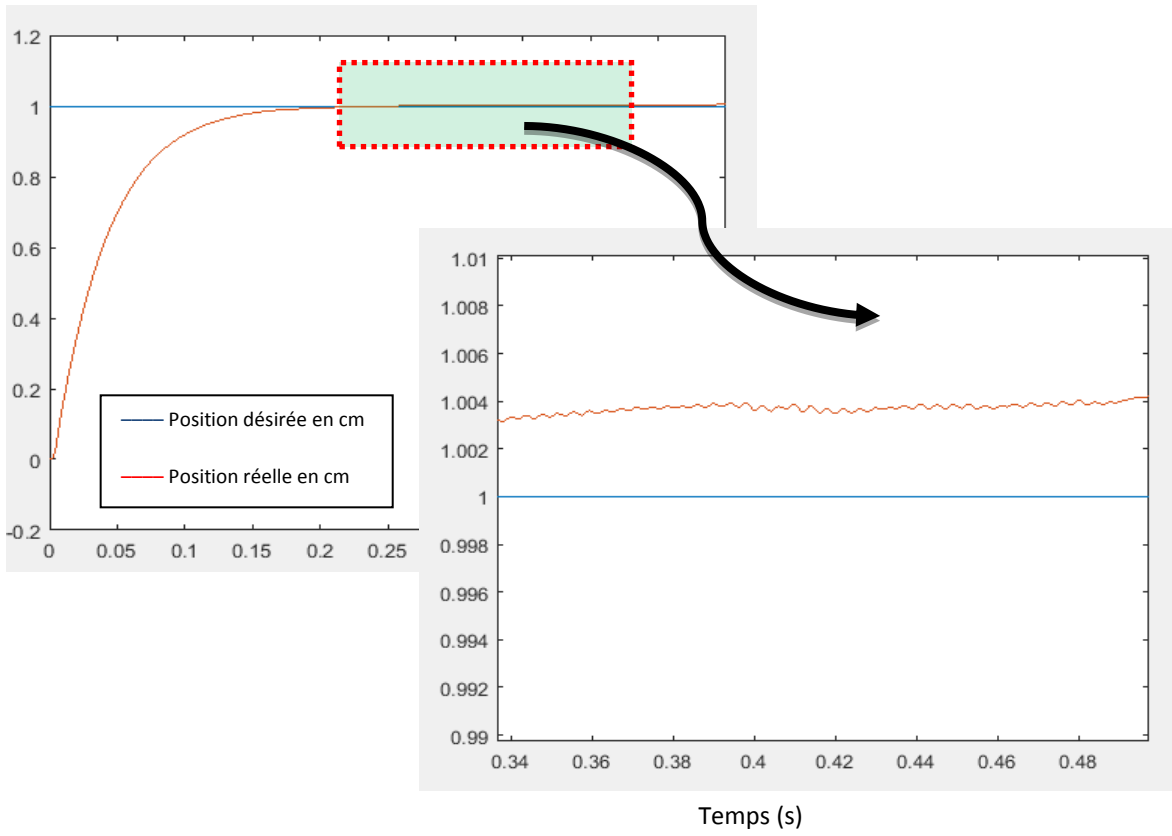


Figure III.23 : Réponse de système pour $m=30g$

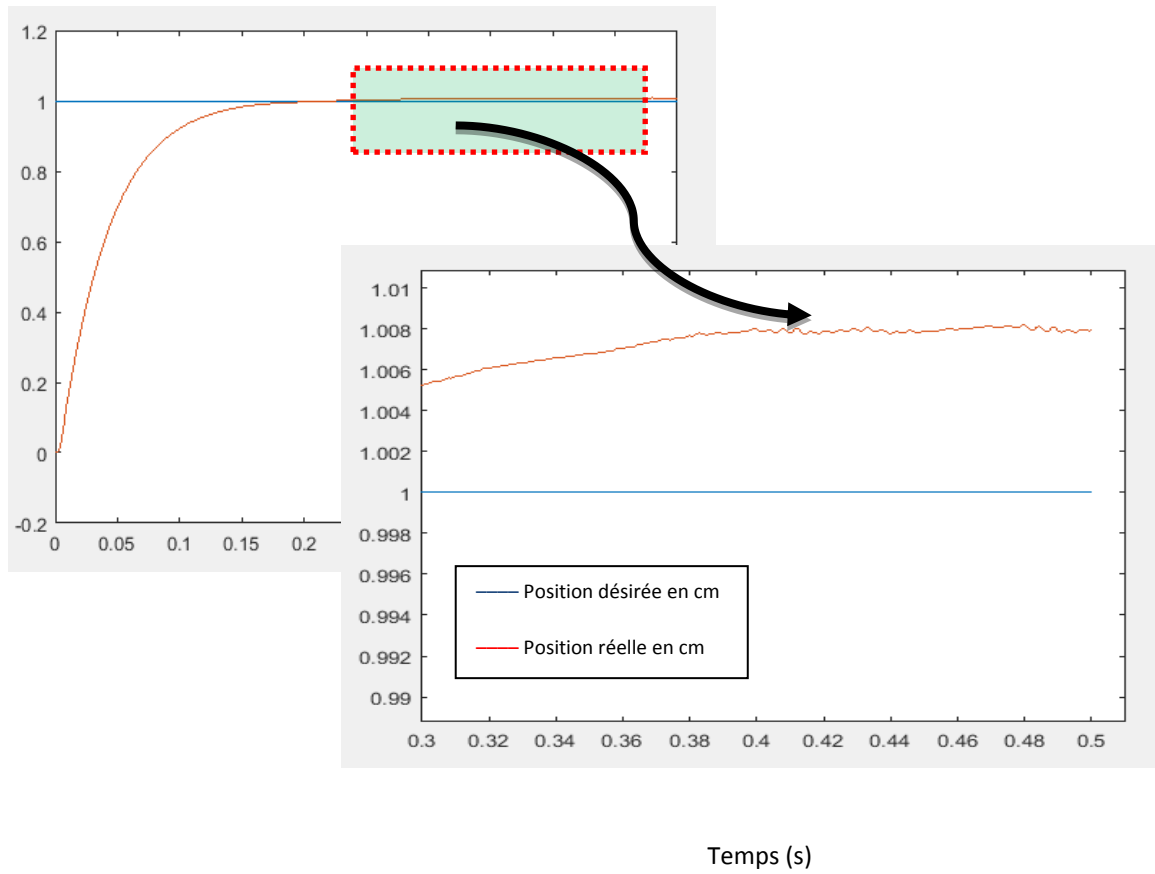


Figure III.24 : Réponse de système pour $m=40g$

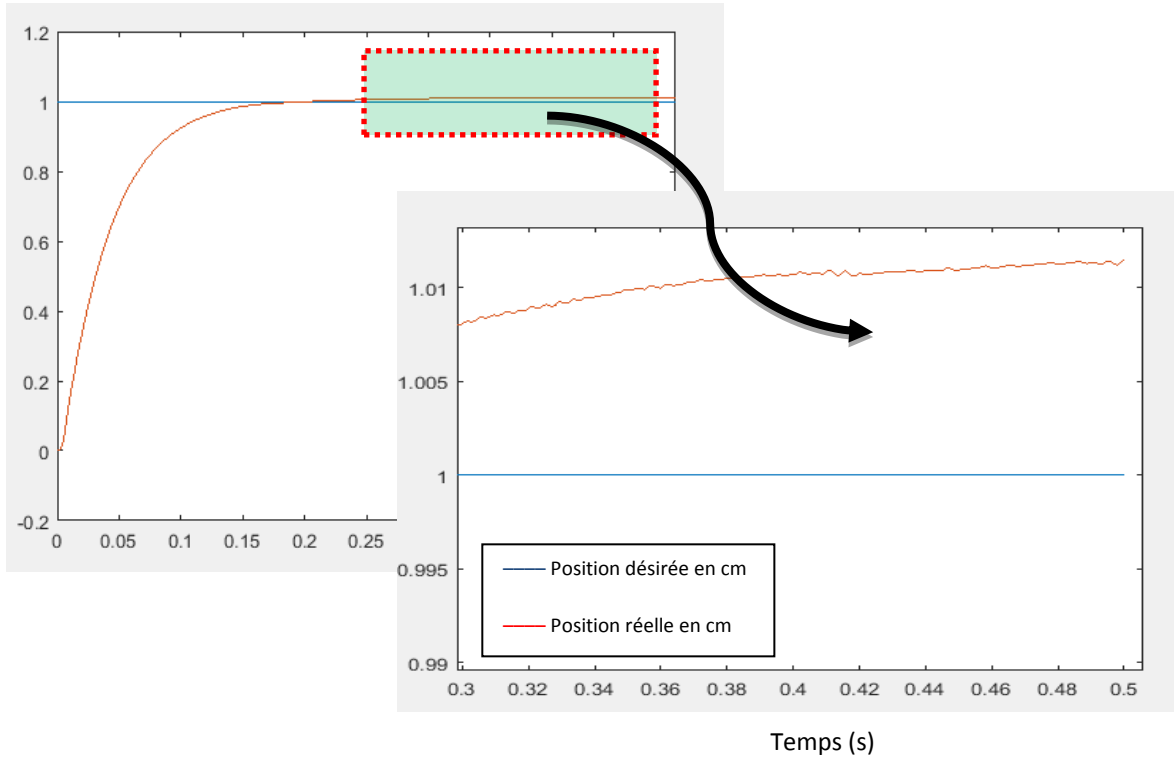


Figure III.25 : Réponse de système pour $m=50g$

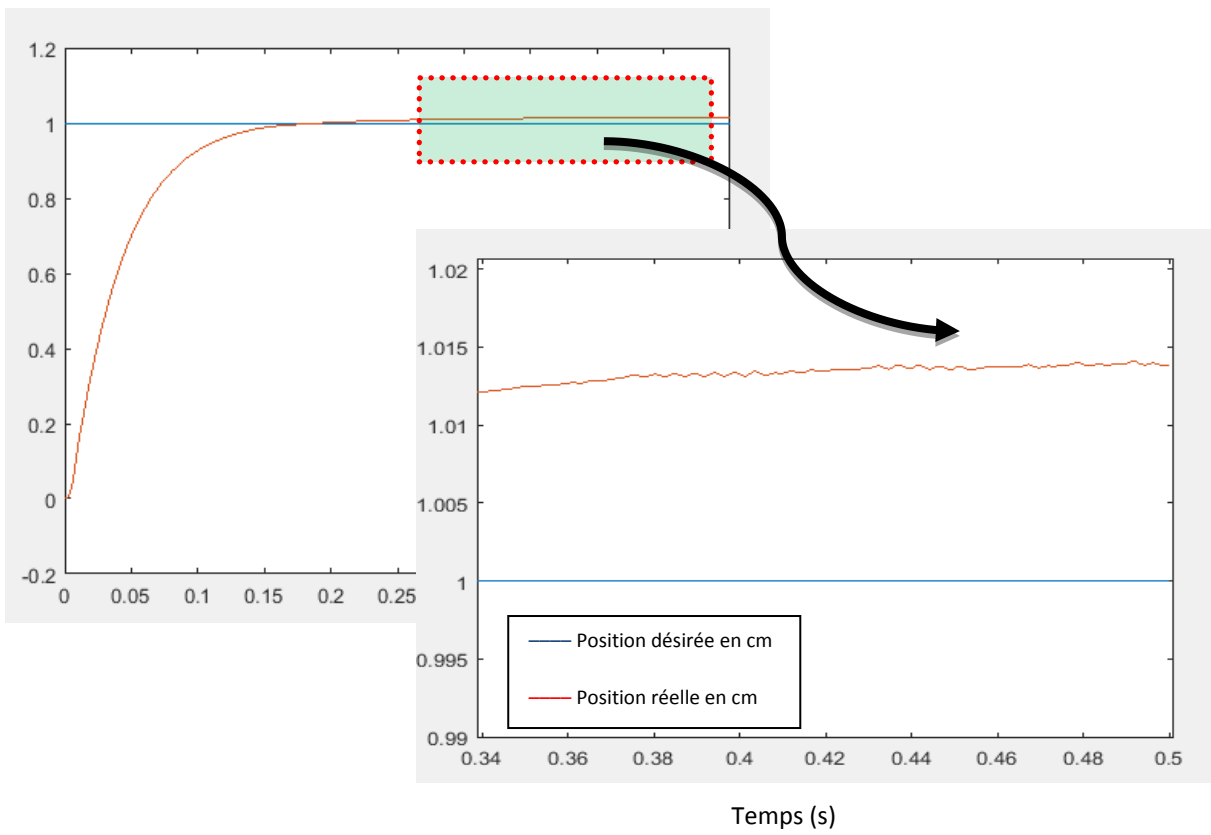
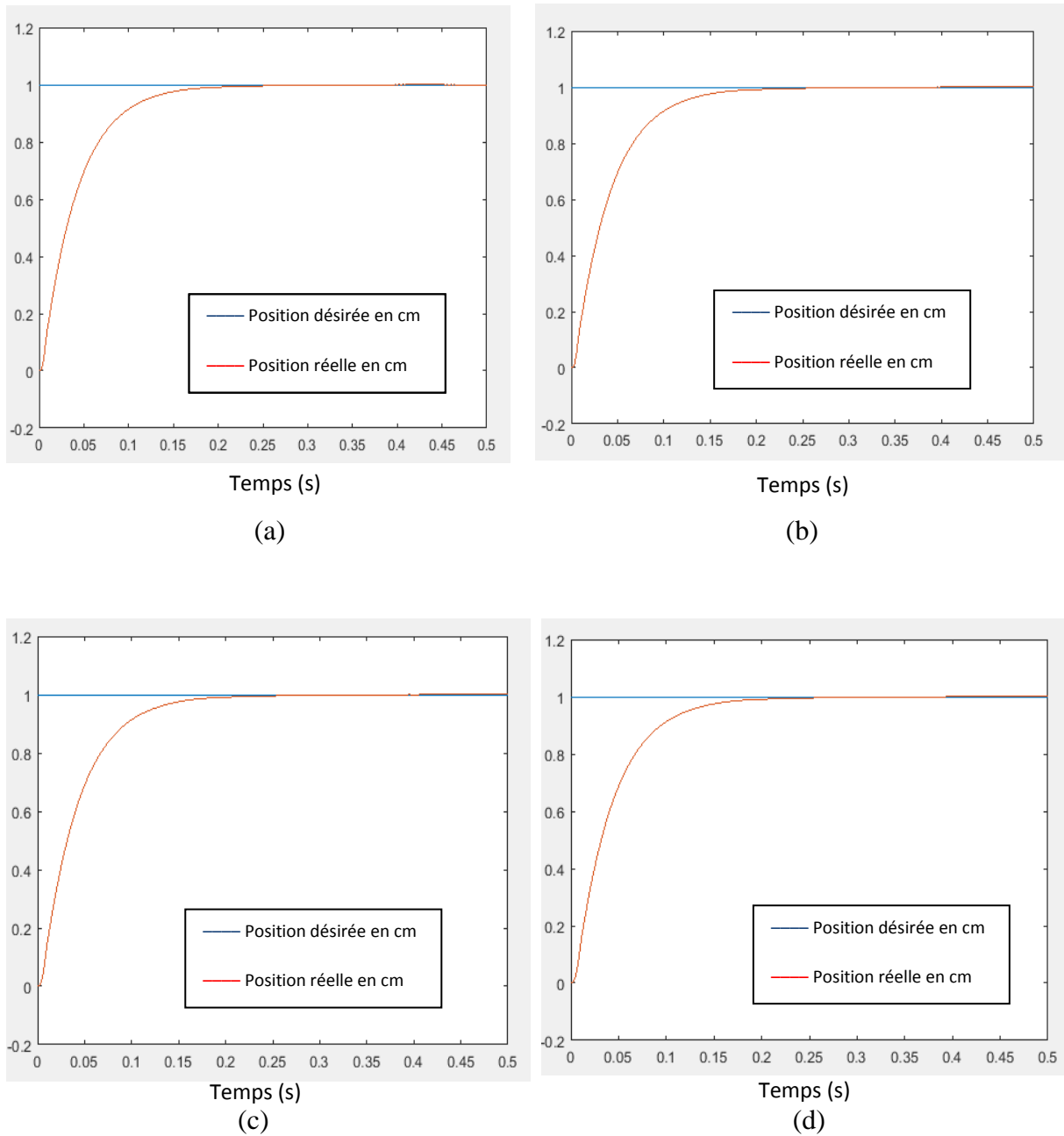


Figure III.26 : Réponse de système pour $m=60g$

X.5. Test de la robustesse vis-à-vis de la variation de position initiale x_0

Par ailleurs, pour montrer la fiabilité de notre commande pour d'autres points de fonctionnement, on fait varier la position initiale x_0 (figure III.27)



. **Figure III.27** : Réponses indicielles du système pour différentes valeurs de x_0

(a) $x_0=1.25$ cm

(b) $x_0=1.5$ cm

(c) $x_0=1.75$ cm

(d) $x_0=2$ cm

X.6. Etude comparative avec les régulateurs PID et à avance de phase

A titre de comparaison, nous présentons dans ce qui suit des résultats de simulation permettant de mettre en exergues les avantages de la logique floue par rapport aux régulateurs classiques.

Pour cela, nous représentons sur les figures (III.28, III.29, III.30, III.31 et III.32) les réponses indicielles pour les différents régulateurs étudiés.

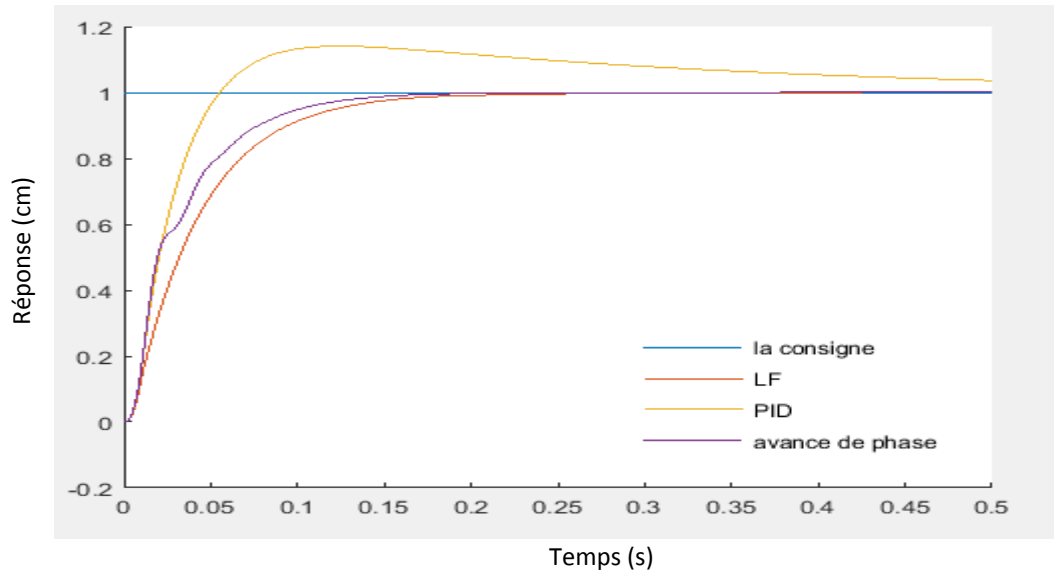


Figure III.28 : Réponse indicielle du système corrigée

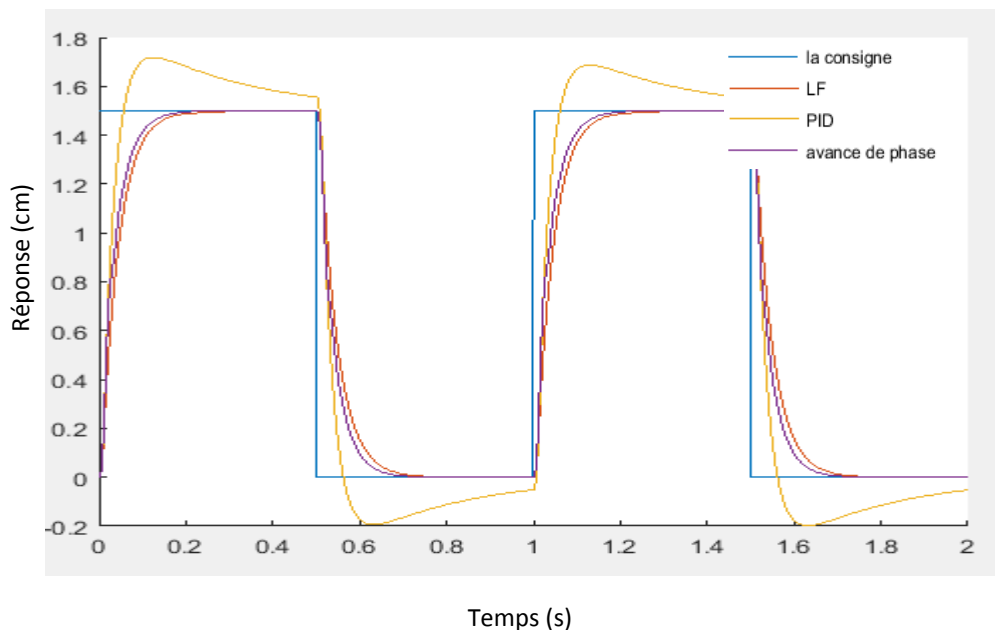


Figure III.29 : Réponse du système corrigée pour une consigne de forme carrée

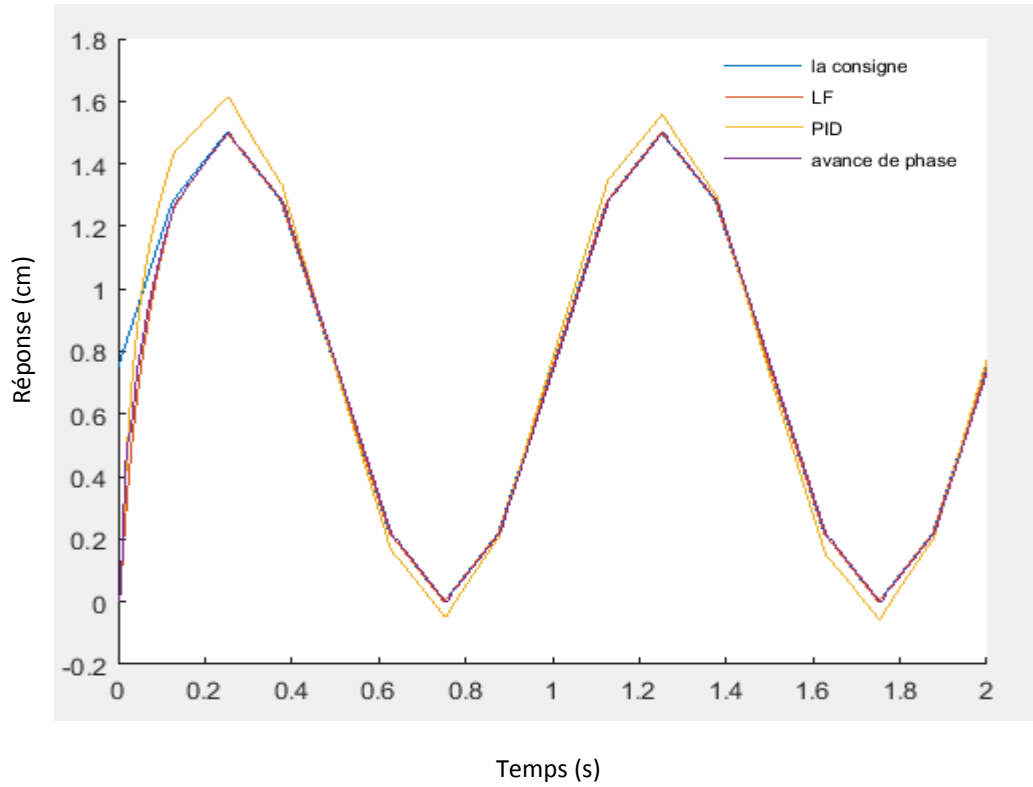


Figure III.30 : Réponse du système corrigé pour une consigne de forme sinusoïdale

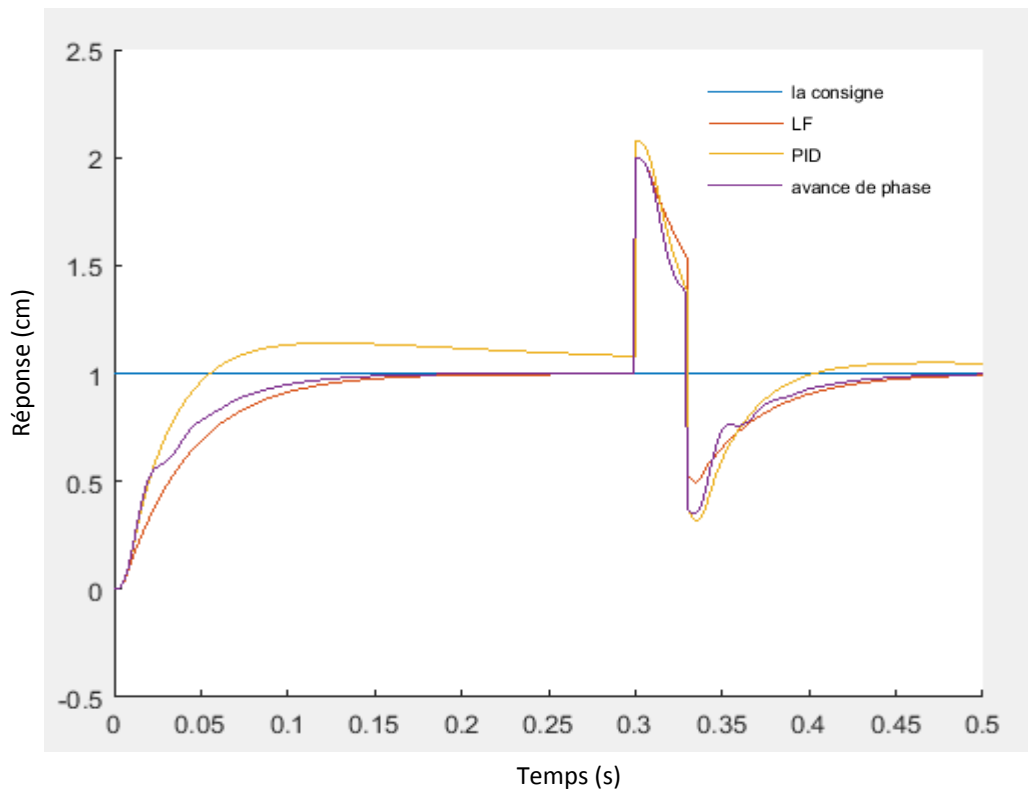


Figure III.31 : Réponse indicielle avec perturbations

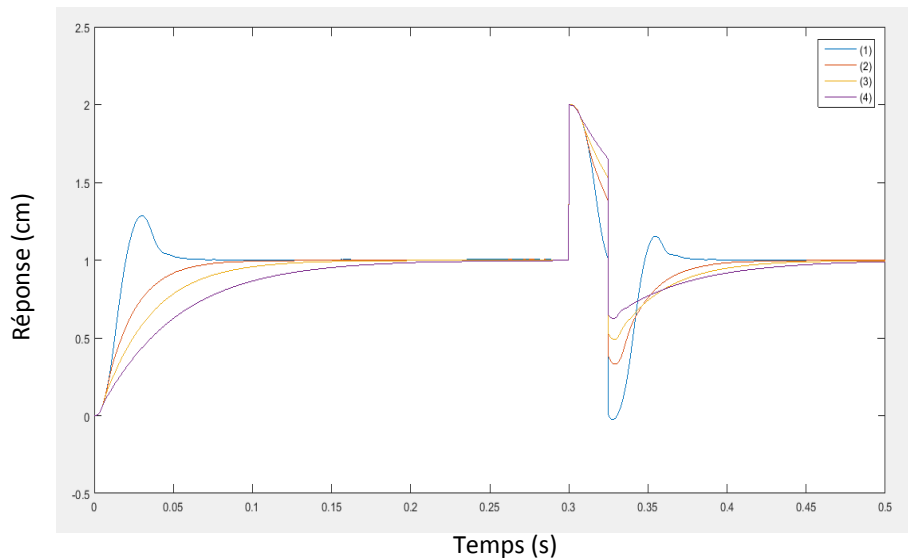


Figure III.32 : Réponse indicielle avec perturbations de régulateur flou avec changement de paramètre de régulateur

D'après le graphe III.28, on constate que la meilleure dynamique du système au niveau du régime transitoire est celle corrigée par le régulateur flou, en comparant avec le régulateur PID ce dernier présente un dépassement de la valeur désirée avec un temps de réponse assez important.

Par ailleurs, on remarque d'après les figures III.29 et III.30 un parfait suivi de la trajectoire en utilisant le régulateur flou et avance de phase, ce qui n'est pas le cas pour le PID vu que ce dernier présente un temps de réponse important par rapport aux autres régulateurs.

Sur le volet test de robustesse vis-à-vis des perturbations (figure III.31), on constate que pour l'ensemble des régulateurs, la réponse suit la trajectoire de l'impulsion (2cm). Cependant, d'un point de rapidité, le régulateur flou présente un temps de réponse réduit par rapports aux autres régulateurs. La figure III.32 met en exergue cette particularité d'un point de vue rapidité et suivi de trajectoire.

XI. Conclusion

Dans notre étude, nous avons examiné les possibilités de la commande du système de lévitation magnétique en utilisant la logique floue. Les résultats obtenus par cette approche sont encourageants.

Notre étude a été développée dans le but de concevoir une commande robuste au système de lévitation magnétique.

Nous avons utilisé la toolbox fuzzy pour effectuer l'ensemble des simulations. Appliquées au système Maglev, notre approche s'est montrée très performante.

Les résultats sont satisfaisants et montrent l'intérêt de l'application de logique floue pour la commande de ce type de système. Cet intérêt vient de leur capacité d'avoir uniquement une connaissance préalable du comportement du système à commander.

XII. Références

- [1] **M. Diab HAMIDA** «Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques», Thèse de doctorat, Université de Sétif 2010
- [2] **F. DERNONCOURT**, « Cours:Introduction à la logique floue », Licence Créative Commons 6 2.0 Dernière mise à jour le 13/04/2012
- [3] **M. ASSAAD HAMIDA**, « Cours : principe de la logique floue», École Centrale de Nantes,
- [4] **O.EL ALAOUI JAMAL** «Application de la logique floue » Mémoire de fin d'études, ESMI, ingénieur en Automatismes et informatique industrielle, 2010

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Dans ce projet de fin d'étude, nous avons synthétisé trois lois de commande sur un système de lévitation magnétique en faisant l'étude théorique puis l'implémentation sur le logiciel Matlab.

La première étape était l'étude de la théorie du régulateur classique PID, l'avance de phase et le retard de phase, ensuite des simulations ont été entreprises en utilisant ce type de régulateur. Dans ce cas, on a synthétisé deux régulateurs à savoir : avance de phase et PID pour la commande du système Maglev. Dans une seconde étape, une synthèse d'un régulateur flou a été faite afin de montrer l'efficacité et les performances de ce type de régulation. Une esquisse de la commande a été développée en trois dimensions et avec animation montrant le système Maglev.

Une étude comparative a été abordée afin de montrer l'efficacité et les performances de chaque régulateur d'un point de vue robustesse vis-à-vis de perturbations et des changements des paramètres du modèle. Nous avons conclu que le régulateur flou présente les meilleures performances sur le volet : temps de réponse, suivi de trajectoire et rejet des perturbations.

De nombreuses perspectives à ces travaux peuvent être envisagées. Parmi celle-ci :

- Implémentation des régulateurs synthétisés sur une carte Arduino et réalisation du système Maglev
- Etudier d'autres types de commande robustes afin de les implémenter sur le système Maglev