

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

ÉTUDE DES MÉTHODES DE CONTRÔLE DE FORCE POUR APPLICATION EN
AGRICULTURE DE PRÉCISION

MÉMOIRE PRÉSENTÉ
COMME EXIGENCE PARTIELLE MAÎTRISE EN GÉNIE ELECTRIQUE

PAR
ABDOU LAHAD DIACK

SEPTEMBRE 2025

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire, de cette thèse ou de cet essai a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire, de sa thèse ou de son essai.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire, cette thèse ou cet essai. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire, de cette thèse et de son essai requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MAITRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (M. Sc. A.)

Direction de recherche :

Alben Cardenas

Directeur de recherche

Jury d'évaluation

Mamadou Lamine Doumbia, Évaluateur

Université du Québec à Trois-Rivières

David Felipe Celeita, Évaluateur externe

Universidad de la Sabana, Colombie

Alben Cardenas, Directeur de recherche

Université du Québec à Trois-Rivières

Résumé

Le contrôle de force apparaît comme l'un des moyens fondamentaux pour étendre les capacités des robots à effectuer des tâches avancées dans un environnement complexe. Dans les applications des robots en milieu agricole, il est très important d'utiliser des actionneurs permettant la manipulation d'objets et de produits en respectant des contraintes de force spécifiques selon l'application. Cette manipulation doit être contrôlée de sorte que le résultat soit l'application d'une force adéquate pour l'objectif de la commande.

À titre d'exemple, nous pouvons penser à deux utilisations concrètes : l'arrachage de mauvaises herbes et la récolte.

Pour arracher les mauvaises herbes, la force doit être modulée pour enlever la plante sans la casser. Le même principe est suivi pour la récolte des fruits et légumes, où l'application contrôlée de la force est cruciale pour garantir la bonne qualité des produits à mettre sur les tablettes des épiceries.

Dans ce travail, nous avons étudié une conception préliminaire et une réalisation des différents composants du système (système vis-écrou à billes et système de mesure de force), ainsi que la proposition d'un algorithme de contrôle de force implémenté sous MATLAB utilisant une commande classique.

Nous avons réalisé une analyse théorique, des simulations numériques avec MATLAB et une validation expérimentale du système implémenté. Ces étapes nous ont permis de confirmer la validité des propositions.

Avant-propos

Ce travail marque une étape significative dans mon cheminement, tant personnel que professionnel. Après plusieurs années d'enseignement en technologie, j'ai choisi de reprendre le chemin de la recherche, animé par le désir d'approfondir mes connaissances et de contribuer concrètement aux avancées technologiques dans le domaine du génie électrique.

C'est dans un contexte où je me suis engagé dans une maîtrise à l'Université du Québec à Trois-Rivières, où j'ai pu explorer un sujet à la croisée de mes intérêts : le contrôle de la force dans les actionneurs mécatroniques, avec une application envisagée en agriculture de précision. Cette expérience a été pour moi l'occasion de consolider mes compétences en mécatronique, en commande avancée, en modélisation et en expérimentation, tout en gardant un ancrage fort dans le concret et l'utile. L'objectif visé est d'en permettre l'application dans le contexte de l'agriculture de précision, un domaine où la robustesse mécatronique et la finesse du contrôle sont essentielles.

Je tiens à remercier chaleureusement mon directeur de recherche, Pr Alben Cardenas, pour son encadrement rigoureux et ses conseils avisés tout au long du projet. Mes remerciements s'adressent également au corps professoral ainsi qu'à mes camarades du laboratoire pour leurs échanges constructifs et leur soutien tout au long de cette recherche. Enfin, je tiens à remercier ma famille, qui, malgré la distance, a toujours été présente, m'encourageant à aller au bout de ce parcours exigeant.

Table des matières

Résumé	iii
Avant Propos	iv
Table des matières	v
Liste des tableaux	viii
Liste des figures	ix
Liste des abréviations	xiv
Chapitre 1 - Introduction	1
1.1 Généralités	1
1.2 Contexte	2
1.3 Problématique	4
1.4 Objectif	5
1.5 Méthodologie et organisation	5
Chapitre 2 - Revue de la littérature	7
2.1 Description des actionneurs	7
2.2 Conception d'actionneurs pour le contrôle de force	9
2.2.1 Actionneurs rigides	9
2.2.2 Actionneurs flexibles et souples	10
2.2.3 Actionneurs électromagnétiques	11
2.3 Classification des méthodes de contrôle de force	12

2.4	Exemples d'application de méthodes de contrôle de force	18
2.5	Conclusion	21
Chapitre 3 - Méthodologie de conception d'actionneur pour application en agriculture de précision		22
3.1	Introduction	22
3.2	Contexte théorique et considérations de conception	22
3.3	Conception préliminaire	24
3.3.1	Analyse fonctionnelle	24
3.3.2	Dimensionnement des composants	26
3.4	Modélisation	31
3.4.1	Description du système	31
3.4.2	Modélisation des entrées-sorties	32
3.5	Conclusion	37
Chapitre 4 - Implémentation des méthodes de contrôle de force et validation par simulation		38
4.1	Introduction	38
4.2	Conception des contrôleurs	38
4.3	Résultats de simulation	48
4.4	Analyse de performance	53
4.5	Conclusion	56
Chapitre 5 - Validation expérimentale		57
5.1	Introduction	57
5.2	Description de la maquette	57
5.3	Fonctionnement général	59

5.3.1	Fonctionnement du système	59
5.3.2	Fonctionnement de la partie commande	60
5.4	Résultats et discussion	64
5.4.1	Caractéristique du système	65
5.4.2	Résultats expérimentaux	67
5.5	Conclusion	75
Chapitre 6 - Conclusion		77
6.1	Les résultats de ce travail	77
6.2	Limites	78
6.3	Perspectives	79
6.4	Travaux futurs	79

Liste des tableaux

Tableau 3-1	Tableau de pieuvre.	25
Tableau 4-1	Paramètres du système.	39
Tableau 4-2	Réglage Ziegler-Nichols basé sur le temps mort L et le temps de réponse T (première méthode).	45
Tableau 4-3	Réglage Ziegler-Nichols basée sur le gain critique k_{cr} et période critique P_{cr} (deuxième méthode).	46
Tableau 4-4	Paramètres des contrôleurs P, PI, et PID.	49
Tableau 4-5	Paramètres des compensateurs.	51
Tableau 4-6	Comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques des méthodes de contrôle.	54
Tableau 4-7	Comparaison de l'indice de performance des différentes méthodes.	56
Tableau 5-1	Changement automatique des modes selon le temps simulé.	63
Tableau 5-2	Paramètres du système.	65
Tableau 5-3	Paramètres du contrôleur.	66
Tableau 5-4	Comparaison de l'indice de performance statique des différentes méthodes.	74
Tableau 5-5	Comparaison de l'indice de performance dynamique des différentes méthodes.	74

Liste des figures

Figure 1.1	Illustration 3D d'un exemple d'effecteur final.	3
Figure 1.2	Défis techniques et scientifiques du contrôle de force.	4
Figure 2.1	Classification des actionneurs.	7
Figure 2.2	Méthodes de contrôle de force.	13
Figure 3.1	Configuration expérimentale et exemple de profil de force pour le déracinement de l'ambroisie.	23
Figure 3.2	Diagramme de pieuvre.	24
Figure 3.3	Diagramme de FAST (Analyse Fonctionnelle et Technique du Système).	25
Figure 3.4	Chaîne cinématique de transmission.	26
Figure 3.5	Représentation du système de préhension.	32
Figure 3.6	Diagramme de blocs de l'actionneur boucle ouverte (sans contact).	35
Figure 3.7	Diagramme de blocs de l'actionneur boucle fermée (avec contact). .	36
Figure 4.1	Système de contrôle.	39
Figure 4.2	Lieux des racines du système avec contrôleur proportionnel (P).	41
Figure 4.3	Lieux des racines du contrôleur proportionnel-intégral (PI).	42
Figure 4.4	Lieux des racines du contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (PID).	44
Figure 4.5	Diagramme de Bode du système avec compensateur d'avance de phase.	48
Figure 4.6	Lieux des racines du compensateur d'avance de phase.	48
Figure 4.7	Schéma-bloc du système.	49
Figure 4.8	Commande proportionnelle.	49

Figure 4.9	Commande proportionnelle intégrale.	50
Figure 4.10	Commande proportionnelle intégrale dérivée.	51
Figure 4.11	Commande SISOTOOL-MATLAB.	52
Figure 4.12	Commande des compensateurs : un retard plus une avance de phase.	52
Figure 4.13	Commande des compensateurs : un retard plus trois avances de phase.	53
Figure 4.14	Comparaison des réponses à une variation de consigne.	54
Figure 5.1	a) Conception 3D du système et b) réalisation du système.	58
Figure 5.2	Les composants du système.	59
Figure 5.3	Les étapes du système.	60
Figure 5.4	Acquisition des mesures.	61
Figure 5.5	Commande du moteur via MLI.	61
Figure 5.6	Gestion de temps de simulation.	62
Figure 5.7	Évaluation du mode de fonctionnement et la génération de la consigne selon le temps T_{sim} et le mode.	62
Figure 5.8	Boucle de contrôle.	63
Figure 5.9	Évolution de la force appliquée et de la position correspondante dans le temps.	66
Figure 5.10	Constante d'élasticité.	67
Figure 5.11	Réponse du système avec le réglage manuel du correcteur PI ($t_i =$ $0.5, k_c = 2.5$).	69
Figure 5.12	Réponse du système avec le réglage Ziegler-Nichols 1 du correcteur PI ($t_i = 1.4345, k_c = 0.488$).	71
Figure 5.13	Réponse du système avec le réglage Ziegler-Nichols 2 du correcteur PI ($t_i = 0.2182, k_c = 0.3746$).	73

Liste des symboles

a : rayon de la vis

α_h : angle d'hélice de la vis

α : facteur de retard ou d'avance de phase qui détermine l'écart entre le zéro et le pôle

b : pas de la vis

B : constante de frottement

B_m : coefficient de frottement visqueux

b_2 : viscosité d'amortissement

β_1 : perturbations indépendantes de la force

β_2 : perturbations dépendantes de la force déclenchée par F

$C(q, \dot{q})$: terme de Coriolis et de centre centripète

$C(s)$: fonction de transfert du contrôleur

d : diamètre primitif

d_{vis} : diamètre sur le flanc de la vis

$e(t)$: erreur entre la consigne et la sortie

$E(s)$: signal d'erreur d'actionnement

$G(s)$: fonction de transfert de notre système

$G(q)$: terme de gravité

f : perturbation totale

F : force de contrôle

F_s : force de sortie de l'actionneur

F_r : forces de frottement entre l'effecteur et la vis à bille

F_f : forces de frottement entre l'effecteur et le guide linéaire

i : courant du moteur

J : inertie du système

J_e : moment d'inertie de sortie

k : constante de raideur

k_f : coefficient de proportionnalité du frottement

k_b : constante de force contre électromagnétique du moteur

K_c : gain proportionnel du compensateur

k_f : couple de friction de Coulomb

k_i : gain intégral

k_d : gain dérivé

k_m : coefficient de couple du moteur

k_p : gain proportionnel

k_1 : rigidité en torsion de l'arbre

m : masse totale du système

M_m : inertie du rotor et de l'arbre couplé

$M(q)$: matrice d'inertie du bras robotique

N_s : nombre de filets

η_{en} : rendement d'engrenage

η_v : rendement du système de la vis

η_g : rendement global

P_e : puissance d'entrée du système isolé

P_s : puissance de sortie du système isolé

ϕ' : angle de frottement fictif

$\tan\phi' = \mu$: facteur de frottement

r : rapport de réduction

T_c : couple de charge externe total

T_{cm} : couple de friction coulombienne

T_m : couple développé par le servomoteur

T_r : couple disponible du réducteur

T_s : couple de charge dépendant de la force

Γ_{Coul} : couple dû au frottement de Coulomb

Γ_m : couple moteur

τ : constante de temps pour une avance ou un retard de phase

τ_e : couple exercé par le moteur

θ : angle de rotation de la vis

θ_m : angle de rotation du moteur

$\dot{\theta}_l$: vitesse angulaire de la charge

θ_1 : angle de fermeture de la came

θ_2 : angle d'ouverture de la came

$u(t)$: signal de commande

U : tension fournie au moteur

v : coefficient de frottement visqueux du moteur

V_s : vitesse de sortie de l'actionneur

ω : vitesse angulaire de la vis

ω_n : fréquence naturelle

\dot{x} : vitesse de l'effecteur

y : course de la vis

z : nombre de dents de la vis

z_1 : nombre de dents menant

z_2 : nombre de dents menées

Liste des abréviations

ADRC : Contrôle Actif du Rejet des Perturbations

AP : Agriculture de Précision

AC : Courant Alternatif

CC : Courant Continu

CNC : Commande Numérique par Calculateur

CSV : Valeurs Séparées par des Virgules

DEL : Diode Électroluminescente

ESO : Observations d'État Étendu

FAST : Analyse Fonctionnelle et Technique du Système

FC : Fonction de Contrainte

FEM : Méthode des Éléments Finis

FP : Fonction Principale

Fta : Fonction de transfert anticipée

FSR : Résistance Sensible à la Force

HSSE : Hygiène, Sécurité, Sûreté et Environnement

LQR : Régulateur Quadratique Linéaire

IoT : Internet des objets

MPC : Contrôle Prédictif basé sur Modèle

P : Correcteur Proportionnel

PI : Correcteur Proportionnel-Intégral

PID : Correcteur Proportionnel-Intégral-Dérivé

PTOS : Contrôle Optimal à Temps Proche

UNDESA : Département des Affaires Économiques et Sociales des Nations Unies

Chapitre 1 - Introduction

1.1 Généralités

Les laboratoires de recherche, qu'ils soient académiques ou industriels, mettent au point des robots collaboratifs ou cobots de divers types. Parmi les nombreux domaines d'application, on note l'industrie, la santé et l'agriculture [1]. Dans ce domaine, les robots agricoles dotés de bras manipulateurs pour la récolte, le semis et l'arrachage des mauvaises herbes sont des avancées essentielles afin d'améliorer l'efficacité et la productivité.

Selon les estimations du Département des Affaires Économiques et Sociales des Nations Unies (UN DESA), la population mondiale atteindra environ 9,7 milliards en 2050 et 11,2 milliards en 2100 [2]. À l'heure actuelle, plus de 4 milliards de personnes résident en milieu urbain, un nombre qui devrait atteindre 6,4 milliards d'ici 2050, d'où une augmentation de 2,5 milliards de personnes en zones urbaines [3]. Cette croissance démographique met en évidence la nécessité de développer les zones rurales pour ralentir l'exode urbain et préserver la durabilité. L'agriculture, indispensable pour répondre à la demande alimentaire et soutenir les zones rurales, joue un rôle clé dans cette transition [4]. Il est essentiel de mettre en place des modules techniques d'agriculture de précision (AP), qui soient faciles à préassembler et validés en amont par les services de conseil et d'accompagnement agricole dans les zones rurales. L'accumulation des retours d'expérience permet d'étendre progressivement l'application de l'AP au fur et à mesure de l'expansion des exploitations agricoles [5].

Des recherches ont été menées sur l'application de la robotique à la récolte de fruits et légumes tels que les agrumes, les pommes, les melons, les tomates et les concombres [6]. Des prototypes de robots ont été développés pour ces applications. Toutefois, bien que certains systèmes soient déjà disponibles, leur coût élevé limite encore leur déploiement à grande échelle dans l'agriculture de précision [7].

L'emploi de nouvelles technologies, comme les robots agricoles polyvalents, rend grandement plus facile le travail des agriculteurs. Ces robots possèdent des bras manipulateurs avancés qui leur permettent de collecter, semer et désherber. Grâce à un contrôle précis de la force des bras manipulateurs, il est possible de récolter les produits agricoles de manière délicate afin d'éviter les dommages. Ce même niveau de précision permet également de déraciner efficacement les mauvaises herbes, y compris celles pouvant être sources de maladies, comme l'herbe à poux [8].

Des chercheurs ont observé que 37% des systèmes robotisés sont à 4 roues motrices, 64,52% n'ont pas de bras robotisé, 22,06% sont utilisés dans les tâches de désherbage et 80,65% sont en phase de recherche. Ils ont également noté une augmentation de 22,98% du taux de réussite moyen de la récolte et une réduction de 42,78% du cycle moyen des robots de récolte entre 2014 et 2021 sous la couverture d'environ 62 articles sur les systèmes robotiques agricoles [9].

La mécanisation intelligente et l'automatisation robotisée peuvent contribuer à surmonter la pénurie de main-d'œuvre en prenant en charge les tâches agricoles répétitives et laborieuses.

Pour mieux comprendre les défis et opportunités associés à ces transformations, il est essentiel de replacer ces évolutions technologiques dans leur contexte actuel.

1.2 Contexte

Il est crucial d'incorporer des technologies de contrôle de force dans l'agriculture de précision (AP) afin de relever les défis liés à la croissance démographique et à la pénurie de main-d'œuvre dans les régions rurales [10]. Le concept de l'agriculture de précision est une méthode novatrice de gestion agricole qui repose sur l'emploi de technologies de pointe afin d'améliorer les rendements et la durabilité des exploitations [11]. Les robots

agricoles pourraient aider les agriculteurs à accomplir des tâches spécifiques avec une efficacité énergétique élevée, une meilleure précision et une faible empreinte tant dans des scénarios extérieurs (champs) que dans des scénarios intérieurs (serres) [12]. Ainsi, leur développement convient aux besoins des agriculteurs dans des tâches spécifiques, qui comprennent la récolte et le désherbage.

Parmi les nombreuses technologies, nous nous concentrerons sur les bras manipulateurs qui sont actuellement utilisés dans des contextes variés liés à l'agriculture de précision. L'automatisation des tâches agricoles nécessite un bras robot capable de manipuler des objets avec précision. Sur la Figure 1.1, nous pouvons voir, à titre d'exemple, l'illustration 3D d'un effecteur final (actionneur) pour la préhension d'une fraise.

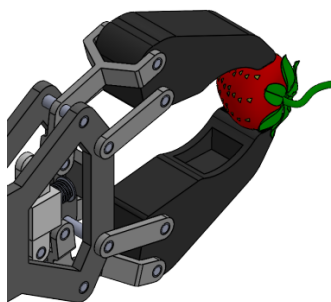


Figure 1.1 Illustration 3D d'un exemple d'effecteur final, selon [13], [14].

L'effecteur final est l'élément ajouté à l'extrémité du bras robot pour accomplir une tâche spécifique (saisir, percer, sabler, etc.). Plusieurs structures de bras manipulateur évaluées ont vu le jour et contribué significativement à l'avancement et à la modernisation de la technologie dans différents domaines comme la santé, l'industrie et l'agriculture [15]. Leur évolution continue et ouvre la voie à régler des problématiques dans les applications encore plus avancées et intelligentes.

1.3 Problématique

L'intégration des bras manipulateurs représente une solution prometteuse pour automatiser de nombreuses tâches comme l'identification, le contrôle ou la récolte. Toutefois, pour qu'ils puissent interagir de manière efficace et sécurisée avec leur environnement, il est essentiel de maîtriser les forces qu'ils exercent.

Cela amène une question clé : comment développer une méthode de commande de force robuste pour un bras manipulateur, permettant une interaction adaptative et sécurisée, tout en minimisant l'impact des incertitudes mécaniques et des limites du système de commande ? L'élaboration des actionneurs avec un contrôle précis et adaptable de la force va bien au-delà d'une simple calibration basée sur des positions fixes d'ouverture ou de fermeture. Ce type de contrôle permet d'agir avec plus de sécurité, de douceur et de précision sur les cultures et dans l'environnement. C'est une vraie opportunité d'innovation pour relever les défis technologiques actuels.

Cependant, comme illustré dans la Figure 1.2, plusieurs problèmes doivent être soulevés pour garantir la robustesse et la performance de ces systèmes dans des conditions réelles.

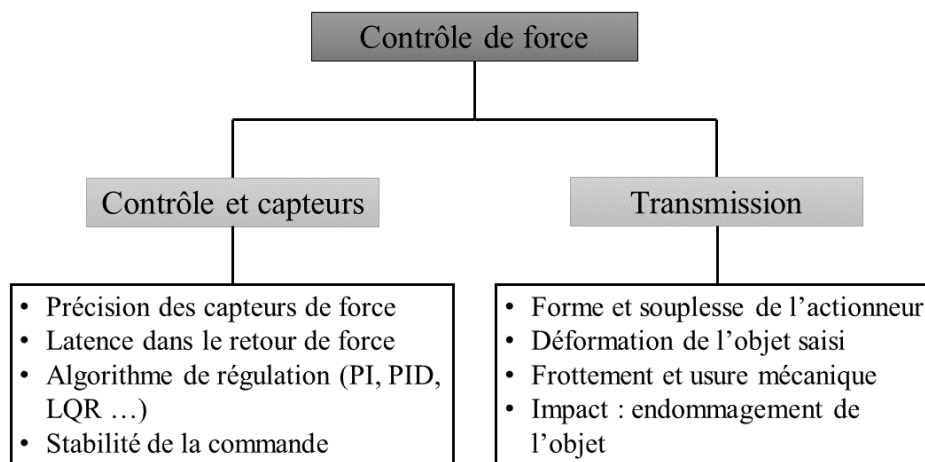


Figure 1.2 Défis techniques et scientifiques du contrôle de force, selon [16] [17].

Les défis techniques et scientifiques de notre problématique sont la détermination et le contrôle de la force optimale, la mesure et la rétroaction de la force, la modélisation et la commande du système et enfin l'intégration mécanique [18]. Pour résoudre ces problèmes, la solution relève de l'amélioration des actionneurs, de la conception de bons systèmes de commande, de l'intégration des capteurs adaptés et de la prise en compte de l'ensemble du système pour qu'il puisse s'adapter efficacement aux conditions réelles du terrain.

1.4 Objectif

Ce projet vise principalement l'étude des techniques de contrôle de force pour des applications en agriculture de précision.

Les objectifs spécifiques comprennent :

- Modélisation d'un système de préhension de type électromécanique;
- Proposition, implémentation et validation par simulation des méthodes de contrôle de force;
- Conception et réalisation d'un prototype de laboratoire de système de préhension;
- Validation expérimentale des méthodes de contrôle de force sur le prototype réalisé.

1.5 Méthodologie et organisation

La description du contexte de la problématique de l'agriculture de précision et le rôle du contrôle de force nous permettent de justifier les objectifs de cette recherche. Les travaux réalisés dans le cadre du projet sont détaillés dans le reste du document comme suit. Premièrement, l'introduction générale nous a servi à présenter notre objet d'étude théorique par la contextualisation des enjeux économiques et de santé publique ainsi que l'évolution de la recherche sur les robots agricoles. De plus, elle nous permet de définir notre problématique et nos objectifs. Deuxièmement, la revue

bibliographique vise à analyser et à étudier les différentes méthodes de contrôle de force, les types d'actionneurs, les différents modèles et des exemples de systèmes de contrôle. Troisièmement, la méthodologie de conception du système de préhension (effecteur) est une étape essentielle pour aboutir à la réalisation physique et un outil de compréhension de notre mécanisme, incluant l'analyse fonctionnelle, la justification du choix des matériels et les étapes de la réalisation de notre système d'actionneur adapté pour manipuler des objets. Quatrièmement, cette partie présentera la modélisation qui est proposée pour l'implémentation des méthodes de contrôle de force sous MATLAB/Simulink. Cinquièmement, la validation par simulation et expérimentale sera possible grâce aux tests théoriques et pratiques ainsi qu'à la comparaison des résultats. Enfin, la partie de la conclusion présente les perspectives sur les recherches des travaux futurs et l'apport de ce projet sur les études des méthodes de contrôle de force.

Chapitre 2 - Revue de la littérature

Les méthodes de contrôle de force sont essentielles pour manipuler un objet avec précision et sans dommage. Ce chapitre examine la littérature sur l'étude des méthodes de contrôle de force utilisées dans l'agriculture de précision. Dans un premier temps, l'accent sera mis sur la description des actionneurs (les modes de bras, le mécanisme des bras et les capteurs utilisés). En deuxième partie, la revue mettra en évidence les différentes conceptions (la structure et la configuration des actionneurs). Dans la troisième partie, nous aborderons la classification des différentes méthodes de contrôle. Enfin, nous présenterons des exemples d'application des méthodes de contrôle de force utilisées pour répondre aux exigences spécifiques dans l'agriculture de précision.

2.1 Description des actionneurs

Les bras qui servent de mains aux robots (actionneurs) joueront un rôle crucial en effectuant quasiment toutes les manipulations automatiques [19]. La Figure 2.1 représente une classification des actionneurs robotisés en termes de doigts, de technologie d'actionnement, de transmission de mouvement et de capteurs.

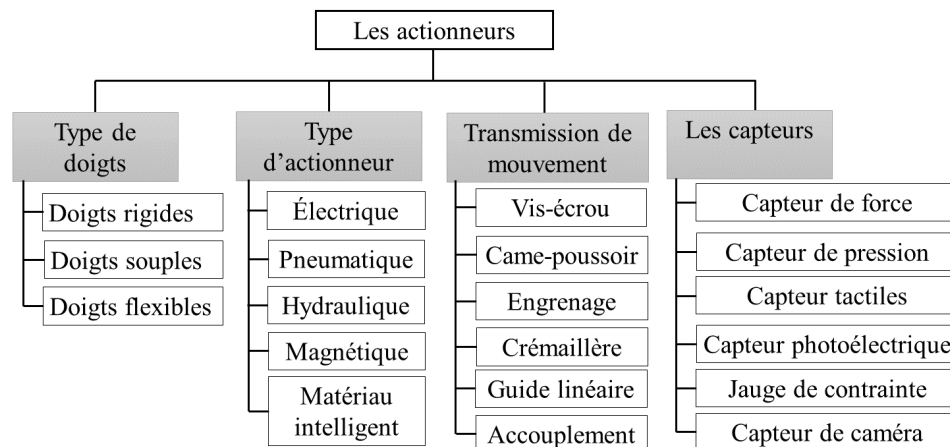


Figure 2.1 Classification des actionneurs, selon [20] [21] [22].

Les actionneurs électriques et pneumatiques sont les plus utilisés en agriculture de précision et ils peuvent offrir un contrôle précis de la force de serrage et sont moins susceptibles de causer des dommages. Les capteurs avancés, tels que des caméras 3D, des capteurs de force et des capteurs de pression, facilitent l'opération de surveillance en temps réel et le contrôle avec précision [20]. Les actionneurs pneumatiques sont des actionneurs les plus répandus dans l'industrie, mais restent difficiles à contrôler en raison des défis bien connus liés à la commande pneumatique, notamment la compressibilité de l'air et la difficulté à obtenir une régulation précise de la pression. Les actionnements électriques peuvent être contrôlés plus facilement que les pinces pneumatiques, au moins en termes de position ou de vitesse [21]. Les doigts souples sont de plus en plus utilisés dans l'industrie ces dernières années, notamment dans les lignes de transformation des produits alimentaires et agricoles. Néanmoins, par rapport aux doigts rigides, ces derniers ont une force et une capacité de charge illimitées, ce qui les rend adaptés à la manipulation de charges lourdes ou de tâches nécessitant une force importante. De plus, la précision de contrôle des mains robotisées souples peut être compromise, ce qui constitue un inconvénient dans les applications nécessitant une grande précision ou une manipulation fine [23]. Dans le cadre de la préhension avec contrôle de force, les actionneurs doivent offrir une solution efficace et flexible pour assurer une prise maîtrisée des objets.

Dans les systèmes mécaniques de précision, différents types de transmissions sont utilisés selon les besoins. Les engrenages offrent robustesse et adaptation du couple et de la vitesse, bien qu'ils génèrent un certain jeu mécanique et des frottements. Les vis-écrou, notamment à billes, transforment efficacement le mouvement rotatif en translation avec une grande précision, tandis que les guides linéaires assurent stabilité et exactitude des déplacements [24].

2.2 Conception d'actionneurs pour le contrôle de force

L'analyse des différentes conceptions d'actionneurs peut être vue comme une base globale des solutions technologiques de la conception adaptées aux exigences du contrôle de force dans des systèmes robotiques. Dans ce contexte, de nombreux modèles de conception ont été développés avec différents actionneurs pour la modélisation du contrôle de force. Dans cette partie, nous présentons une variété de configurations de préhension adaptées selon le type de manipulation.

2.2.1 Actionneurs rigides

Les actionneurs rigides sont des systèmes conçus pour transmettre des mouvements ou des forces sans se déformer. Grâce à leur solidité, ils sont parfaits pour des tâches qui demandent précision et réactivité, comme celles réalisées par les pinces robotiques. Toutefois, leur rigidité peut aussi poser problème, notamment lorsqu'il faut manipuler des objets fragiles ou faire face à des perturbations. C'est pourquoi ils nécessitent des stratégies de commande pour garantir un contrôle sûr et efficace.

Plusieurs configurations exploitant des actionneurs rigides ont été proposées :

- Une pince robotisée par l'ajout d'une came supplémentaire vise à renforcer le pilotage d'un mécanisme de préhension robotique. Ce processus comprend une phase de conception et une phase de mise en œuvre utilisant MATLAB/Simulink, avec un contrôleur PID flou développé à partir des équations mathématiques appropriées [25].
- Un autre système de contrôle actif pour atténuer les perturbations lors du suivi de la force de préhension d'une pince robotisée est développé, mettant l'accent sur le contrôle de la force de préhension d'une pince à haute rigidité [26]. Ce dernier utilise un contrôle actif du rejet des perturbations (ADRC) employé pour estimer les perturbations à l'aide d'un observateur d'état étendu, puis les compense en intégrant un contrôle anticipatif.

- Une stratégie de commande de préhension est élaborée pour les pinces rigides, qui présentent des différences significatives dans leurs mécanismes d'actionnement. Ces systèmes nécessitent des commandes robustes pour garantir une force constante sans endommager l'objet manipulé [27].

2.2.2 *Actionneurs flexibles et souples*

Les actionneurs flexibles et souples sont conçus pour se déformer de manière contrôlée lorsqu'ils exercent une force [28].

Une conception de pince parallèle à deux doigts utilise une méthode d'évaluation du début du glissement et une stratégie de contrôle adaptatif de la force de préhension. Cette méthode est conçue pour être appliquée dans des situations de contact complexes où le début du glissement n'est pas nécessairement unidirectionnel et où un couple est présent [29].

Une conception de commande de préhension est élaborée pour les pinces souples. D'autres pinces sont basées sur des actionneurs non rigides tels que des fluides compressibles, des tendons ou des matériaux intelligents et une force de contact tactile générée par déformation élastique des doigts [26].

Une pince servo-actionnée intelligente à deux doigts permet une prise précise grâce à un contrôle flou évaluant dynamiquement la force optimale et un PID réduisant l'écart entre la force désirée et la force mesurée à chaque itération [30].

Une architecture à rétroaction simplifiée permet l'utilisation d'un contrôleur PI généralisé pour saisir avec précision des objets fragiles sans capteur entre les doigts, grâce à un algorithme de détection de contact assurant la sécurité de la pince et de l'objet [31].

Une étude de la viscoélasticité des fruits, notamment de la tomate, utilise le modèle de Burgers [20], pour estimer en temps réel les paramètres viscoélastiques à l'aide d'un

réseau de neurones et guider l'application de la force en minimisant les dommages lors de la préhension.

Dans le contexte agricole, des configurations hybrides combinant rigidité et flexibilité sont conçues pour optimiser la stabilité et la précision de la préhension. Ce type de conception permet d'absorber les vibrations et les chocs mécaniques, grâce aux frottements internes entre les pièces mobiles, agissant ainsi comme des amortisseurs naturels [32], et des actionneurs souples à diaphragme imprimés en 3D sont commandés par pression interne via un système pneumatique et PID pour la récolte précise [33].

2.2.3 Actionneurs électromagnétiques

Les actionneurs électromagnétiques utilisent les forces générées par des champs magnétiques pour produire un mouvement linéaire ou rotatif. Ils reposent souvent sur des composants tels que des bobines, des aimants permanents ou des circuits magnétiques, et sont largement utilisés dans des applications nécessitant un contrôle précis de la position ou de la force [34].

Dans le contexte du contrôle de la force, ces actionneurs sont appréciés pour leur précision et leur capacité à être facilement intégrés à des systèmes de rétroaction. On retrouve plusieurs modèles de conception dans la littérature :

- Une conception d'actionneur électromagnétique linéaire à aimant permanent combine une approche analytique et la méthode des éléments finis (FEM) pour une modélisation précise. Il intègre un système d'estimation en ligne des paramètres électriques, deux types de contrôleurs (LQR et PTOS), ainsi qu'un observateur de Luenberger pour estimer la position en temps réel [35].
- Une pince à deux doigts à rigidité variable électromagnétique est conçue pour améliorer la sécurité lors des collisions. Elle utilise des ressorts magnétiques répulsifs pour adapter

la rigidité, et le positionnement des aimants est contrôlé afin de moduler à la fois la force et la position des doigts [36].

- Enfin, une autre conception repose sur l'estimation de la force sans capteur en exploitant la variation de phase magnétique d'un actionneur linéaire. Ce type d'actionneur, muni d'une vis magnétique, permet un contact indirect et sûr avec les humains, tout en offrant un bon rendement énergétique et une limitation automatique de la force [37].

Les modèles de conception de ces actionneurs montrent comment les actionneurs électromagnétiques permettent une manipulation précise et sécurisée dans les applications robotiques de contrôle de force [38].

2.3 Classification des méthodes de contrôle de force

L'étude des méthodes de contrôle de force a été l'objet de plusieurs recherches. Parmi ces recherches, nous pouvons citer le système de contrôle proportionnel-intégral avec des modèles basés sur les équations dynamiques de l'électromécanique. Les mêmes modèles ont été utilisés avec des contrôleurs PID ainsi que des estimations ou des mesures des perturbations et de la variation d'état du mécanisme et des objets. D'autres méthodes ont été l'objet de plusieurs recherches, par exemple, les compensateurs, le régulateur linéaire-quadratique (LQR), le contrôle de rejet actif de perturbation (ADRC), les observations d'état étendues (ESO), les contrôleurs optimaux à temps proche (PTOS), l'observation de Luenberger et les méthodes d'estimation des paramètres. Ces différentes méthodes traduisent les avancées dans le contrôle de force, en lien avec le développement des bras manipulateurs et des robots. Nous présentons dans le diagramme de la Figure 2.2 les principales méthodes de contrôle de force mentionnées dans la littérature scientifique.

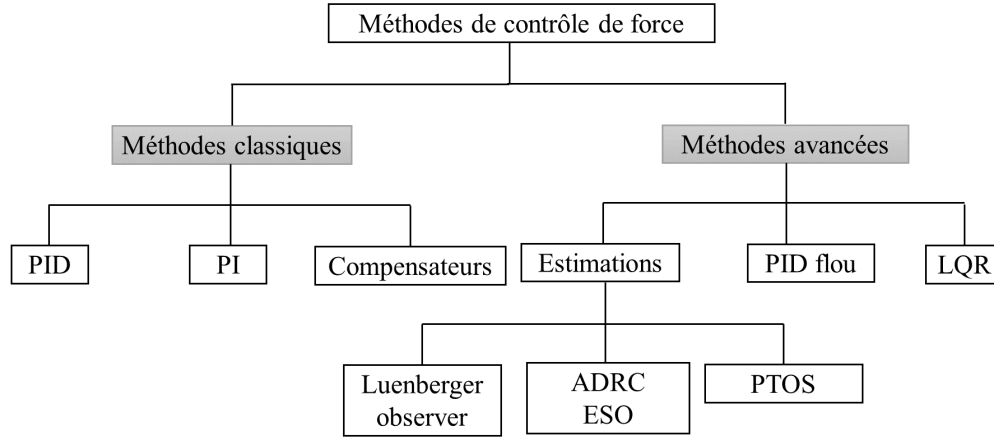


Figure 2.2 Méthodes de contrôle de force.

Dans le cadre de la commande d'un système de préhension à deux doigts flexibles, une stratégie de contrôle proportionnel-intégral généralisé (GPI) a été proposée. Cette approche s'appuie sur la propriété de planéité du système dynamique, permettant de réguler la vitesse d'un moteur à courant continu. Le système de commande est divisé en trois sous-systèmes [31] :

- Contrôle du mouvement libre : il permet l'ouverture et la fermeture de la pince, sans contact avec l'objet;
- Commande proportionnelle intégrale généralisée : cette commande permet de réguler le couple de sortie pour suivre une vitesse donnée ou une trajectoire de référence, tout en intégrant un algorithme de détection d'impact;
- Critère de sélection du couple de préhension : ce critère permet de déterminer le couple optimal à appliquer en fonction des conditions de contact.

Le modèle inclut l'inertie, les frottements (visqueux et coulombiens), et le couple moteur, transmis via un réducteur :

$$k_f U = J \ddot{\theta}_m + v \dot{\theta}_l + \Gamma_{Coul} + \frac{\Gamma_m}{r} \quad (2.1)$$

Avec :

k_f : couple de friction de Coulomb

U : tension d'entrée

Γ_{Coul} : couple dû au frottement de Coulomb

Γ_m : couple moteur

J : inertie du moteur

v : coefficient de frottement visqueux du moteur

$\dot{\theta}_l$: vitesse angulaire de la charge

$\ddot{\theta}_m$: accélération angulaire du moteur

r : rapport de réduction de l'engrenage

L'approche se distingue par sa facilité à contrôler la vitesse du moteur et il n'y a pas besoin de dérivées supplémentaires. Elle constitue une méthode robuste et efficace pour de nombreuses applications, tout en offrant un cadre prometteur pour des améliorations futures dans des systèmes nécessitant des réponses dynamiques plus complexes.

Dans le cadre du contrôle de la force de préhension d'une pince robotique rigide, une approche hybride a été proposée, combinant plusieurs stratégies : contrôleur PI traditionnel, PI avec compensation de jeu, ADRC de premier ordre, et ADRC amélioré par compensation de jeu. Ces techniques s'inspirent de la commande PID classique [26].

Le modèle dynamique est exprimé par l'équation suivante :

$$\dot{F} = fU + \beta_1 + \beta_2 \quad (2.2)$$

Avec :

\dot{F} : dérivée temporelle de la force de préhension

U : tension d'entrée du système

f : représente la perturbation totale

β_1 : représente toutes les perturbations indépendantes de la force

β_2 : représente toutes les perturbations dépendantes de la force déclenchée par F

Cette méthode présente un excellent compromis entre la robustesse face aux perturbations et la simplicité, bien qu'elle puisse montrer des limites lorsqu'il s'agit de gérer des systèmes aux dynamiques complexes.

Dans le cadre du contrôle d'un bras robotique, une stratégie à base de régulateur PI à faible gain a été adoptée. Cette approche repose uniquement sur des capteurs simples comme ceux à effet Hall et de courant. La dynamique du système est modélisée par une équation décrivant le couple exercé par le moteur, tenant compte de l'inertie, des frottements, ainsi que des effets de Coriolis et de gravité [39] :

$$\tau_e = \left(M_m + \frac{M(q)}{r^2} \right) \ddot{\theta}_m + \left(B_m + \frac{C(q, \dot{q})}{r^2} \right) \dot{\theta}_m + \frac{G(q)}{r} \quad (2.3)$$

Avec :

M_m : inertie du rotor et de l'arbre couplé

B_m : coefficient de frottement visqueux

$\dot{\theta}_m$: vitesse de rotation du moteur

τ_e : couple exercé par le moteur

r : rapport de réduction

$M(q)$: matrice d'inertie du bras robotique

$C(q, \dot{q})$: terme de Coriolis et de centre centripète

$G(q)$: terme de gravité

Cette méthode présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre tout en garantissant une précision correcte dans des conditions standards.

Dans l'étude de la force appliquée par une pince à trois doigts avec contrôle de rétroaction, la force est estimée à partir de la tension mesurée V par un capteur FSR à l'aide d'une

formule issue d'une régression non linéaire [40] :

$$Force = -41.16 + V(-51.86 - 38.23V) + e^V(61.3 - 0.29e^V) \quad (2.4)$$

Cette tension V est d'abord filtrée afin d'éliminer les bruits, puis convertie en force. Un contrôleur PI compare la force estimée à la force de consigne et ajuste la commande pour réduire l'écart, garantissant ainsi un contrôle précis de la préhension.

Une méthode de contrôle non linéaire a été explorée pour améliorer les performances d'un système en rejetant activement les perturbations. Contrairement au PID classique, cette méthode utilise une loi de commande basée sur la forme suivante [41] :

$$U = |e|^\alpha \text{sgn}(e) \quad (2.5)$$

Avec :

e : erreur entre la consigne et la sortie réelle

α : paramètre ajustable qui rend la réponse plus douce près de zéro

$\text{sgn}(e)$: fonction signe, qui indique le sens de l'erreur

Cette loi de commande permet d'ajuster dynamiquement l'intensité de la commande en fonction de l'erreur, rendant le système à la fois réactif et fluide. Elle présente une bonne adaptabilité et peut dépasser les performances d'un PID classique.

Dans un système de combinaison de contrôle de position et de contrôle de force d'une pince à rigidité variable, un contrôleur PID est utilisé, exploitant le codeur de l'actionneur linéaire pour plus de précision. Pour atténuer l'impact des perturbations externes et s'adapter à la grande variation de rigidité, une combinaison de PID, de contrôle actif de rejet des perturbations (ADRC) et de contrôle robuste déterministe (DRC) est utilisée pour l'aspect contrôle de la force de la pince à rigidité variable (VSG) [42].

Une méthode combinant le régulateur quadratique linéaire (LQR), un servo-contrôleur optimal à temps proche (PTOS) et un observateur de Luenberger a été développée pour étudier la force d'excitation totale agissant sur le moteur, en fonction du courant et de la position. Cette force étant directement influencée par ces deux grandeurs, un système de mesure du courant a été adapté afin de capturer précisément la valeur du courant au moment exact de la commutation. Cette méthode d'échantillonnage du courant diffère légèrement de celle utilisée dans les entraînements électriques classiques [35].

Une méthode de contrôle basée sur un PID flou a été appliquée à une pince robotisée équipée d'un moteur à courant continu et d'un mécanisme à came. Le système a été modélisé dans MATLAB/Simulink, et les équations dynamiques ont permis de décrire la relation entre le couple, les angles d'ouverture/fermeture de la came et la course de la pince [25] :

$$k_1 \theta_1(s) = (J_2 s^2 + b_2(s) + k_1) \theta_2(s) \quad (2.6)$$

Avec :

k_1 : rigidité en torsion de l'arbre

b_2 : viscosité d'amortissement

θ_1 : angle de fermeture de la came

θ_2 : angle d'ouverture de la came

J_2 : moment d'inertie de sortie

Cette approche offre une adaptation en temps réel et une meilleure robustesse par rapport à un PID classique.

Une approche combinant un contrôleur PI et un ADRC d'ordre réduit a été développée pour le contrôle adaptatif de la force de préhension. L'observateur d'état étendu (ESO) permet d'estimer les perturbations, y compris les non-linéarités et le jeu mécanique, afin de générer une commande anticipative efficace. Ce contrôle hybride améliore la

précision du suivi, en particulier dans les applications sensibles aux variations dynamiques et temporelles [26].

Pour améliorer la précision du contrôle de préhension, une méthode d'évaluation du glissement par vision a été développée, permettant d'estimer la répartition des forces sur la surface de contact. Malgré la haute résolution spatiale du capteur Tac3D, sa capacité à détecter rapidement les variations est limitée par la fréquence d'acquisition de la caméra et la vitesse de traitement. De plus, sous des charges importantes, les hypothèses de petites déformations et de comportement élastique linéaire deviennent inexactes, ce qui affecte la fiabilité des mesures. Afin de rendre la prise plus stable et adaptable à différents objets, il est devenu nécessaire d'intégrer la détection de glissement dans la commande. Ainsi, un algorithme antidérapant a été introduit pour compenser ces limitations et renforcer la robustesse du système [29].

Une micro-pince avec des effecteurs intégrés capables de mesurer les forces et d'estimer la position en temps réel pour réaliser des saisies stables et précises de micro-composants à rigidité variable est développée pour estimer la position des effecteurs de la micro-pince, la position de contact du micro-composant et la force appliquée. Chaque doigt est équipé d'un actionneur piézoélectrique et d'un capteur de force piézorésistif, permettant une mesure de force avec une haute bande passante (jusqu'à 8 kHz) et une grande précision (résolution de 60 nN) [43].

La classification des méthodes de contrôle permet de mieux comprendre les approches disponibles et de sélectionner la plus adaptée en fonction des exigences du système.

2.4 Exemples d'application de méthodes de contrôle de force

Le système COSMOS est un exemple d'application du contrôle de force, dans lequel les forces opérationnelles généralisées sont utilisées comme vecteur de commande pour

piloter un manipulateur. Grâce à des capteurs de force placés sur les doigts, il permet une mesure précise des contacts. Ce système est intégré à l'architecture multiprocesseur NYMPH pour améliorer le contrôle de la force dans des contextes de test [44].

Un exemple d'un système hybride d'un contrôleur de position/force a été développé en utilisant la linéarisation par rétroaction pour linéariser globalement la dynamique du manipulateur de robot, puis en utilisant des contrôleurs linéaires pour suivre la position souhaitée et les trajectoires de force. Ce système de contrôle de position/force ajoute une boucle de contrôle supplémentaire qui mesure la position et la force appliquées par le robot sur l'environnement et les compare. L'erreur entre les signaux est multipliée par des gains appropriés pour créer un signal de commande dans l'espace cartésien constitué des couples et forces [45].

Un exemple de proposition d'une commande de contrôle adaptatif à temps discret a été développé pour le contrôle de manipulateurs de robots dont l'objectif est de contrôler la position d'un effecteur terminal de robot manipulateur en présence d'incertitudes causées par une charge utile fixe ou variable dans le temps. Cette technique considère le robot comme un système passif [46].

Un exemple d'une commande passive a été examiné dans le cas de l'utilisation des matériaux viscoélastiques pour le contrôle passif des systèmes mécaniques. Il a discuté des propriétés de ces matériaux et de leur application dans les amortisseurs et les isolateurs de vibrations [47].

Une approche de commande prédictive basée sur un modèle (MPC) est utilisée pour gérer le contrôle de force et la direction dans les véhicules autonomes. Elle permet de suivre une trajectoire cible en ajustant indépendamment le braquage des roues avant et la force de freinage des quatre roues, tout en respectant les contraintes physiques et de conception [48].

L'étude des solutions des équations de Lyapunov et Riccati, dans le contexte du contrôle optimal linéaire à horizon infini, a montré qu'il est possible d'optimiser la distribution des efforts de commande. Cette approche s'applique, par exemple, à la régulation de bras robotiques souples, où les efforts de contrôle doivent s'adapter à la déformation de la structure [49].

Dans le but de mieux comprendre le comportement mécanique du tissu de pomme, une approche expérimentale a été développée utilisant des essais de traction et de compression installés sous microscope. Ce dispositif a permis de capturer simultanément les courbes de déplacement et de force, tout en observant la déformation des cellules individuelles en temps réel [50].

Deux modes d'utilisation ont été développés, appuyés par une architecture de traitement de données combinant un réseau de neurones convolutif (CNN) à une structure de mémoire à long terme. Cette architecture permet soit d'estimer la fermeté globale du fruit, soit de détecter des variations locales de fermeté. L'appareil se compose d'une caméra associée à un éclairage DEL, ainsi que d'une couche souple de détection, équipée de petites protubérances capables de capturer avec précision les informations tactiles à la surface du fruit [51].

Les exemples présentés illustrent l'importance du contrôle de force dans divers domaines. Que ce soit pour manipuler des objets fragiles, trier des aliments ou piloter des robots, bien gérer la force appliquée permet d'obtenir de meilleurs résultats. Chaque application a ses propres défis, mais toutes soulignent combien ce type de contrôle est essentiel pour rendre les systèmes plus précis et fiables.

2.5 Conclusion

Cette revue de la littérature explore les principales recherches et développements dans le domaine des systèmes de contrôle de force appliqués à l'agriculture de précision. Les différentes méthodes classiques ou avancées montrent qu'il n'existe pas de méthode unique, mais que le choix dépend surtout du contexte, des contraintes mécaniques et des performances attendues. À partir de ces constats, nous avons choisi de nous orienter vers un système de préhension électromécanique composé d'un moteur à courant continu avec réducteur, d'une vis à billes, de guides linéaires et d'un capteur de force. Ce choix se justifie par la souplesse de conception, la précision du mouvement et la compatibilité avec des techniques de commande classiques.

Dans les prochains chapitres, nous allons modéliser ce système, proposer différentes méthodes de commande classiques, les tester par simulation, puis passer à la conception d'un prototype de laboratoire. Cette démarche nous permettra de valider concrètement l'efficacité des solutions de contrôle de force retenues.

Chapitre 3 - Méthodologie de conception d'actionneur pour application en agriculture de précision

3.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la présentation des outils mathématiques de la conception et de la modélisation du système de préhension. Cette partie comprend plusieurs étapes. Nous présenterons dans une première étape le contexte théorique et de conception, qui est un élément clé pour le choix des composants mécaniques et électriques. Ensuite, nous étudierons la conception préliminaire, qui a pour objectif de rendre le projet plus compréhensible grâce à l'utilisation d'outils d'analyse fonctionnelle et au dimensionnement des composants, tout en respectant les dimensions et les contraintes physiques. Enfin, nous aborderons la modélisation des méthodes de contrôle de force, impliquant le développement de modèles mathématiques et de stratégies de contrôle permettant de réguler la force appliquée sur un objet saisi.

3.2 Contexte théorique et considérations de conception

Le robot agricole peut être vu comme un système mécatronique qui comprend des actions de locomotion, d'analyse et de précision [52]. L'étude explore deux actions clés du robot agricole : l'arrachage et la récolte, où le contrôle de la force est essentiel pour éviter d'endommager la plante ou le fruit. Des essais ont été menés sur l'herbe à poux, plante choisie pour sa variabilité, à l'aide d'un dispositif expérimental permettant de mesurer précisément la force d'extraction grâce à une cellule de charge. Ces données servent à mieux comprendre les besoins en force selon les conditions réelles du terrain. Comme illustré dans la Figure 3.1, la configuration permet de mesurer et d'enregistrer, dans un fichier CSV, en temps réel, la force appliquée par l'opérateur. Nous utilisons une cellule

de charge de type S de 100 kg de Phidgets (<https://www.phidgets.com/>).

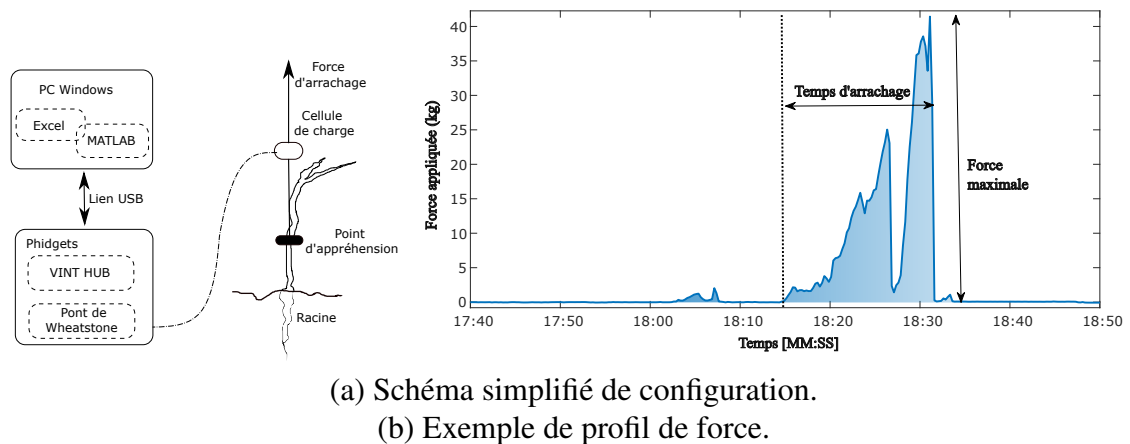


Figure 3.1 Configuration expérimentale et exemple de profil de force pour le déracinement de l'ambroisie.

Nous avons enregistré manuellement la hauteur totale et la longueur des racines de la plante pour chaque échantillon, et le déracinement a été réalisé sans casser les racines. À partir de ces résultats, nous pouvons suggérer qu'un actionneur doit être capable d'appliquer une force contrôlée pour réussir à déraciner l'ambroisie avec des caractéristiques similaires aux échantillons analysés [8]. L'actionneur doit être capable d'appliquer une force verticale supérieure à 50 kg et une force horizontale de 10 kg pour ne pas casser l'ambroisie.

Dans cette étude, nous nous intéressons à la mesure et au contrôle de la force de compression appliquée sur des objets afin d'analyser le comportement des différentes méthodes. À partir d'un test réel, nous avons observé la relation entre la déformation et la force appliquée. Sur cette base, nous allons maintenant développer une démarche théorique pour le choix de nos composants. L'objectif est de concevoir un mécanisme capable d'ajuster la force de compression de manière contrôlée et adaptable.

3.3 Conception préliminaire

3.3.1 Analyse fonctionnelle

Ce type d'analyse consiste à identifier les fonctions techniques, les solutions optimales et les composants nécessaires pour répondre à une fonction de service [53].

La Figure 3.2 donne une vue d'ensemble du contrôle de force et de ses interactions dans un système mécatronique et qui résume que le contrôle de force est l'élément principal qui orchestre l'interaction entre les différents composants du système. L'effecteur représente le composant physique qui applique la force sur un objet. L'environnement désigne les conditions externes influençant l'application de la force, la source d'énergie alimente le système pour lui permettre d'appliquer la force nécessaire. L'opérateur peut être un humain ou un système de supervision qui ajuste les paramètres du contrôleur et l'objet est l'élément physique sur lequel la force est appliquée.

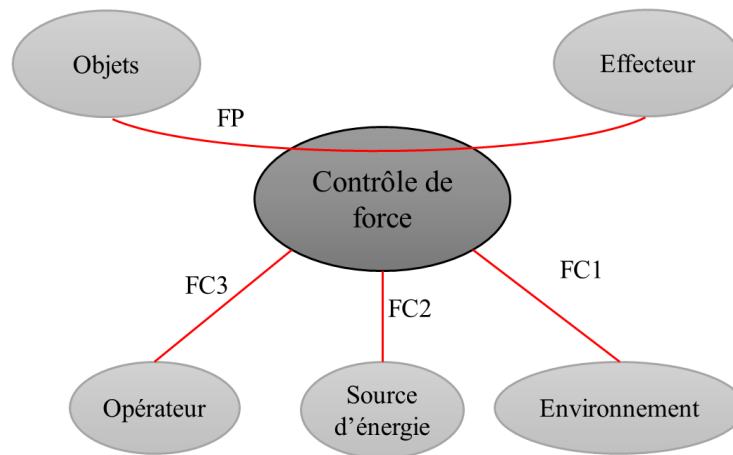


Figure 3.2 Diagramme de pieuvre.

Le Tableau 3-1 montre les différents critères pour chaque fonction.

Fonctions	Critères
FP : Pincer un objet sans le détruire et le faire tomber.	Contrôler la force de l'effecteur sur l'objet.
FC1 : Assurer l'entretien et le respect de la machine.	L'environnement doit être adapté à la machine.
FC2 : Avoir de l'énergie électrique.	Une source d'énergie accessible.
FC3 : Manipuler la machine.	Comprendre le fonctionnement de la machine.

Tableau 3-1 Tableau de pieuvre.

La Figure 3.3 présente un diagramme FAST (Analyse Fonctionnelle et Technique du Système). Cet outil permet d'analyser et de structurer le fonctionnement d'un système en mettant en évidence ses principales fonctions [54]. Il met également en lumière les solutions retenues pour répondre aux exigences identifiées.

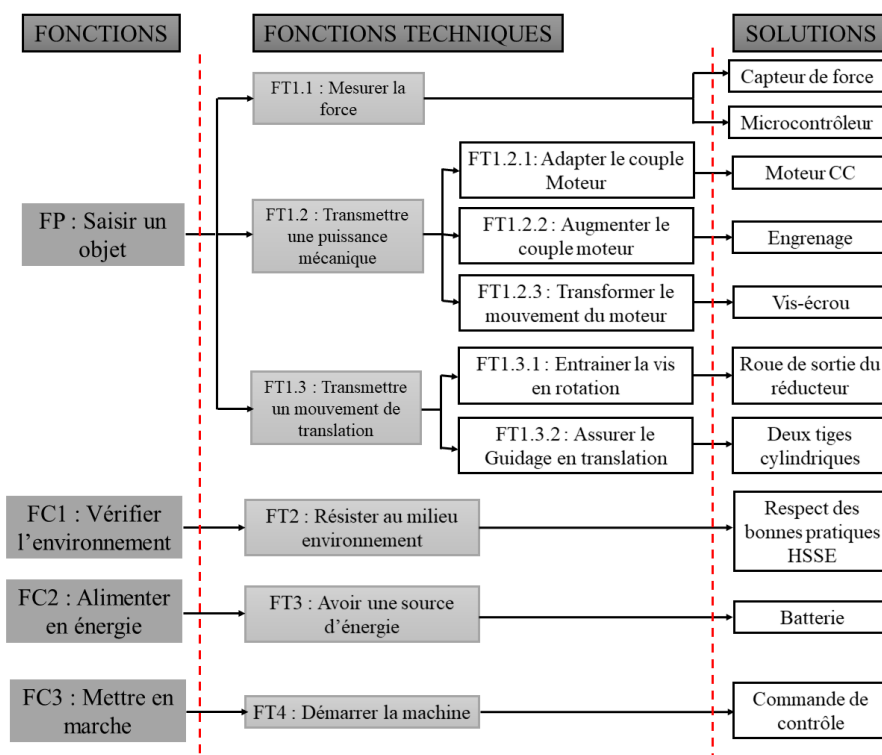


Figure 3.3 Diagramme de FAST (Analyse Fonctionnelle et Technique du Système).

Cette partie permet de structurer le besoin en distinguant les fonctions de service, qui correspondent aux finalités du système, et les fonctions techniques, qui représentent les moyens mis en œuvre pour atteindre l'objectif. Cette analyse fonctionnelle illustre comment le système de préhension répond aux besoins exprimés, en reliant l'objectif principal (saisir un objet) aux solutions technologiques retenues (capteur de force, vis-écrou, batterie, etc.).

En somme, ces représentations offrent une vision claire et hiérarchisée des fonctions du système, facilitant ainsi la compréhension du lien entre le besoin initial et les choix technologiques adoptés.

3.3.2 Dimensionnement des composants

L'ensemble représenté par le schéma de la Figure 3.4 doit être conçu pour fournir suffisamment de force sur l'actionneur (F_s) afin de gérer correctement la charge mécanique. La conception finale doit procéder au choix du réducteur et du servomoteur en fonction de l'analyse des caractéristiques mécaniques du système et des performances dynamiques envisagées. Le réducteur sert généralement à adapter la vitesse du moteur à l'application, ce qui permet souvent d'augmenter le couple disponible à l'arbre de sortie (T_r) par rapport au couple développé par le servomoteur (T_m).

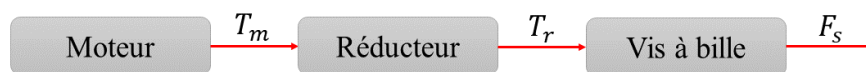


Figure 3.4 Chaîne cinématique de transmission.

La détermination de la puissance de sortie de l'actionneur repose sur le fait que le couple T_m fourni par le moteur et le pas de la vis b sont liés à la force de sortie de l'actionneur F_s appliquée par le moteur via le système vis-écrou. Le lien entre la force

de sortie F_s , la vitesse du déplacement V_s et la puissance de sortie P_s est illustré par :

$$P_s = F_s \cdot V_s \quad (3.1)$$

Avec :

F_s : force de sortie de l'actionneur

V_s : vitesse de déplacement

La vitesse de sortie de l'actionneur est déterminée par le mouvement hélicoïdal de la vis qui est uniforme si la vitesse angulaire de rotation est constante, donc indépendante du paramètre temps ($\dot{\theta} = \omega = \text{constante}$). Dans ce cas, la vitesse aura pour expression [55]:

$$V_s = \omega \sqrt{a^2 + b^2} \quad (3.2)$$

Avec :

ω : vitesse angulaire de la vis (en radians par seconde)

a : rayon de la vis

b : pas de la vis

Lorsque l'actionneur est en position horizontale par rapport au sol, l'équation de la vitesse de sortie devient :

$$V_s = \frac{b\omega}{2\pi} \quad (3.3)$$

La détermination du couple de sortie de l'actionneur (T_s) montre qu'en présence du frottement, le coefficient de proportionnalité k_f tel que $T_s = k_f \cdot F_s$ prend une forme différente selon la charge axiale et le type de surface en liaison [56]. Pour notre cas, le couple de charge ou le couple appliqué sur la vis s'écrit sous cette forme :

$$T_s = \frac{F_s \cdot \frac{d_{vis}}{2} \tan(\alpha_h + \phi')}{r \cdot \eta_v} \quad (3.4)$$

$$\tan \alpha_h = \frac{b}{\pi d_{vis}} \quad (3.5)$$

Avec :

r : rapport de réduction de l'engrenage

F_s : force axiale sur la vis

η_v : rendement du système de la vis

d_{vis} : diamètre sur le flanc de la vis

α_h : angle d'hélice de la vis

ϕ' : angle de frottement fictif

b : pas de l'hélice (pas hélicoïdal)

La puissance d'entrée du système se détermine en tenant compte du fait que le choix du moteur dépend à la fois du rendement et de la puissance de l'effecteur, qui transforme une forme d'énergie quelconque en énergie mécanique, et elle peut être évaluée à partir du rapport suivant :

$$P_e = \frac{P_s}{\eta_g} \quad (3.6)$$

Avec :

η_g : rendement global

P_s : puissance de sortie du système isolé

P_e : puissance d'entrée du système isolé

Un système d'actionneur linéaire est composé d'un moteur DC, d'un réducteur, d'un système vis-écrou et d'un guide linéaire. Dans ce système, les forces intérieures et les forces extérieures sont exprimées en fonction des forces de frottement entre l'effecteur et la vis à bille et entre l'effecteur et le guide linéaire. La force de sortie du moteur, la force de friction coulombienne et la vitesse de sortie de l'actionneur V_s sont exprimées en fonction du rayon a et du pas b [57]. Ces relations permettent de déterminer le rendement

global de notre système s'écrit comme suit :

$$\eta_g = \eta_{en}\eta_v \quad (3.7)$$

Avec :

η_{en} : rendement engrenage

η_v : rendement du système de la vis

$$\eta_v = \frac{(2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) - F_f)\dot{x} - F_r\dot{x}}{(2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) - F_f)\dot{x}} \quad (3.8)$$

$$\eta_g = \frac{\eta_{en}((2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) - F_f)\dot{x} - F_r\dot{x})}{(2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) - F_f)\dot{x}} \quad (3.9)$$

Avec :

T_{cm} : couple de friction coulombienne

$K.i(t) - T_{cm}$: couple de sortie du moteur

F_r : force de frottement entre l'effecteur et la vis à billes

F_f : force de frottement entre l'effecteur et le guide linéaire

b : pas de la vis

\dot{x} : vitesse de l'effecteur

La détermination de l'énergie dissipée s'effectue en supposant que la réduction de l'énergie cinétique due à la décélération du système d'entraînement est stockée dans un condensateur pour la conservation de l'énergie, l'énergie dissipée est réduite aux pertes en joules.

$$F_r = \left(1 - \frac{\eta_g}{\eta_{en}}\right) (2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) - F_f) \quad (3.10)$$

Pour le contrôle de position, la force de frottement F_r peut s'écrire sous la forme :

$$F_r = \left(1 - \frac{\eta_g}{\eta_{en}}\right) |2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) - F_f| \quad (3.11)$$

La direction de la vitesse est unidirectionnelle, par conséquent, une équation dynamique du système d'actionneur linéaire est donnée par :

$$m\ddot{x}(t) + \left(1 - \frac{\eta_g}{\eta_{en}}\right) |2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) - F_f| = 2\pi.b^{-1}(K.i(t) - T_{cm}) \quad (3.12)$$

Avec m étant la masse d'inertie totale du système. Pour simplifier la relation 3.12, on introduit cette relation de n :

$$n = \frac{2\pi}{b} \quad (3.13)$$

F_{cm} désigne le couple de frottement total de type Coulomb, défini par :

$$F_{cm} = T_{cm} + \frac{F_f}{n} \quad (3.14)$$

L'équation dynamique du mouvement de rotation du système d'actionneur devient :

$$m\ddot{x} + \left(1 - \frac{\eta_g}{\eta_{en}}\right) n|(K.i(t) - F_{cm})| = n(K.i(t) - F_{cm}) \quad (3.15)$$

L'énergie dissipée est réduite aux pertes en joules. Ces dernières pertes sont le produit de la vitesse et des forces de roulement et de frottement coulombien. Ainsi, l'énergie dissipée dans le système donne [57] :

$$J_e = \int_0^{T_f} \left(\left(1 - \frac{\eta_g}{\eta_{en}}\right) n|(K.i(t) - F_{cm})| + nF_{cm} \right) \dot{x}(t) dt + \int_0^{T_f} Ri(t^2) dt \quad (3.16)$$

Où la durée de fonctionnement est définie entre $t = 0$ et T_f . Dans un contrôle de position,

les conditions aux limites pour les positions et les vitesses à ces instants sont spécifiées comme :

$$x(0) = 0, \quad \dot{x}(0) = 0 \quad (3.17)$$

$$x(T_f) = x_f, \quad \dot{x}(T_f) = 0 \quad (3.18)$$

La détermination de la caractéristique de l'engrenage repose sur l'analyse de certains paramètres fondamentaux [53] :

- Module (m) : distance entre les dents d'un engrenage.
- Nombre de dents (z) : pour l'engrenage menant (z_1) et l'engrenage mené (z_2).
- Diamètre primitif (d) : diamètre de l'engrenage au niveau des dents.
- Pas p : distance consécutive entre deux dents.

$$d = \frac{p}{\pi} \cdot z \quad (3.19)$$

Le dimensionnement des composants du système, y compris l'ensemble des éléments de transmission, a été réalisé pour faciliter la réalisation de la maquette.

3.4 Modélisation

3.4.1 Description du système

Un système d'actionneur linéaire est composé d'un moteur DC, d'un système d'engrenage, d'un système vis-écrou, d'un guide linéaire et des capteurs. Le schéma de la Figure 3.5 représente un système électromécanique qui décrit toutes les parties nécessaires pour faire fonctionner le système de préhension.

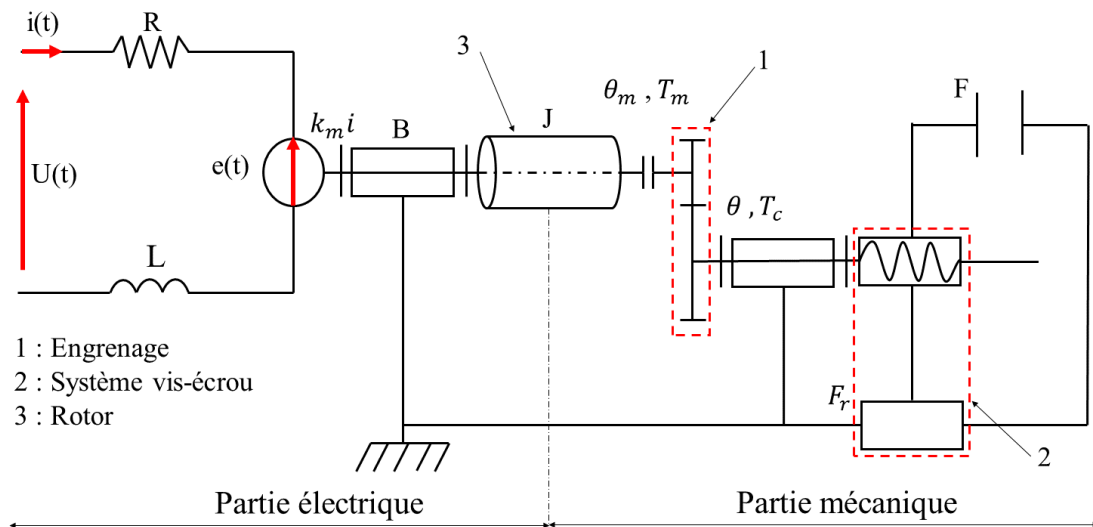


Figure 3.5 Représentation du système de préhension, selon [58] [59].

Le schéma de préhension est composé de deux parties :

- Une partie mécanique qui assure la conception et la réalisation de l'ossature de notre système, le choix des composants tels que le moteur, l'engrenage, le système vis-écrou et la forme de l'effecteur final (pince).
- Une partie électrique qui assure la commande du moteur, les capteurs permettant d'obtenir les informations de position et de force de l'effecteur, et le microcontrôleur pour l'implémentation des méthodes de contrôle.

3.4.2 Modélisation des entrées-sorties

La modélisation des entrées-sorties est essentielle pour comprendre le comportement du système de contrôle de force et concevoir un contrôleur adapté [60].

Le système est composé de deux parties, comme illustré à la Figure 3.5, la partie électrique (moteur CC) et la partie mécanique (système vis-écrou et engrenage) :

- Partie électrique :

$$\text{Tension : } L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri + k_b \dot{\theta}_m = U \quad (3.20)$$

- Partie mécanique :

$$\text{Moteur} : T_c + J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} = k_m i \quad (3.21)$$

$$\text{Reducteur} : r = \frac{\theta}{\theta_m}; T_c = r \frac{T_m}{\eta_g} \quad (3.22)$$

k_m : coefficient de couple du moteur

k_b : constante de force contre-électromotrice du moteur

T_m : couple du moteur

θ : angle de rotation de la vis

θ_m : angle de rotation du moteur

i : courant du moteur

J : inertie du moteur

B : constante de frottement

U : tension fournie au moteur

T_c : couple de sortie du réducteur

r : rapport de réduction

η_g : rendement global

F_r : force de frottement

F : force de contrôle

Le couple de charge total comprend la charge indépendante de la force T_m et la charge dépendante de la force T_s qui peut s'écrire :

$$T_c = T_m + T_s \quad (3.23)$$

De l'équation (3.21), le courant peut être représenté comme [26] :

$$i = \frac{(T_c - T_s)}{k_m} \quad (3.24)$$

Une non-linéarité inconnue notée $g(F)$ est définie comme une fonction qui établit une correspondance entre la force F appliquée et un couple de sortie T_s . Cette relation peut être exprimée comme suit [26] :

$$T_s = g(F) = F \cdot \frac{d_{vis}}{2} \cdot N_s \quad (3.25)$$

Avec N_s représente le nombre de filets.

F représente la force exercée par la vis, que nous cherchons à contrôler et qui s'écrit sous cette forme [61] :

$$F = kx \quad (3.26)$$

k est une constante de raideur qui dépend des propriétés mécaniques et des conditions d'application spécifiques.

x est la déformation de l'objet soumis à la force F .

Pour obtenir la fonction de transfert, nous transformons les équations différentielles en domaine de Laplace [62], permettant d'exprimer l'équation électrique et l'équation mécanique.

L'équation électrique est exprimée dans le domaine de Laplace :

$$Lis(s) + Ri(s) + k_b \dot{\theta}_m(s) = U(s) \quad (3.27)$$

$$i = \frac{U - k_b \dot{\theta}_m}{Ls + R} \quad (3.28)$$

L'équation mécanique est exprimée dans le domaine de Laplace :

$$Js\dot{\theta}(s) + B\dot{\theta}(s) + T_c(s) = k_m i(s) \quad (3.29)$$

$$\dot{\theta} = \frac{k_m i - T_c}{Js + B} \quad (3.30)$$

Réorganisons pour obtenir la fonction de transfert de la vitesse angulaire du moteur :

$$\dot{\theta} = \frac{k_m(U - k_b \dot{\theta}_m)}{(Ls + R)(Js + B)} - \frac{T_c}{Js + B} \quad (3.31)$$

La Figure 3.6 illustre le schéma bloc de la fonction de transfert de la vitesse angulaire du moteur. L'entrée est la tension appliquée U , et la sortie correspond à la vitesse $\dot{\theta}$.

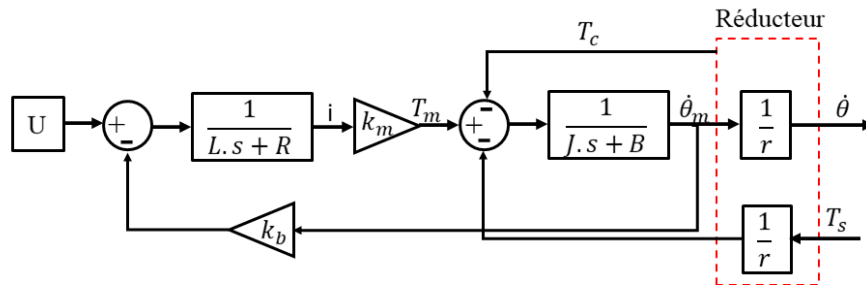


Figure 3.6 Diagramme de blocs de l'actionneur boucle ouverte (sans contact).

La vis à billes transforme la rotation de sortie du moteur en déplacement linéaire. La position linéaire de l'actionneur est proportionnelle à la rotation du moteur. L'équation du déplacement linéaire est exprimée dans le domaine de Laplace.

$$x = b\theta \quad (3.32)$$

Où b est le pas de la vis.

La vitesse angulaire est liée à la vitesse linéaire.

$$v = b\dot{\theta} \quad (3.33)$$

La force en fonction du déplacement linéaire [61] et de la vitesse angulaire s'écrit :

$$F = kx = kb\theta = kb\frac{\dot{\theta}}{s} \quad (3.34)$$

En combinant l'équation électrique, mécanique du moteur et la force de contrôle, nous obtiendrons cette relation :

$$F = \frac{k.b}{s} \cdot \left(\frac{k_m(U - k_b\dot{\theta}_m)}{(Ls + R)(Js + B)} - \frac{T_c}{Js + B} \right) \quad (3.35)$$

Le diagramme de blocs de la Figure 3.7 est représenté de manière complète avec des frottements constants, indépendants et dépendants de la force, traités comme des perturbations.

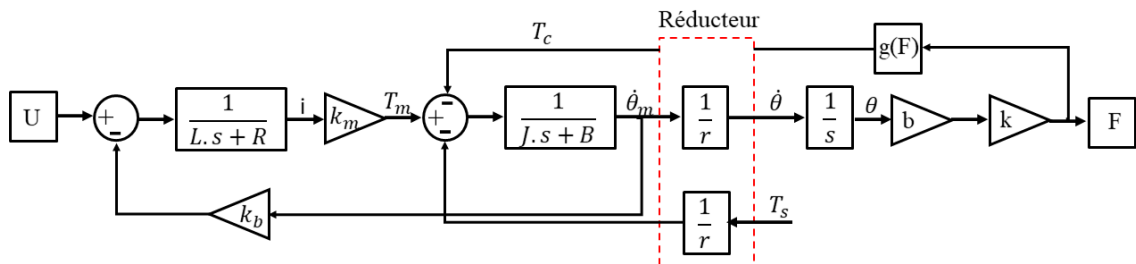


Figure 3.7 Diagramme de blocs de l'actionneur boucle fermée (avec contact).

Un système de contrôle de force assure la précision des opérations nécessitant une force contrôlée grâce à ses composants intégrés, à ses commandes avancées et à sa capacité de retour d'information en temps réel [63]. Il constitue une solution indispensable dans la

technologie moderne.

Les différentes méthodes de contrôle ont été énumérées au chapitre 2 (revue de la littérature). D'après l'étude des différentes méthodes pour contrôler une force, nous avons développé une méthode de modélisation de la force basée sur l'évolution de la tension et/ou du courant en adaptant une commande classique.

3.5 Conclusion

La méthodologie de conception est essentielle dans le domaine d'application des systèmes de contrôle de force appliquée dans l'agriculture pour accomplir des tâches spécifiques avec efficacité et fiabilité [64], afin de garantir une force précise appliquée par les systèmes mécaniques. L'utilisation des systèmes de mécanisation tels que les moteurs à courant continu (CC) et les systèmes de vis à billes est cruciale pour leur modélisation, en tenant compte des équations dynamiques mécaniques et électriques des composants, afin de modéliser ces moteurs et systèmes de vis à billes. Des équations différentielles sont utilisées pour décrire ces systèmes et permettent de créer des modèles mathématiques précis. Grâce à ces technologies, il est possible d'améliorer l'efficacité et la précision des opérations agricoles, tout en diminuant les dépenses et l'empreinte écologique. Afin de compléter l'analyse du système à contrôler, une modélisation globale sous forme de diagramme de blocs a été réalisée. Celle-ci permet de visualiser la chaîne de conversion complète de la tension de commande jusqu'à la force mesurée. Cette modélisation permet également d'identifier les points critiques où des correcteurs peuvent être insérés pour améliorer les performances dynamiques du système.

Chapitre 4 - Implémentation des méthodes de contrôle de force et validation par simulation

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous décrivons l'implémentation des méthodes de contrôle de force appliquées aux systèmes de vis à billes et de moto-réducteur à courant continu (CC). Les paramètres de simulation utilisés sont d'abord exposés, puis les résultats de simulation avec MATLAB sont présentés comme une validation préliminaire des méthodes de contrôle développées. À partir d'un signal de référence, plusieurs contrôleurs ont été implémentés et comparés, allant des contrôleurs classiques (P, PI, PID), au compensateur conçu à l'aide de l'outil SISOTOOL MATLAB et aux compensateurs qui ont été personnalisés en fonction de la dynamique du système. Ces configurations permettent d'étudier l'impact de la complexité du régulateur sur les performances du système, telles que le temps de réponse, le dépassement et l'erreur statique. Nous aborderons également la comparaison des divers contrôleurs et des résultats obtenus.

4.2 Conception des contrôleurs

Sans tenir compte de la charge [62] [65], la relation 3.31 devient une fonction de transfert de la vitesse angulaire du moteur en fonction de la tension.

$$\frac{\dot{\theta}}{U} = \frac{k_m r}{LJs^2 + (LB + RJ)s + (RB + k_m k_b)} \quad (4.1)$$

La fonction de transfert de la position linéaire en fonction de la tension devient :

$$\frac{x}{U} = \frac{b\theta}{U} = \frac{b\dot{\theta}}{sU} \quad (4.2)$$

$$\frac{x}{U} = \frac{bk_m r}{s(LJs^2 + (LB + RJ)s + (RB + k_m k_b))} \quad (4.3)$$

La fonction de transfert de la force en fonction de la tension :

$$G(s) = \frac{F}{U} = \frac{kx}{U} = \frac{bkk_m r}{s(LJs^2 + (LB + RJ)s + (RB + k_m k_b))} \quad (4.4)$$

Nous pouvons définir : $a_1 = LJ$, $a_2 = LB + RJ$, $a_3 = RB + k_m k_b$ et $b_1 = bkk_m r$

$$G(s) = \frac{b_1}{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s} \quad (4.5)$$

Les paramètres détaillés dans le Tableau 4-1 ont été utilisés pour modéliser le système de contrôle de force.

Paramètres du système	Valeurs
Pas de la vis (m/rad) b	0.0007
Coefficient de frottement visqueux (Nm·s/rad) B	0.00014
Inertie du système (kg·m ²) J	0.0003875
Constante de proportionnalité force-déplacement N/m k	1269
Constante de couple du moteur k_m	0.0403
Constante de force contre-électromotrice (V·s/rad) k_b	0.0403
Inductance du moteur (H) L	0.00005
Masse du rotor (kg) M	0.250
Rapport de réduction r	0.1883
Résistance du moteur (Ohm) R	0.190
Rayon équivalent rotor moteur (m) r_m	0.0394

Tableau 4-1 Paramètres du système.

À partir des relations fondées sur la modélisation mathématique de notre système, nous pouvons asservir la force de contrôle de manière automatique (voir Figure 4.1).

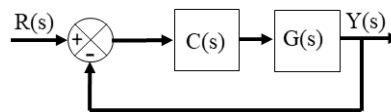


Figure 4.1 Système de contrôle.

La fonction de transfert en boucle ouverte est définie comme le produit de la fonction du système $G(s)$ et de celle du correcteur $C(s)$.

Pour un système en boucle fermée de notre système et du contrôleur, la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par [66] [62] :

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)C(s)}{1 + G(s)C(s)} \quad (4.6)$$

- $G(s)$: fonction de transfert de notre système
- $C(s)$: fonction de transfert du contrôleur
- $Y(s)$: sortie du système
- $R(s)$: entrée du système

Nous utilisons un contrôleur proportionnel, un contrôleur proportionnel-intégrateur, un contrôleur proportionnel-intégrateur-dérivé et des compensateurs pour comparer la stabilité et la réactivité de notre système.

L'analyse du lieu des racines nous permet d'évaluer la stabilité et les performances du système en boucle fermée pour différents types de contrôleurs (P, PI, PID, compensateur), en fonction de la variation du gain.

La relation entre la sortie du contrôleur et le signal d'erreur d'actionnement est donnée par [62] :

$$C(s) = k_p \quad (4.7)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de notre système s'écrit sous cette forme :

$$T(s) = \frac{\left(\frac{b_1}{a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s}\right)(k_p)}{1 + \left(\frac{b_1}{a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s}\right)(k_p)} \quad (4.8)$$

L'expression finale donne :

$$T(s) = \frac{b_1 k_p}{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + b_1 k_p} \quad (4.9)$$

Après analyse du lieu des racines de la Figure 4.2, une valeur optimale $k_p = 2.458$ est choisie, car elle place les pôles dominants dans une zone compromise entre stabilité (réduction du temps de réponse) et amortissement (limitation du dépassement).

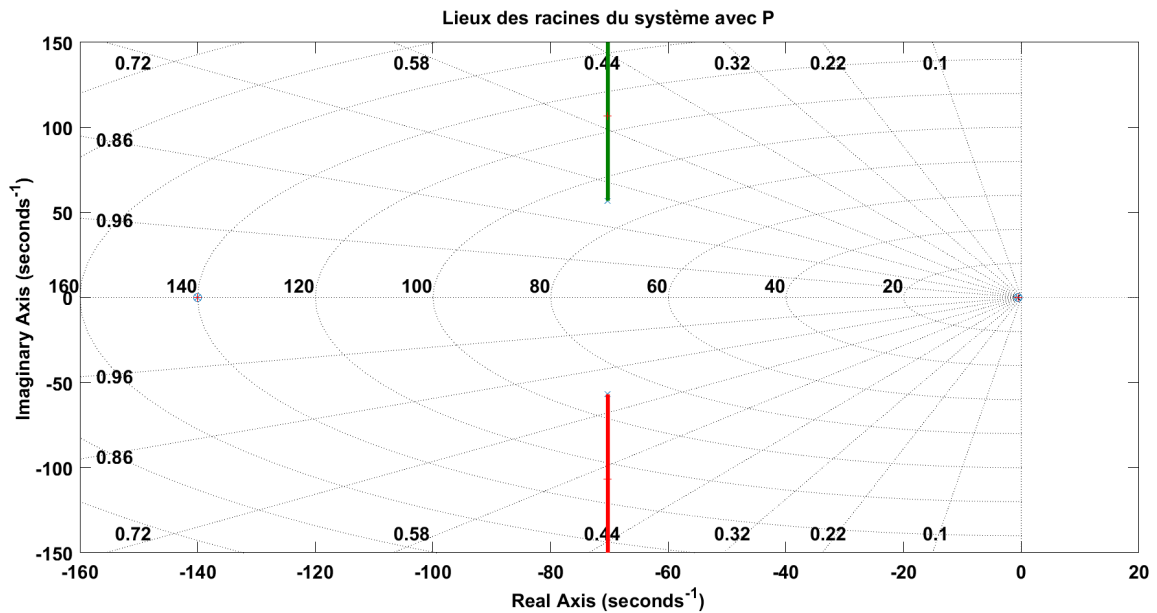


Figure 4.2 Lieu des racines du système avec contrôleur proportionnel (P).

Le contrôleur proportionnel intégral (PI), qui combine l'action proportionnelle pour la rapidité et l'action intégrale pour l'élimination de l'erreur statique, s'exprime mathématiquement de la manière suivante :

$$C(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \quad (4.10)$$

$$T(s) = \frac{\left(\frac{b_1}{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s}\right)(k_p + k_i \frac{1}{s})}{1 + \left(\frac{b_1}{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s}\right)(k_p + k_i \frac{1}{s})} \quad (4.11)$$

$$T(s) = \frac{b_1.k_p s + b_1.k_i}{a_1 s^4 + a_2 s^3 + a_3 s^2 + b_1.k_p s + b_1.k_i} \quad (4.12)$$

L'ajout du terme intégral introduit un pôle à l'origine, ce qui améliore la précision en annulant l'erreur statique, comme l'illustre à la Figure 4.3.

Le paramètre $t_i = 1/2$ correspond à la constante de temps intégrale du contrôleur et est lié au gain intégral k_i par la relation suivante :

$$k_i = \frac{k_p}{t_i} \quad (4.13)$$

En gardant $k_p = 2.458$, il est possible d'ajuster k_i en utilisant la relation de l'équation 4.13. Nous trouvons pratiquement $k_i = 4.916$ pour placer les pôles dans une zone favorable avec un bon compromis entre vitesse et stabilité.

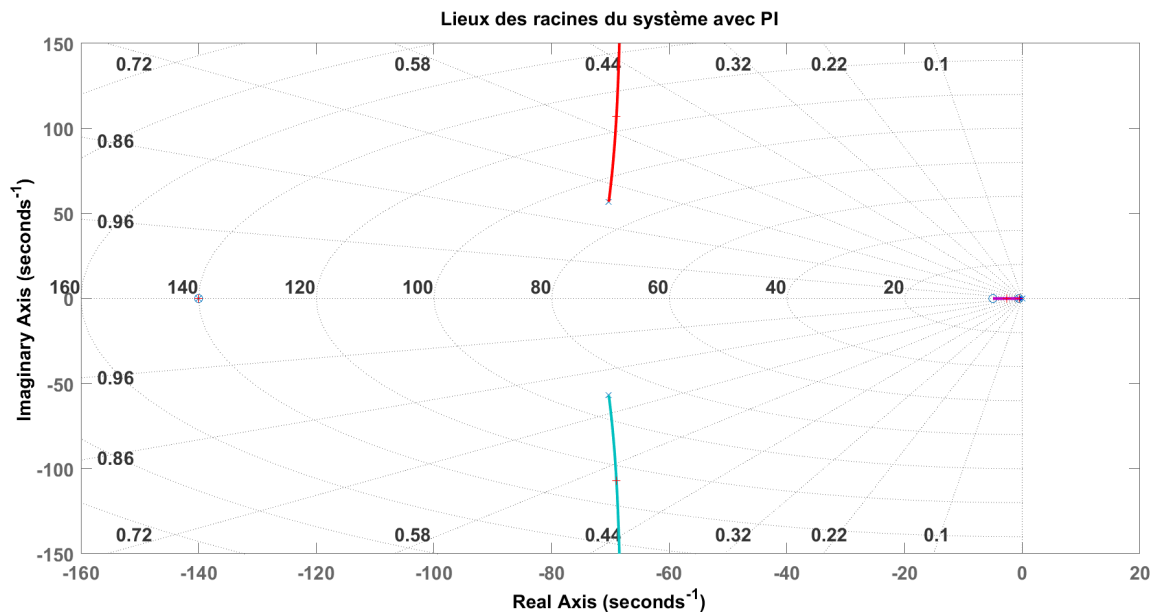


Figure 4.3 Lieux des racines du contrôleur proportionnel-intégral (PI).

Pour le cas du contrôleur proportionnel-intégral-dérivé, l'équation correspondante s'écrit comme suit :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt + k_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (4.14)$$

Avec :

- $u(t)$: est le signal de commande

- $e(t)$: $r(t) - y(t)$ est l'erreur entre la consigne $r(t)$ et la sortie $y(t)$ (vitesse angulaire $\dot{\theta}(t)$)

- k_p, k_i, k_d sont les gains proportionnel, intégral et dérivé.

La loi de contrôle en Laplace devient :

$$U(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d s \quad (4.15)$$

La fonction de transfert du contrôleur PID s'écrit sous cette forme :

$$C(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d s \quad (4.16)$$

$$T(s) = \frac{\frac{b_1}{(a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s)} (k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d s)}{1 + (\frac{b_1}{a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s}) (k_p + k_i \frac{1}{s} + k_d s)} \quad (4.17)$$

$$T(s) = \frac{b_1 k_d s^2 + b_1 k_p s + b_1 k_i}{a_1 s^4 + a_2 s^3 + (a_3 + b_1 k_d) s^2 + b_1 k_p s + b_1 k_i} \quad (4.18)$$

La Figure 4.4 montre que l'ajout de k_d , tout en gardant les mêmes valeurs k_p et un k_i fixe, modifie la forme des lieux des racines en ajoutant un zéro avancé, qui peut repousser les pôles plus loin dans le plan gauche complexe, ce qui réduit les oscillations.

On définit $t_i = 1/2$ (constante intégrale), $t_d = 1/5$ (constante dérivée) et avec un $k_p = 2.458$, $k_i = 4.916$ et $k_d = k_p \cdot t_d = 0.491$. Pour conclure, la valeur de $k_p = 2.458$ identifiée à partir des lieux des racines du contrôleur P est conservée comme base pour les contrôleurs PI

et PID ; ensuite, en ajustant progressivement k_i et puis k_d , on améliore successivement la précision, la rapidité et l'amortissement.

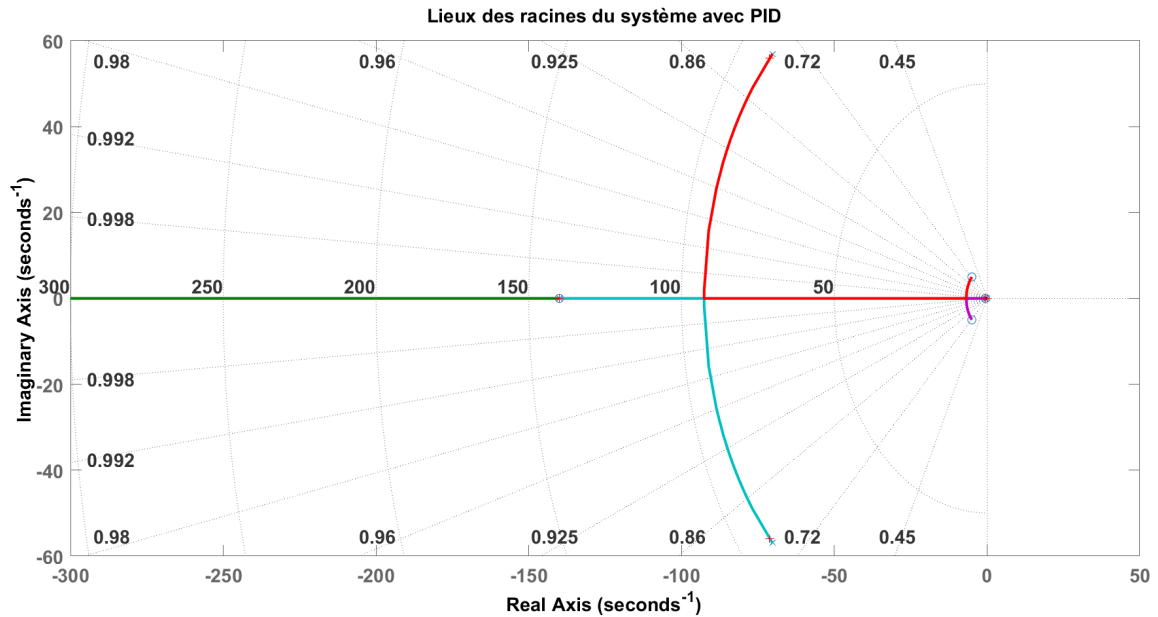


Figure 4.4 Lieux des racines du contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (PID).

Voici quelques autres démarches que nous pouvons utiliser pour concevoir et ajuster des correcteurs dans un système du contrôleur PID.

$$s^4 + \frac{a_2}{a_1}s^3 + \frac{a_3 + b_1k_d}{a_1}s^2 + \frac{b_1k_p}{a_1}s + \frac{b_1k_i}{a_1} = 0 \quad (4.19)$$

Nous souhaitons que le système ait les caractéristiques suivantes : [67]

La fonction de transfert d'un système de second ordre est généralement représentée par :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.20)$$

- Facteur d'amortissement : ζ

- Fréquence naturelle : ω_n

Pour un système d'ordre quatre (4), nous pouvons approximer son comportement en ajoutant des pôles supplémentaires pour rendre le système plus stable. Cela mène à l'introduction d'une paire de pôles supplémentaires avec un amortissement élevé [62] :

$$s^2 + 2\alpha s + \alpha^2 \quad (4.21)$$

L'analyse de la stabilité et des performances du système en boucle fermée repose sur ces pôles qui déterminent la dynamique du système en boucle fermée.

La démarche de Ziegler et Nichols a présenté deux méthodes heuristiques fondées sur leur expérience et quelques simulations afin d'ajuster rapidement les paramètres des régulateurs P, PI et PID. La première méthode, dite de la réponse indicielle ou méthode de la courbe de réaction, consiste à enregistrer la réponse indicielle en boucle ouverte et à identifier deux paramètres caractéristiques du système : le temps mort et la constante de temps, à partir desquels les gains du régulateur sont calculés. La deuxième méthode, appelée méthode de l'ultime gain ou méthode de la limite de stabilité, consiste à boucler le système en régulation proportionnelle seule, puis à augmenter progressivement le gain jusqu'à atteindre la limite de stabilité ; le gain ultime et la période d'oscillation qui en résultent servent alors à déterminer les paramètres du régulateur [68] [69].

Type de contrôleur	k_p	t_i	t_d
P	$\frac{T}{L}$	infini	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Tableau 4-2 Réglage Ziegler-Nichols basé sur le temps mort L et le temps de réponse T (première méthode).

Type de contrôleur	k_p	t_i	t_d
P	$0.5k_{cr}$	infini	0
PI	$0.45k_{cr}$	$\frac{P_{cr}}{1.2}$	0
PID	$0.6k_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

Tableau 4-3 Réglage Ziegler-Nichols basée sur le gain critique k_{cr} et période critique P_{cr} (deuxième méthode).

Dans la conception de correcteurs, il existe deux principaux types de compensateurs utilisés pour améliorer les performances dynamiques ou statiques du système. Ces compensateurs sont le retard de phase et l'avance de phase :

- Compensateur à Retard de phase [70] [71]

$$C(s) = k_c \frac{1 + \tau s}{1 + \alpha \tau s} \quad (4.22)$$

$$T(s) = \frac{b_1 \cdot k_c \tau s + b_1 \cdot k_c}{a_1 \alpha \tau s^3 + (a_1 + a_2 \alpha \tau) s^2 + (a_2 + a_3 \alpha \tau + b_1 k_c \tau) s + a_3 + b_1 \cdot k_c} \quad (4.23)$$

Ce type de compensateur est généralement utilisé pour réduire l'erreur statique et améliorer la précision. Toutefois, il ralentit la réponse dynamique, car il diminue la bande passante et tend à stabiliser le système [72].

- Compensateur à avance de phase [70] [71]

$$C(s) = k_c \frac{1 + \alpha \tau s}{1 + \tau s} \quad (4.24)$$

$$T(s) = \frac{b_1 \cdot k_c \alpha \tau s + b_1 \cdot k_c}{a_1 \tau s^3 + (a_1 + a_2 \tau) s^2 + (a_2 + a_3 \tau + b_1 k_c \tau) s + a_3 + b_1 \cdot k_c} \quad (4.25)$$

Avec :

- k_c : gain du compensateur

- τ : constante de temps pour une avance ou un retard de phase

- α : facteur de retard ou d'avance de phase qui détermine l'écart entre le zéro et le pôle.

À l'inverse, l'avance de phase est utilisée pour accélérer la réponse du système et augmenter la marge de phase, ce qui améliore la stabilité dynamique.

Hypothèses :

- Le modèle ne prend pas en considération la rétroaction de force sur le couple de charge vue par le moteur. Ce couple est considéré comme une perturbation qui n'est pas mesurée.
- Le modèle utilisé pour la conception est une bonne approximation du système moto-réducteur + vis à billes.
- La mesure de la force est disponible pour être utilisée comme signal de rétroaction pour la boucle de commande.

Avec le gain du système avec compensateur d'avance de phase, nous fixons une erreur ciblée en boucle fermée pour une entrée de type rampe. Avec cette valeur, nous pouvons déterminer le gain requis (à utiliser) pour limiter l'erreur. À partir du gain requis, nous pouvons déterminer l'accroissement du gain que le compensateur de retard de phase doit fournir. Nous pouvons aussi placer le zéro du compensateur décalé sous la partie réelle du pôle dominant pour minimiser l'effet sur la localisation des pôles en boucle fermée.

Dans une deuxième démarche, nous avons compensé un pôle du système par l'ajout d'un zéro. Après cet ajout, nous allons pouvoir appliquer la même démarche que dans le cas précédent. Nous pouvons également utiliser la méthode de la bissectrice pour la localisation des pôles et des zéros des compensateurs [62].

La stabilité du système avec un compensateur d'avance de phase a été analysée à l'aide des diagrammes de Bode (voir la Figure 4.5) et des lieux des racines (voir la Figure 4.6). Selon les diagrammes de Bode (voir la Figure 4.5) et les lieux des racines (voir la Figure 4.6), le système est stable. Il a une marge de phase de 89.8 degrés à une pulsation de 0.183 rad/s, et une marge de gain de 57.7 dB à une pulsation de 90.4 rad/s. Cela permet

l'utilisation d'une commande des compensateurs.

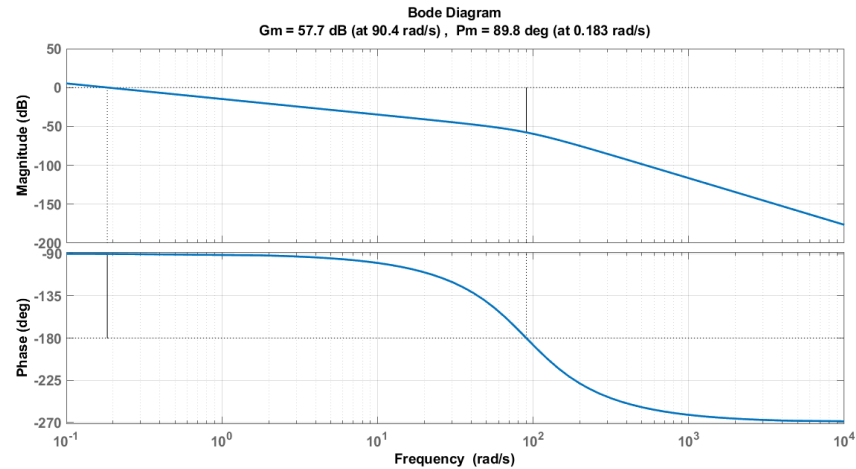


Figure 4.5 Diagramme de Bode du système avec compensateur d'avance de phase.

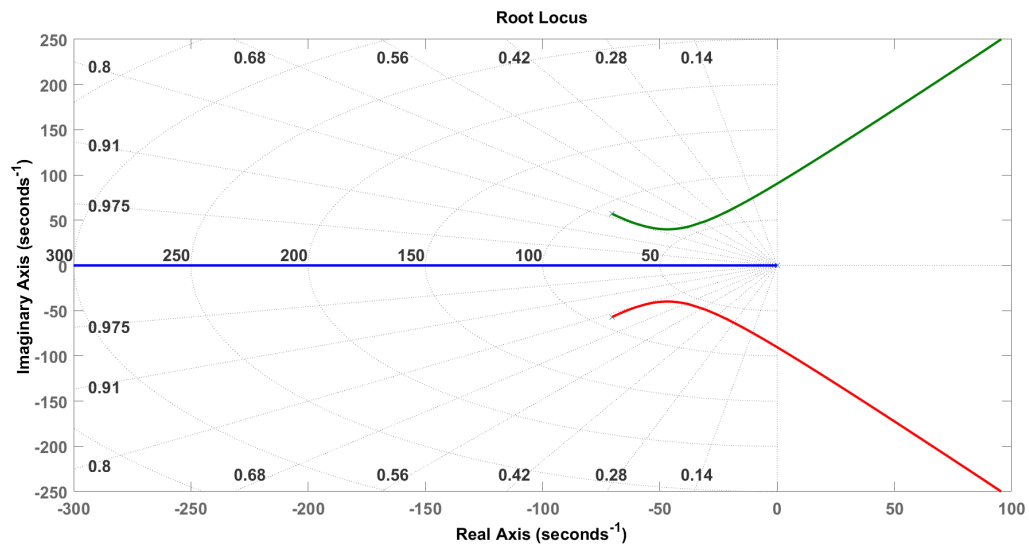


Figure 4.6 Lieux des racines du compensateur d'avance de phase.

4.3 Résultats de simulation

Ces tests de simulation ont permis de valider le fonctionnement de la méthode de contrôle de force en environnement simulé, indiquant que le système est prêt à être évalué en conditions réelles. Nous présentons le bloc Simulink du système, tel que représenté

dans la Figure 4.7, qui montre la consigne (référence), les contrôleurs, les perturbations et l'ensemble du bloc de la Figure 3.7, ainsi que les résultats. Les paramètres utilisés pour les différents types de contrôleurs P, PI et PID sont représentés dans le Tableau 4-4.

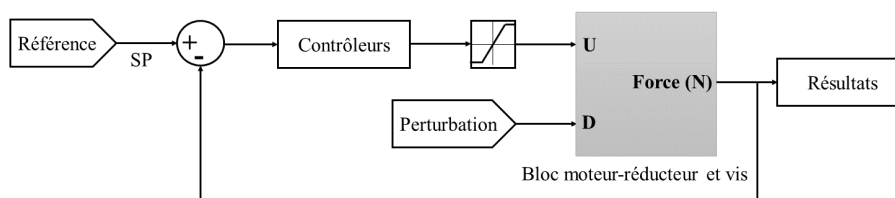


Figure 4.7 Schéma-bloc du système.

Méthodes	k_p	k_i	k_d
P	2.458	-	-
PI	2.458	4.916	-
PID	2.458	4.916	0.491

Tableau 4-4 Paramètres des contrôleurs P, PI, et PID.

Pour le contrôleur proportionnel (P), la courbe atteint une certaine force, mais ne suit pas bien la consigne, avec une erreur stationnaire, comme montré dans la Figure 4.8. C'est un contrôleur qui n'est pas adapté pour suivre la consigne de manière précise.

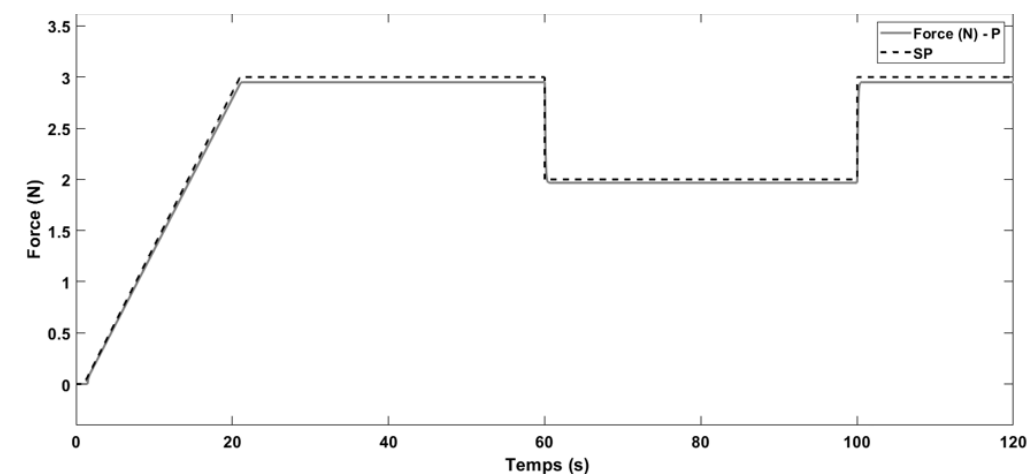


Figure 4.8 Commande proportionnelle.

Pour le cas du contrôleur PI, la courbe atteint une certaine force et elle suit bien

la consigne, comme montré dans la Figure 4.9. Nous pouvons remarquer également un dépassement important après le changement de consigne, mais avec un temps de réponse rapide. La courbe présente également des oscillations, mais elle se stabilise rapidement. C'est un contrôleur qui semble performant en termes de rapidité et qui peut être utile dans des applications moins exigeantes.

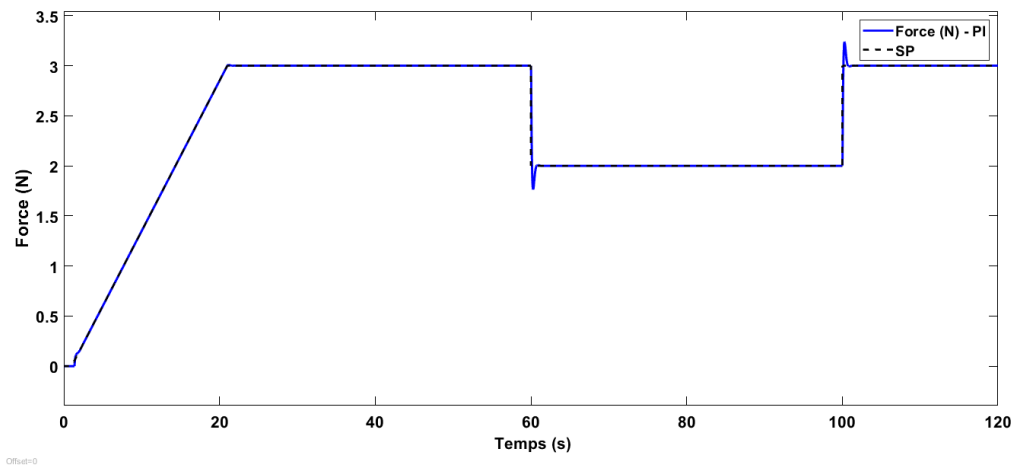


Figure 4.9 Commande proportionnelle intégrale.

Pour le cas du contrôleur PID comme montré dans la Figure 4.10, nous avons une réponse avec une légère perturbation après changement de signe ; il se stabilise autour de la consigne. Le PID suit la consigne et réagit bien aux changements de consigne, mais comparé au contrôleur PI, le temps de réponse du contrôleur PI est plus rapide. Le contrôleur PID est une solution courante offrant un bon compromis entre l'efficacité et la précision, avec une meilleure performance que le proportionnel seul.

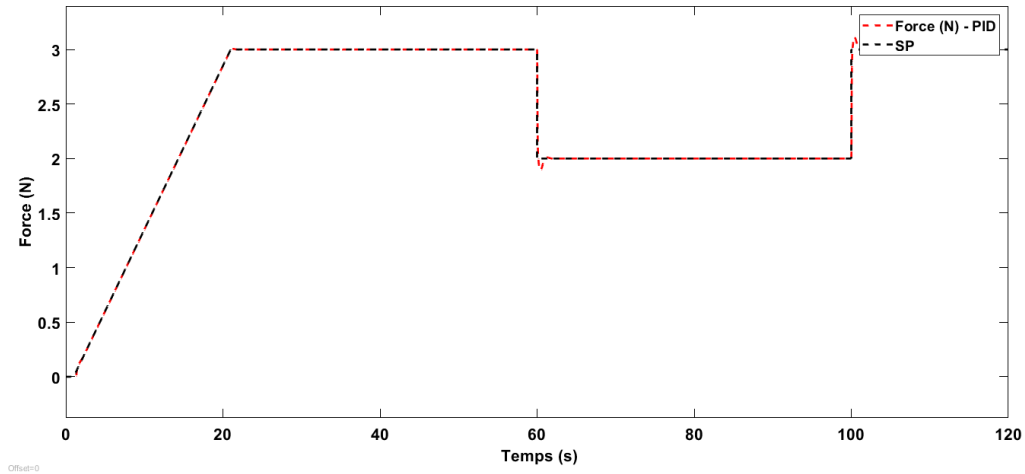


Figure 4.10 Commande proportionnelle intégrale dérivée.

Pour le cas des compensateurs, nous avons déterminé les paramètres tels que k_c (gain du compensateur), τ (constante de temps pour une avance ou un retard de phase) et α (facteur de retard ou d'avance de phase qui détermine l'écart entre le zéro et le pôle). Les avances de phase et le retard de phase nécessaires à la conception des compensateurs sont représentés au Tableau 4-5.

Méthodes	$\alpha = z/p$	$\tau = 1/p$	k_c
Siso-tool	$\alpha_1 = 0.42, \alpha_2 = 0.4$	$\tau_1 = 0.08, \tau_2 = 0.08$	35.53
1A + 1R	$\alpha_1 = 0.55, \alpha_2 = 11.47$	$\tau_1 = 0.03, \tau_2 = 17.76$	35.53
3A + 1R	$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0.4$ $\alpha_4 = 3.75$	$\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = 0.08$ et $\tau_4 = 5.88$	87.27

Tableau 4-5 Paramètres des compensateurs.

Comme montré dans la Figure 4.11, avec le contrôleur obtenu à l'aide de l'outil SISO de MATLAB : la réponse n'atteint pas la consigne avec une faible erreur stationnaire relativement modérée. Lors du changement de consigne, la courbe présente une légère perturbation après la première descente, mais tend à se stabiliser rapidement autour de la consigne.

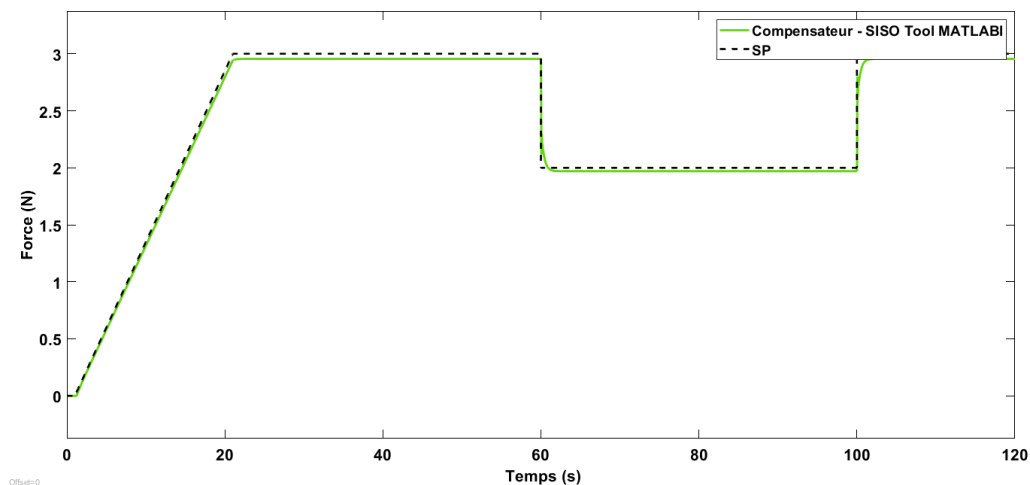


Figure 4.11 Commande SISOTOOL-MATLAB.

Le compensateur avec un terme d'avance et un terme de retard, comme montré dans la Figure 4.12, la courbe atteint la consigne sans dépassement significatif. Au changement de consigne, le compensateur montre un dépassement, mais il converge également vers la nouvelle consigne de manière stable.

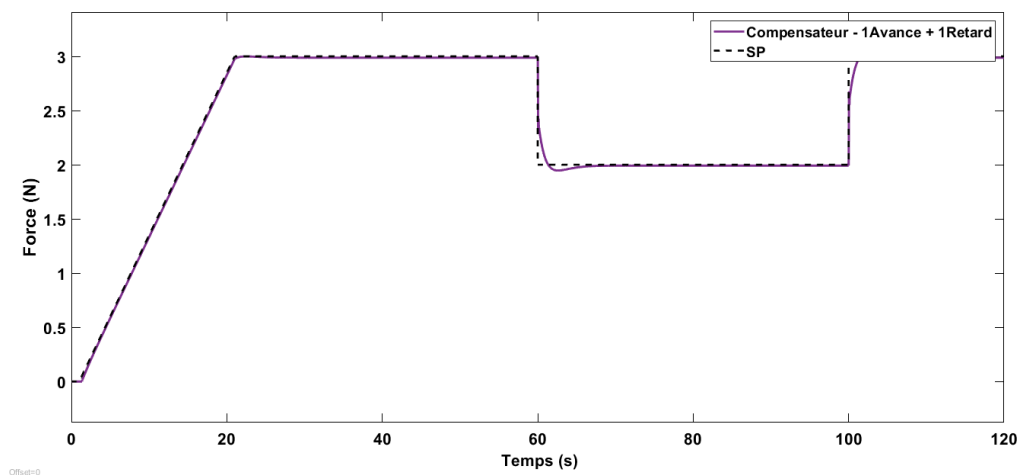


Figure 4.12 Commande des compensateurs : un retard plus une avance de phase.

Avec un compensateur combinant trois termes d'avance et un terme de retard, comme illustré dans la Figure 4.13, la réponse montre une montée rapide vers la consigne. Lors

du changement de consigne, le compensateur réagit avec une perturbation, mais converge rapidement et efficacement vers la nouvelle consigne.

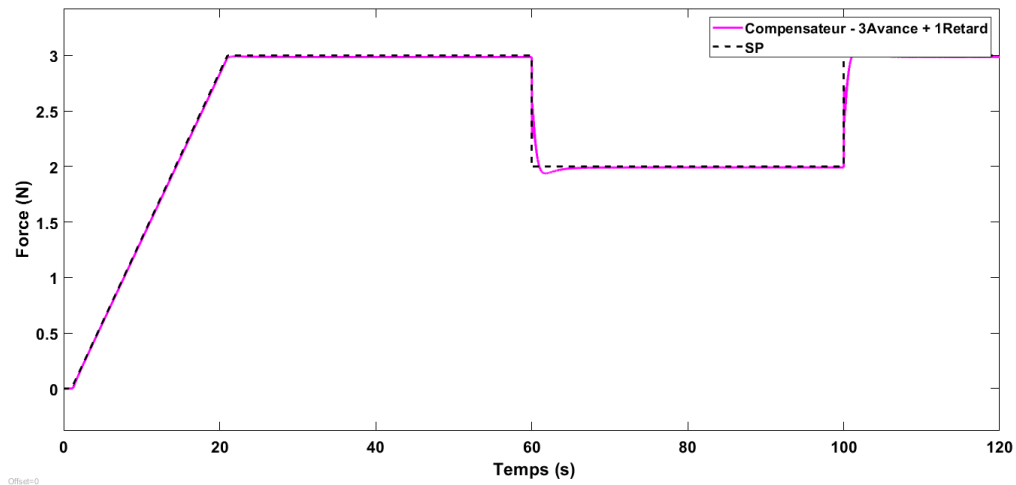


Figure 4.13 Commande des compensateurs : un retard plus trois avances de phase.

Après avoir exécuté la simulation de notre système, les résultats obtenus permettent d'analyser la performance du contrôle de la force.

4.4 Analyse de performance

Nous avons tracé et analysé des courbes pour chaque contrôleur. Ainsi, nous avons remarqué des différences pour chaque méthode de contrôle. Dans ce cas, l'analyse de performance nous permettra de faire des études comparatives. Les courbes de la Figure 4.14 présentent une comparaison de la réponse à une variation de consigne pour les différentes méthodes de contrôle (P, PI, PID, compensateur SISO de MATLAB, compensateur d'une avance de phase et d'un retard de phase et compensateur de trois avances et d'un retard de phase). Les caractéristiques dynamiques et statiques pour chaque méthode de contrôle sont présentées dans le Tableau 4-6.

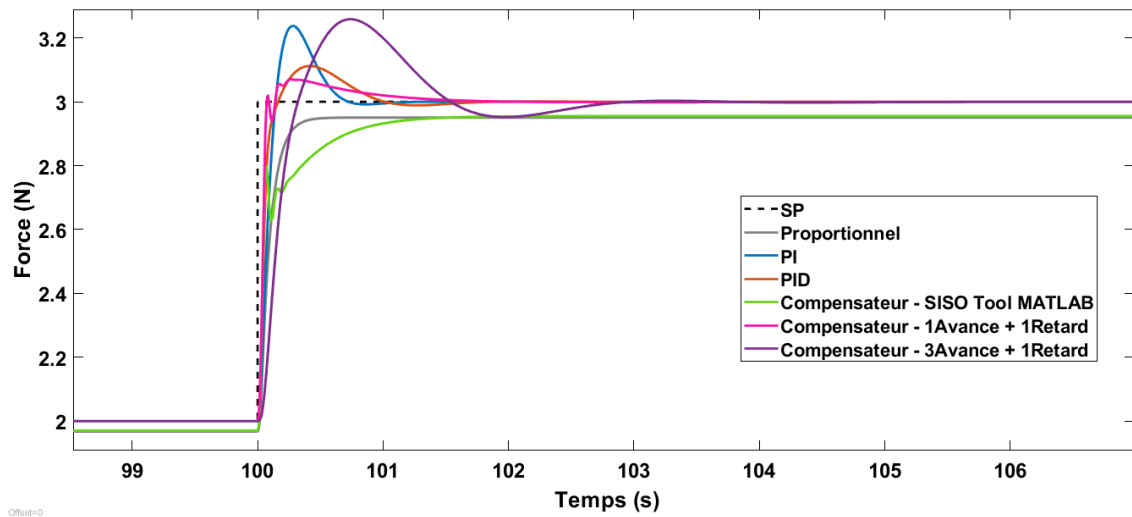


Figure 4.14 Comparaison des réponses à une variation de consigne.

Méthodes	Dépassement en %	Temps de stabilisation à 5 %	Erreur stationnaire
P	0 %	0.612 s	0.13 N
PI	23.8 %	0.565 s	0 N
PID	11.2 %	0.751 s	0 N
SISO-TOOL	0 %	1.498 s	0.08 N
1 avance + 1 retard	7.1 %	0.548 s	0 N
3 avance + 1 retard	25.8 %	1.362 s	0 N

Tableau 4-6 Comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques des méthodes de contrôle.

Les trois indices suivants permettent de comparer les performances des contrôleurs et des règles d'ajustement étudiées dans ce travail [73] [74]. L'intégrale de l'erreur quadratique (ISE), qui est définie par :

$$ISE = \int_{t_0}^{t_f} e^2(t) dt \quad (4.26)$$

Des informations fournies sur les caractéristiques d'amortissement (suramorti ou

sous-amorti) de la réponse en boucle fermée avec l'erreur $e(t)$ sont définies par :

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (4.27)$$

Avec $r(t) = SP$ (consigne), qui est la valeur souhaitée de la variable de sortie, et $y(t)$ qui est la valeur mesurée réelle de la variable de sortie.

L'intégrale de l'erreur absolue (IAE) peut être définie comme :

$$IAE = \int_{t_0}^{t_f} |e(t)| dt \quad (4.28)$$

L'indice IAE donne des informations sur la vitesse de stabilisation (temps d'établissement) et l'erreur à l'état stationnaire.

L'indice d'énergie de contrôle (I) peut être défini en utilisant :

$$I = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} u^2(t) dt \quad (4.29)$$

L'indice I mesure la consommation d'énergie du système de contrôle. L'analyse couvre ainsi le comportement de l'erreur (pourcentage de dépassement et temps de stabilisation) et l'effort de commande. Le Tableau 4-7 présente les résultats des indices de performance pour les méthodes de contrôle étudiées.

Méthodes	ISE	IAE	I
P	19.75	46.34	9.87
PI	22.83	49.46	11.42
PID	28.61	50.03	14.3
Compensateur SISO-TOOL	35.35	49.47	17.68
Compensateur 1 avance + 1 retard	40.17	51.2	20.09
Compensateur 3 avances + 1 retard	22.35	49.4	11.17

Tableau 4-7 Comparaison de l'indice de performance des différentes méthodes.

4.5 Conclusion

Les simulations réalisées ont mis en évidence la performance des méthodes de contrôle de force étudiées. Les résultats indiquent que le correcteur proportionnel-intégral (PI) semble être le meilleur choix pour un bon compromis entre stabilité, rapidité et complexité d'implémentation. Dans ce cas, le PI reste une option adaptée pour la commande de force sous conditions idéales du point de vue de la mesure, des caractéristiques du système et des perturbations externes. Les méthodes sont fiables et améliorent la réactivité du système et ajustent les réponses dynamiques comme la rapidité de réponse et les oscillations. Après avoir testé différentes méthodes de contrôleur, c'est finalement le contrôleur proportionnel-intégral (PI) qui s'est distingué par sa capacité à offrir une réponse stable et rapide, sans surcomplexifier la mise en œuvre.

Nous allons implémenter et évaluer le contrôle de force avec le correcteur PI par des tests expérimentaux.

Chapitre 5 - Validation expérimentale

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la phase de validation expérimentale réalisée sur une balle en mousse pour simuler la pression agricole, ou même détecter une variation de résistance. Nous avons un système d'actionneur mécatronique en boucle fermée, commandé par un contrôleur proportionnel-intégral (PI), sous Simulink via Arduino Méga 2560, afin de confirmer la validité du modèle de contrôle élaboré et validé précédemment par simulation. L'objectif de cette partie est de vérifier la capacité du contrôleur PI à réguler la force appliquée par la pince en fonction des variations de consigne. Nous vérifions également la stabilité du système autour du point de contact et l'adaptation du système aux différents essais.

5.2 Description de la maquette

La Figure 5.1 illustre la maquette expérimentale conçue pour valider à la fois le modèle et les méthodes de commande du système. Elle comprend trois parties principales : un système de transmission de puissance, un dispositif de commande associé aux capteurs et une plateforme de contrôle.

La maquette repose sur un mécanisme qui transforme la rotation du moteur en un mouvement linéaire précis, grâce à une vis à billes guidée. Des capteurs assurent la surveillance du système en boucle fermée et l'ensemble est piloté par un microcontrôleur programmé sous Matlab/Simulink, permettant de tester le contrôleur PI en conditions réelles.

Ce système a été conçu dans le but d'assurer un contrôle précis de la force appliquée lors des opérations de préhension.

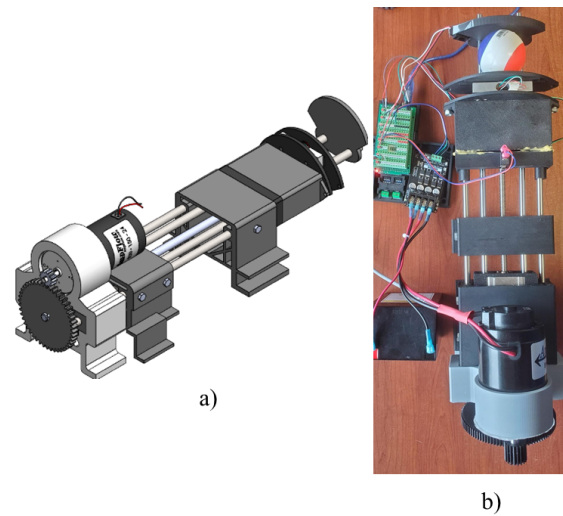


Figure 5.1 a) Conception 3D du système et b) réalisation du système.

L'analyse des caractéristiques de la puissance de la pince, de la vitesse du déplacement, du couple de sortie et du rendement nous permet de choisir les composants suivants :

- Un moteur de type AmpFlow (E30 - 150 - 24), caractérisé par une haute vitesse à vide et un couple élevé, constitue un élément clé du système. Ces caractéristiques sont essentielles pour contrôler le système avec de la précision et de l'efficacité [75].
- Un capteur de force HX711 permet d'obtenir l'information de force appliquée sur l'objet saisi [76].
- Un Arduino Mega 2560 Rev3 qui représente une solution flexible et accessible pour le développement de projets électroniques [77]. Le choix de ce type de processeur nous permet de connecter et d'intégrer facilement les composants en permettant une validation rapide des concepts.
- Un capteur de proximité infrarouge GP2Y0A51SK0F pour détecter une distance de 2 à 15 cm avec un câble de 20,3 cm permet de mesurer la distance et d'avoir une intégration facile pour des interfaces interactives dans des projets avec Arduino ou d'autres microcontrôleurs.
- MATLAB est utilisé comme plateforme logicielle pour surveiller et d'ajuster de manière

interactive les algorithmes développés dans Simulink pendant leur exécution sur la carte Arduino.

- Un drive moteur DC 20A (6V - 30V) joue le rôle d'interface entre la carte Arduino Mega 2560 Rev3 et le moteur AmpFlow (E30 - 150 - 24), en amplifiant les signaux de commande pour piloter des charges de forte puissance.

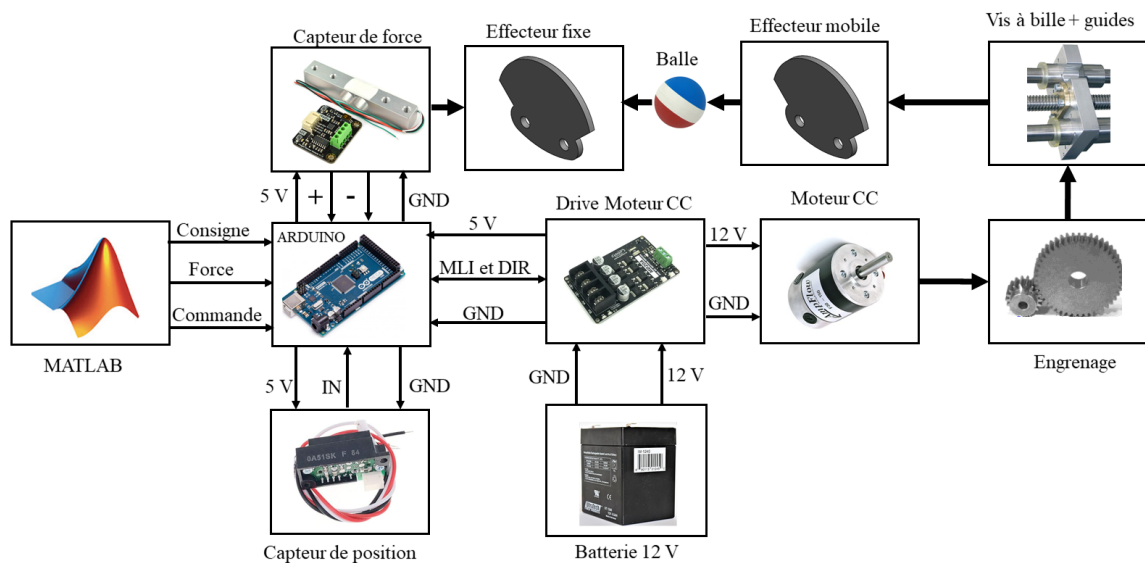


Figure 5.2 Les composants du système.

5.3 Fonctionnement général

5.3.1 Fonctionnement du système

Le fonctionnement du système repose sur une batterie alimentant un drive (convertisseur dc-dc), qui régule le moteur. Ce dernier transmet son mouvement à un système d'engrenage. Ce système entraîne ensuite la rotation de la vis, générant un déplacement de l'effecteur grâce à des guides linéaires. Un capteur de force intégré mesure l'effort sur l'objet, permettant un ajustement en temps réel du contrôle moteur. Enfin, l'effecteur réalise l'action souhaitée en fonction des données recueillies.

Le diagramme de la Figure 5.3 montre la boucle complète du système de contrôle de force avec commande de moteur, transformation de mouvement, application de la force, mesure de force et acquisition et traitement du signal avant rétroaction.

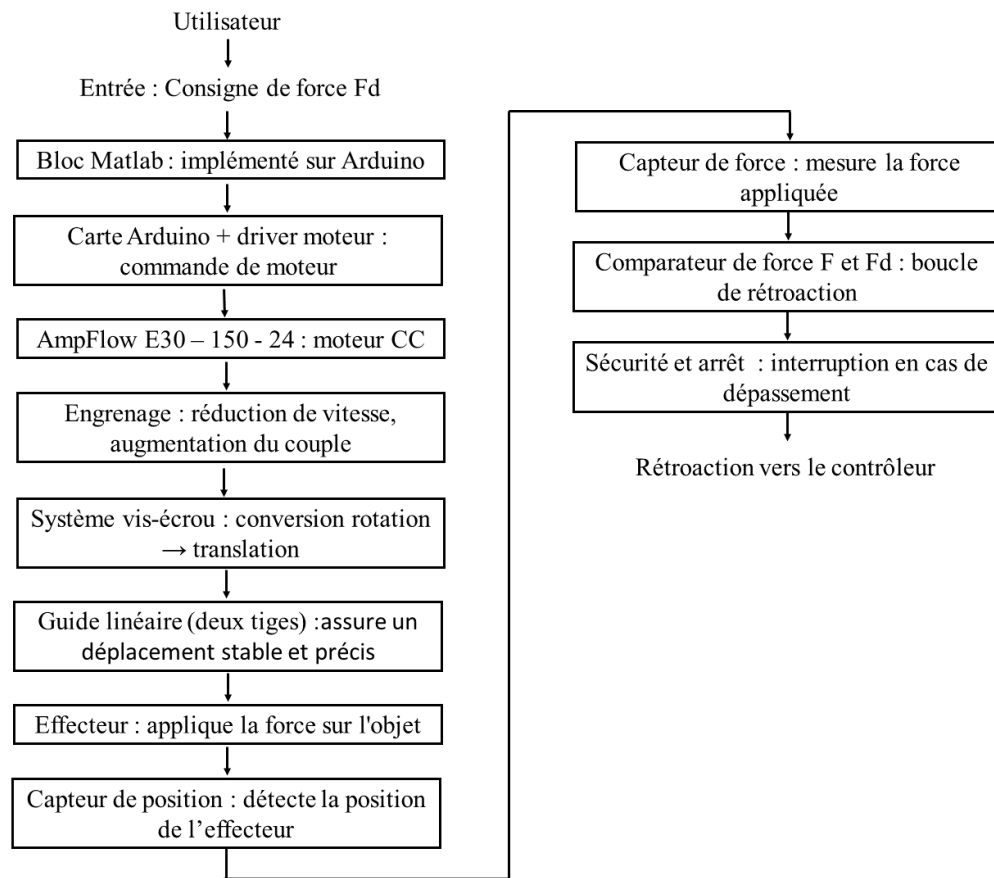


Figure 5.3 Les étapes du système.

5.3.2 Fonctionnement de la partie commande

La commande de l'actionneur est assurée par un contrôleur PI implémenté dans Simulink, qui régule la force appliquée par le moteur en fonction des mesures reçues. Les grandeurs physiques nécessaires à cette régulation sont acquises par deux capteurs : HX711 I2C (lecture de la force) et GP2Y0A51SK0F (lecture de position). La Figure 5.4

montre l'acquisition des mesures (force, position) sur la carte Arduino.

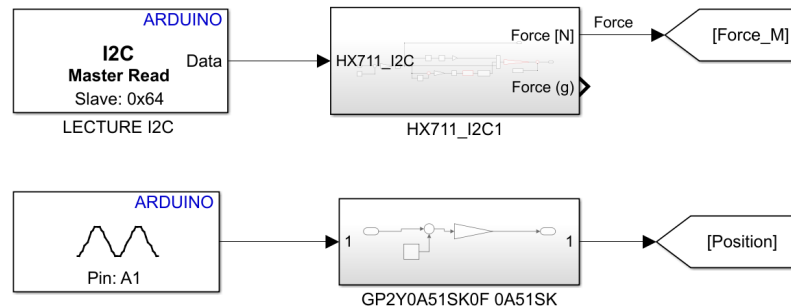


Figure 5.4 Acquisition des mesures.

Le moteur est commandé par un signal MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) implémenté par l'Arduino. Ce signal est généré à partir de la commande PI envoyée depuis Simulink. Le signal MLI permet de faire varier la tension moyenne appliquée au moteur en modifiant le rapport cyclique. Cette variation contrôle la vitesse de rotation et le couple moteur. Pour mieux expliquer l'architecture de commande, la Figure 5.5 présente le modèle Simulink utilisé pour piloter le système.

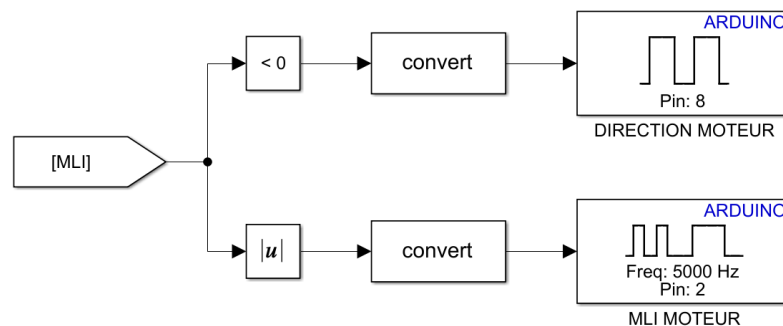


Figure 5.5 Commande du moteur via MLI.

Lors de la simulation, le temps de simulation Tsim doit être géré correctement afin de pouvoir générer les séquences de fonctionnement et les variations de consigne. En mode déployé sur l'Arduino, le modèle s'exécute en continu. La valeur maximale de Tsim est fixée pour analyser le comportement du système sur une durée donnée. Ceci facilite la comparaison des résultats pour différentes méthodes de contrôle ou différents ajustements.

La Figure 5.6 illustre le diagramme de Simulink employé pour le contrôle du temps de simulation (Tsim). Dans le diagramme, Ts est la période d'échantillonnage du modèle, et la simulation s'arrête automatiquement à $T_{sim} > 103$ s.

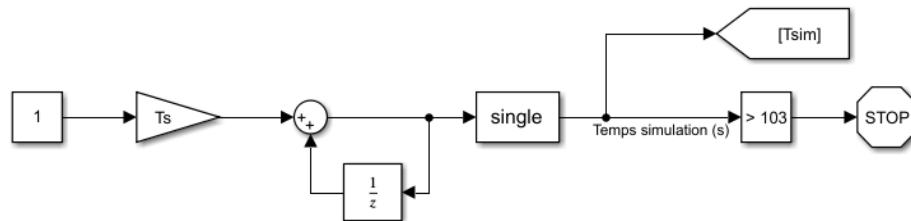


Figure 5.6 Gestion de temps de simulation.

Afin d'illustrer le fonctionnement de l'acquisition des mesures, de la commande du moteur via MLI et de la gestion du temps de simulation. Nous présentons la séquence du fonctionnement de la commande, nous pouvons voir la Figure 5.7, qui représente l'évaluation du mode de fonctionnement (partie haute de la figure) et la génération de la consigne selon le temps Tsim et le mode (partie basse de la figure).

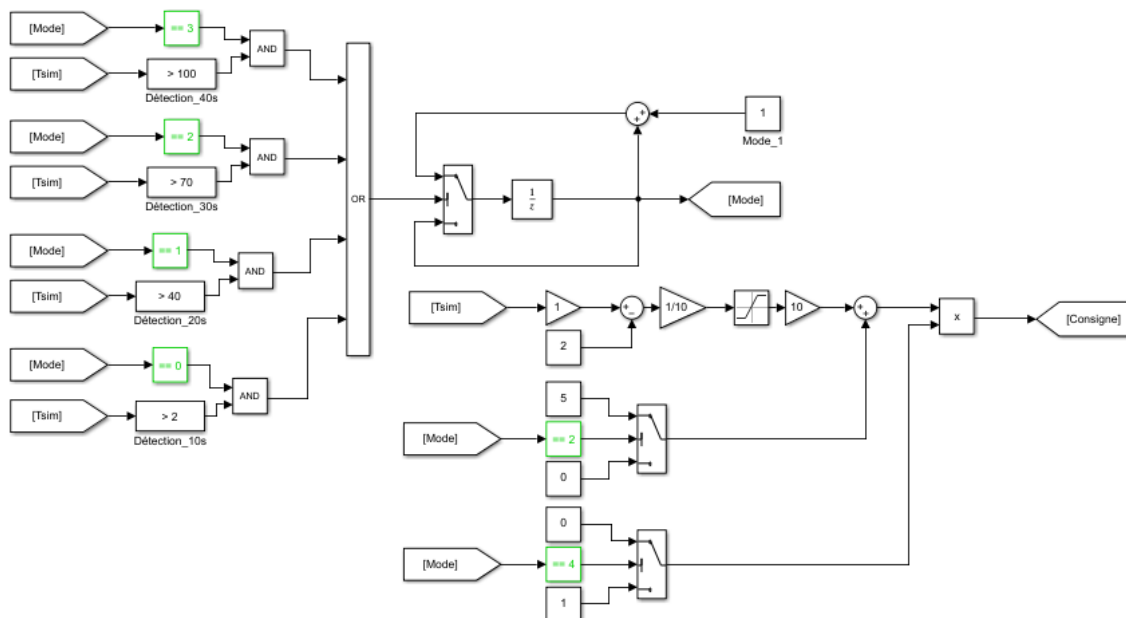


Figure 5.7 Évaluation du mode de fonctionnement et la génération de la consigne selon le temps Tsim et le mode.

Le système évolue à travers différents modes en fonction du temps de simulation T_{sim} .

La logique de transition entre les modes est résumée dans le tableau 5.1 :

Conditions	Action
Mode = 0 et $T_{sim} > 2$	passage en mode 1 (après 2s)
Mode = 1 et $T_{sim} > 40$	passage en mode 2 (après 40s)
Mode = 2 et $T_{sim} > 70$	passage en mode 3 (après 70s)
Mode = 3 et $T_{sim} > 100$	passage en mode 4 (après 100s)

Tableau 5-1 Changement automatique des modes selon le temps simulé.

Le mode évolue automatiquement avec le temps en démarrant par 0 et finissant par 4. La consigne varie (à valeurs constantes ou en rampe) selon des modes spécifiques et le temps de simulation, comme montré dans la Figure 5.7. Chaque mode détermine le comportement du système dans la phase correspondante. La Figure 5.8 représente la séquence des transitions de mode en fonction du temps, ainsi que les consignes associées à chaque phase.

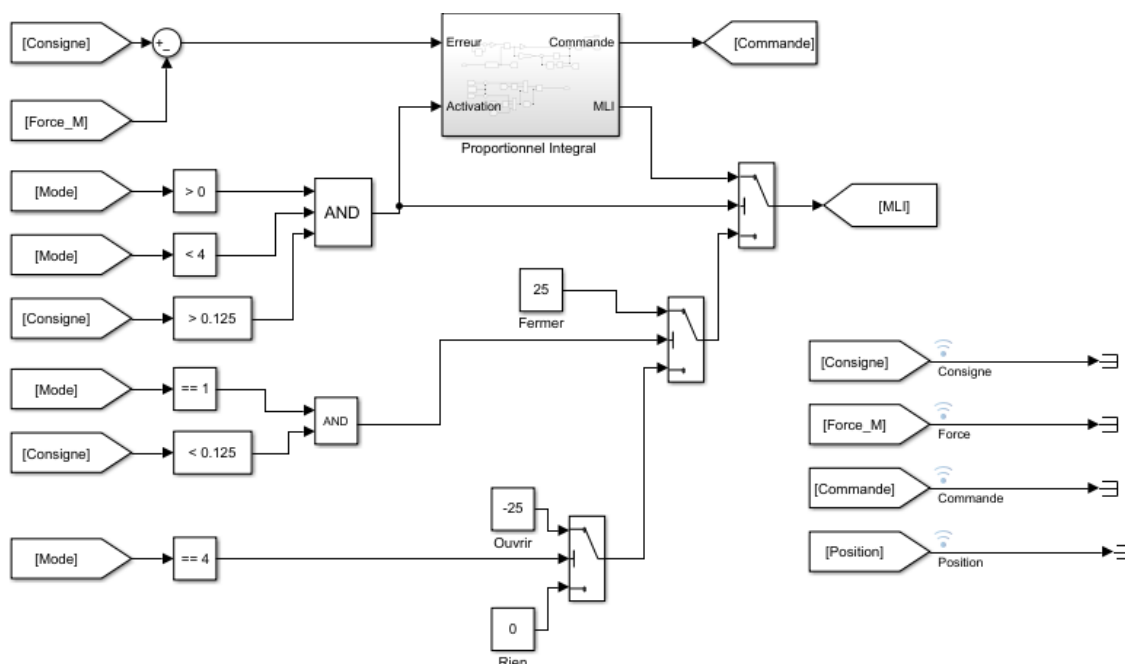


Figure 5.8 Boucle de contrôle.

Le fonctionnement de la boucle de contrôle est représenté comme suit :

- Mode 0 (inactif) : quelle que soit la consigne, le système n'active aucune commande et $MLI = 0$; le moteur reste à l'arrêt.
- Mode 1 (recherche du contact) : la consigne est minimale < 0.125 ; le système considère qu'il n'y a pas encore de contact avec la balle, il applique une commande fixe $MLI = 25$, le moteur avance pour toucher la balle et, une fois le contact détecté, le système bascule automatiquement vers la régulation PI. Dans ce cas, le système commence la régulation automatique avec le contrôleur PI en calculant l'erreur entre la consigne et la force mesurée, et la sortie du PI est transmise en MLI pour compresser jusqu'à atteindre la force cible.
- Mode 2 (compression contrôlée) : la consigne > 0.125 ; le système est en phase de compression active, la régulation PI est activée pour atteindre précisément la force de consigne.
- Mode 3 (maintien de force) : la consigne > 0.125 : même comportement que le mode 2 (régulation PI active) et utile pour stabiliser une force durant une période prolongée.
- Mode 4 (recul) : le système ignore la consigne de force et une commande fixe est appliquée $MLI = -25$, le moteur tourne en sens inverse (ouverture rapide).

5.4 Résultats et discussion

Afin de valider le bon fonctionnement du système de force pour une application en agriculture de précision, une balle a été utilisée comme objet de test. Ce choix s'explique par la volonté de reproduire un comportement mécanique similaire à celui d'un fruit, tout en garantissant une répétabilité des essais et une protection du capteur de force, ce qui facilite l'observation et l'analyse des résultats.

Nous présentons les résultats expérimentaux, en tenant compte du type de réponse, des

paramètres du correcteur PI, des paramètres du système, de la comparaison simulation et expérimentale, et du comportement de la force et de la commande.

5.4.1 Caractéristique du système

La présente sous-section décrit les caractéristiques du système expérimental, notamment les paramètres du système, les paramètres du contrôleur et les propriétés mécaniques de la balle. Le système est composé de plusieurs éléments, par exemple :

- Balle test : diamètre 6 cm, masse 30 g, matière souple (mousse), comportement proche d'un fruit.
- Capteur de force : HX711 avec cellule de 1 kg, précision adaptée aux faibles charges.
- Capteur de position : infrarouge GP2Y0A51SK0F, portée 2 à 15 cm.
- Moteur AmpFlow E30-150-24, alimenté en 12 V via un driver de 20 A.
- Commande : Arduino Mega 2560, avec interface Simulink/Matlab pour la génération du signal MLI.

Le Tableau 5.2 représente les paramètres du système, et le Tableau 5-3 représente les paramètres du contrôleur des différentes méthodes et les figures concernées.

Paramètres du système	Valeurs
Pas de la vis (m/rad) b	0.0007
Coefficient de frottement visqueux (Nm·s/rad) B	0.00014
Inertie du système (kg·m ²) J	0.0003875
Constante de proportionnalité force-déplacement N/m k	1269
Constante de couple du moteur k_m	0.0403
Constante de force contre-électromotrice (V·s/rad) k_b	0.0403
Inductance du moteur (H) L	0.00005
Masse du rotor (kg) M	0.250
Rapport de réduction r	0.1883
Résistance du moteur (Ohm) R	0.190
Rayon équivalent rotor moteur (m) r_m	0.0394

Tableau 5-2 Paramètres du système.

Méthode	kc	ti	Figures concernées
Ajustement manuel	2.5	0.5	Figure 5.11
Ziegler-Nichols 1	0.488	1.4345	Figure 5.12
Ziegler-Nichols 3	0.3746	0.2182	Figure 5.13

Tableau 5-3 Paramètres du contrôleur.

Pour mieux comprendre le comportement de la balle lors du contact, une phase de caractérisation a été menée. En appliquant différentes forces et en mesurant la déformation correspondante, il a été possible d'estimer sa raideur à l'aide d'un modèle simple de type $F = kx$. Cette modélisation permet de simuler le comportement de la balle et de valider les performances du contrôleur PI avant l'expérimentation réelle.

La Figure 5.9 présente l'évolution temporelle de la force appliquée ainsi que de la position. Nous observons la réponse dynamique lors du contact avec la balle. La courbe de la force appliquée (en N), mesurée à l'aide du capteur, montre que la force évolue en fonction du temps. Simultanément, la courbe de position (en mm) reflète le déplacement de la vis généré par le moteur DC via le pilote MLI.

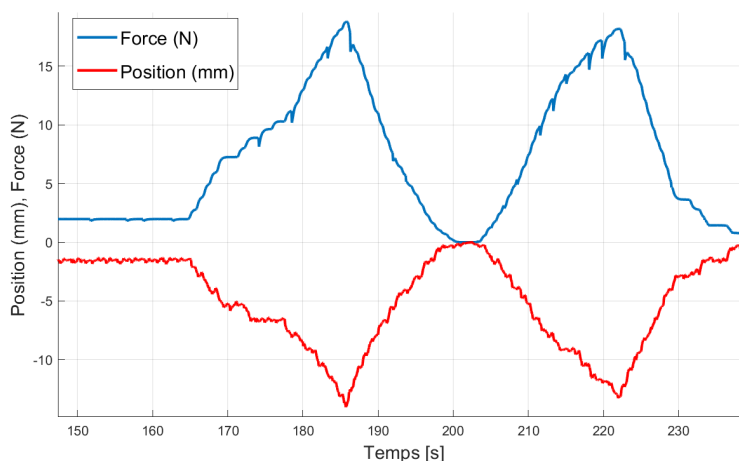


Figure 5.9 Évolution de la force appliquée et de la position correspondante dans le temps.

L'évolution synchronisée des deux grandeurs (la force et la position) montre que le système parvient à maintenir une force stable tout en adaptant la position, permettant ainsi

de déterminer la constante d'élasticité.

La Figure 5.10 présente l'évolution de la constante d'élasticité. Cette constante traduit la rigidité de l'objet comprimé. Dans notre cas, la balle utilisée permet d'émuler le comportement élastique d'un fruit comme dans un contexte d'agriculture de précision. L'approximation linéaire obtenue par ce test expérimental sert à modéliser le comportement de la balle. À partir de cette modélisation, il est possible de définir les variations de consigne de force à appliquer, tout en tenant compte de la déformation de la balle.

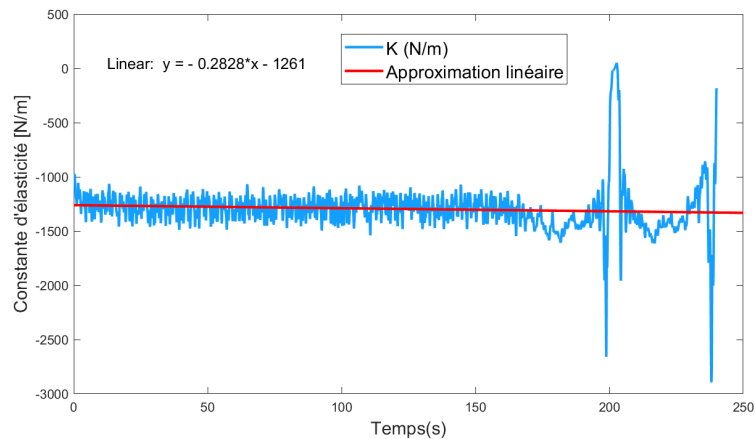


Figure 5.10 Constante d'élasticité.

5.4.2 Résultats expérimentaux

Dans le but de vérifier l'efficacité du système de commande, des tests expérimentaux de contrôle de force ont été réalisés. Les résultats présentés dans les figures suivantes montrent l'évolution de la force appliquée en fonction du temps, ainsi que la réponse du système à différentes consignes.

Pour évaluer le bon fonctionnement du système de commande, nous avons testé trois réglages différents du contrôleur PI, dont les paramètres sont résumés dans le Tableau 5.3. Une consigne identique pour tous les essais a été conçue pour simuler différents types de

contacts et permettre de comparer les réponses du système.

Comme l'illustre la Figure 5.11 (a), la force du système pour une consigne donnée, en comparant les résultats avec la simulation pour plusieurs essais. Le correcteur PI est réglé manuellement avec un temps d'intégration $t_i = 0.5$ s et un gain proportionnel $k_c = 2.5$.

Les courbes de simulation montrent des différences (certaines sont proches de la simulation, tandis que d'autres présentent plus d'oscillations ou un retard). Nous remarquons que la simulation suit bien la consigne avec un léger dépassement.

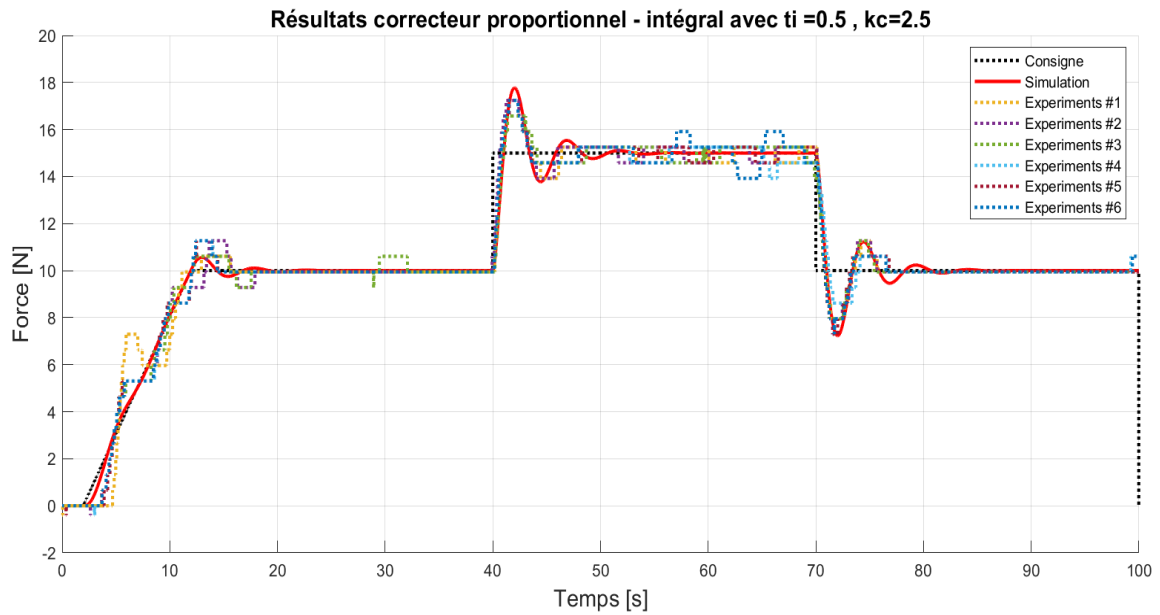
Le résultat de la Figure 5.11 (a) prouve que la performance du régulateur est acceptable, mais sensible aux variations réelles du système.

La Figure 5.11 (b) présente l'évolution du signal de commande (en %) appliqué au moteur. Nous remarquons que la commande simulée est plus lisse que les signaux, ce qui peut être attribué aux non-linéarités du système réel et aux limitations de saturation.

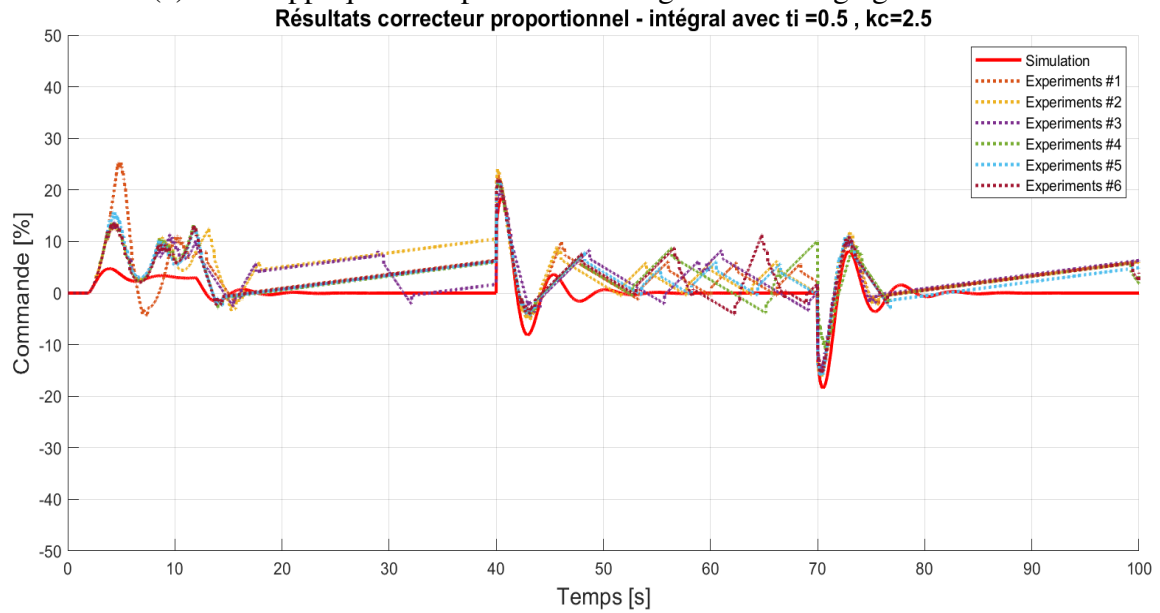
Nous pouvons analyser la Figure 5.11 (b) comme suit :

- Le signal de commande simulé reste entre - 20% et 25% avec un pic initial.
- En expérimentation, certaines réponses dépassent - 40% et 40%, indiquant des réponses plus agressives du moteur ou des retards d'actionnement.

Les résultats de la Figure 5.11 offrent une réponse cohérente avec la consigne. La simulation reste fidèle, mais les essais réels révèlent quelques écarts dus aux imperfections du système. Globalement, le comportement est satisfaisant, bien qu'un peu sensible aux perturbations.



(a) Force appliquée comparée à la consigne avec le réglage manuel.



(b) Signal de commande envoyé au moteur (en %) avec le réglage manuel.

Figure 5.11 Réponse du système avec le réglage manuel du correcteur PI ($t_i = 0.5$, $k_c = 2.5$).

Après avoir analysé le comportement du système avec un réglage manuel, nous présentons ici les résultats obtenus avec un correcteur PI réglé selon la méthode de Ziegler-Nichols, afin d'évaluer ses performances en comparaison.

La Figure 5.12 (a) montre la réponse du système avec un correcteur PI dont les paramètres ont été calculés selon la méthode de Ziegler-Nichols ($t_i = 1.4345$ et $k_c = 0.488$). Nous constatons que :

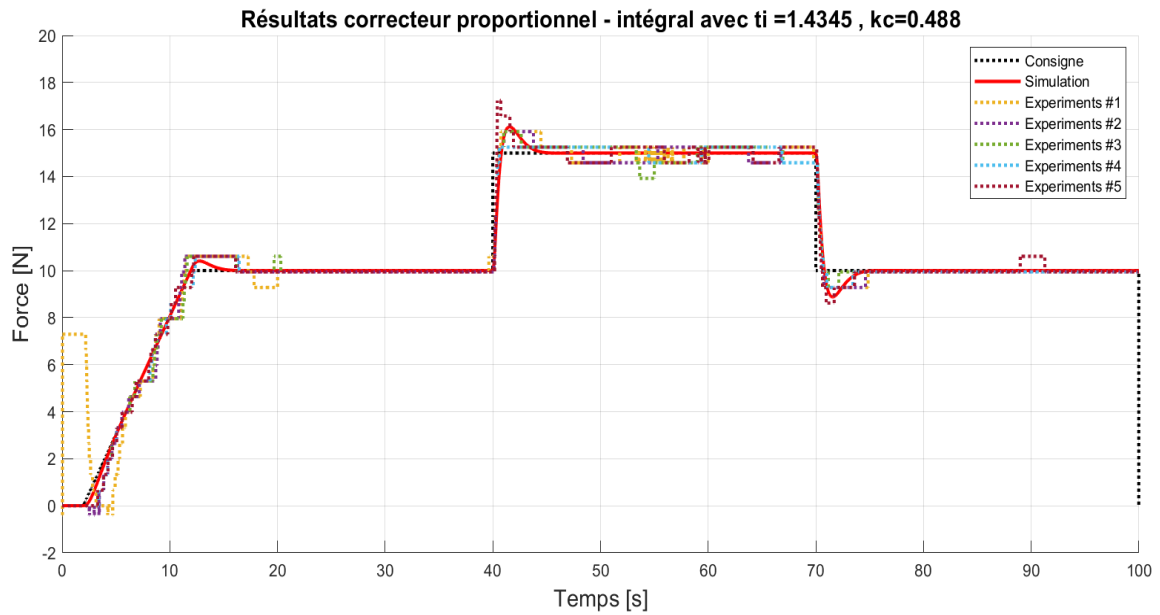
- La simulation suit la consigne avec retard, mais reste cohérente.
- Les forces expérimentales montent plus lentement que l'ajustement manuel.
- La réponse obtenue avec l'ajustement manuel est plus amortie, avec une meilleure stabilité, mais au prix d'un temps de réponse plus long.

Nous interprétons que ce réglage Ziegler-Nichols 1 donne une réponse plus conservatrice, mais lente. Adaptée à des applications où l'on cherche à éviter des dépassements.

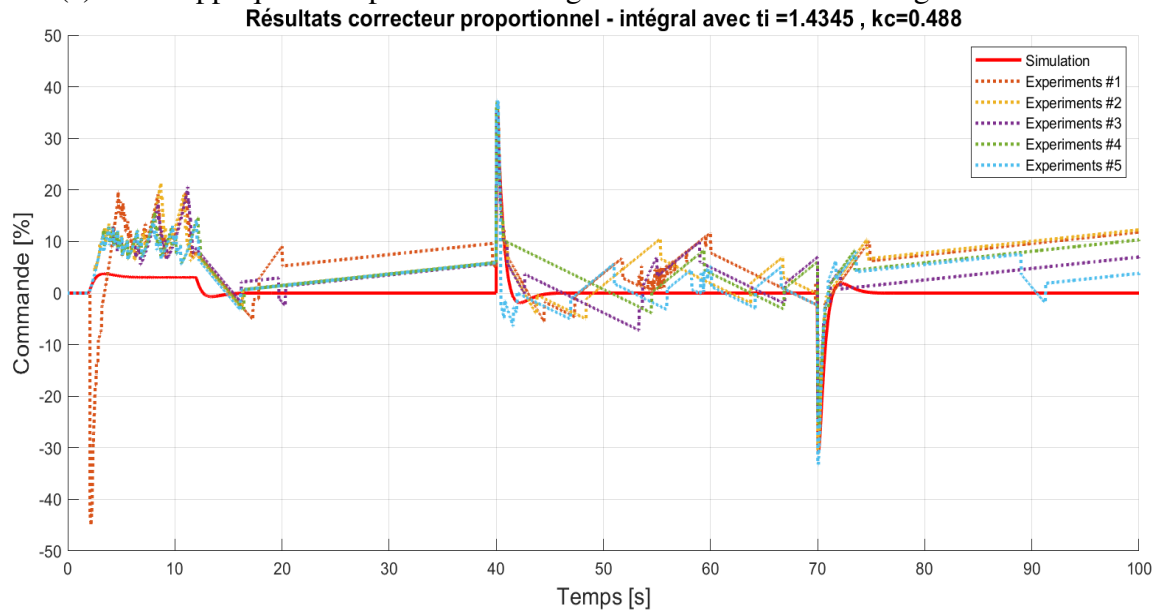
La Figure 5.12 (b) présente les signaux de commande associés. Le comportement du signal simulé est relativement fidèle aux mesures expérimentales, bien que certaines oscillations soient visibles dans les essais.

Le résultat de la Figure 5.12 (b) indique que la commande reste globalement dans une plage acceptable, mais l'amplitude des oscillations dans certaines expériences suggère une sensibilité au bruit ou à des variations non modélisées (frottement ou perturbation externe).

L'analyse de la Figure 5.12 montre que ce premier réglage basé sur la méthode de Ziegler-Nichols donne une réponse plutôt prudente : le système suit la consigne de façon cohérente, mais avec un certain retard. Par rapport à l'ajustement manuel, la montée en force est plus lente, mais plus stable. La commande reste globalement dans des limites raisonnables, même si l'on observe quelques oscillations dues aux imperfections du système réel.



(a) Force appliquée comparée à la consigne avec la méthode de Ziegler-Nichols 1.



(b) Signal de commande en pourcentage avec le réglage Ziegler-Nichols 1.

Figure 5.12 Réponse du système avec le réglage Ziegler-Nichols 1 du correcteur PI ($t_i = 1.4345$, $k_c = 0.488$).

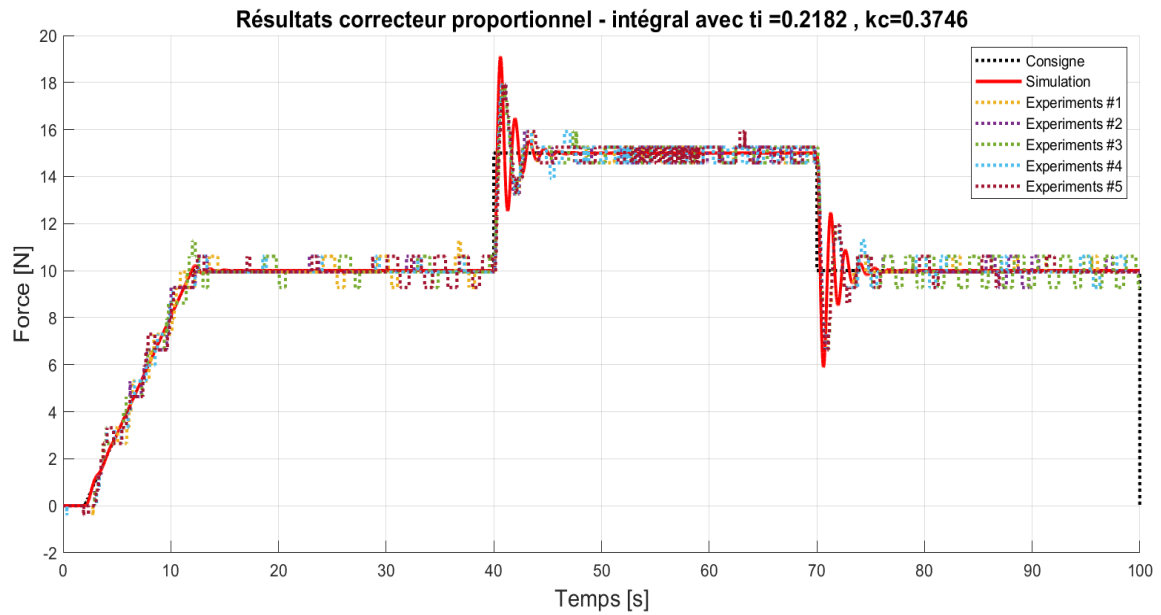
Dans un dernier temps, nous avons appliqué un troisième réglage toujours issu de la méthode de Ziegler-Nichols. L'idée était de voir comment le système réagit quand on cherche à accélérer sa réponse. Les résultats sont présentés dans la Figure 5.13.

La Figure 5.13 (a) représente la réponse du système pour un autre réglage issu de la méthode de Ziegler-Nichols avec $t_i = 0.2182$ et $k_c = 0.3746$. Ce réglage donne une réponse plus rapide, mais également plus oscillatoire, suggérant une dynamique plus agressive mais moins robuste.

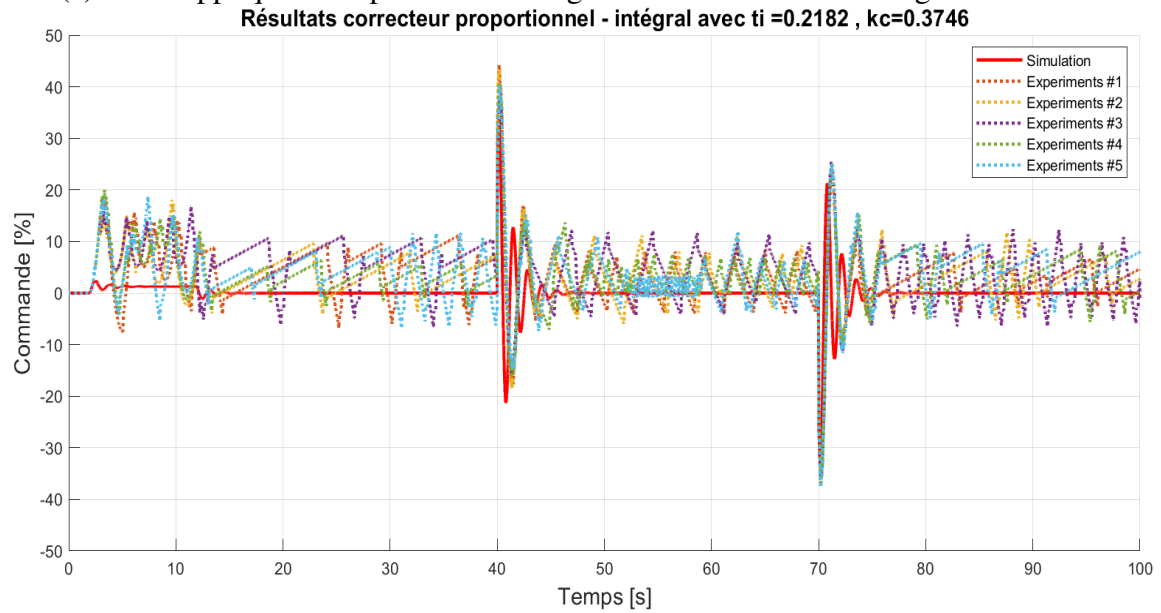
Nous observons également une montée plus rapide de la force vers la consigne, notamment au début de chaque changement de consigne. Cependant, cette rapidité s'accompagne de fortes oscillations, surtout dans la phase de stabilisation. On note également une plus grande dispersion entre les essais expérimentaux, ce qui indique un comportement moins prévisible et plus sensible aux perturbations externes (bruit, frottement ou jeux mécaniques).

Du côté de la commande, la Figure 5.13 (b) montre les limites d'agressivité excessive dans les paramètres du correcteur PI. Pour une meilleure correspondance avec l'échelle des mesures. L'écart important observé entre simulation et réalité met en évidence les limites du modèle utilisé ou la nécessité de recalibrage du gain effectif.

Au final, ce réglage de méthode de Ziegler-Nichols 2 avec $t_i = 0.2182$ et $k_c = 0.3746$ permet au système de réagir plus vite, mais cette rapidité se fait au détriment de la stabilité. Les oscillations marquées, aussi bien dans la commande que dans la réponse, montrent que le système devient plus sensible au bruit, aux perturbations et aux imperfections du modèle. Le résultat de la Figure 5.13 montre que le réglage apporte une réponse rapide, mais souffre d'un manque évident de robustesse. Ce type d'ajustement pourrait convenir à des cas très dynamiques, mais il reste peu recommandé pour des applications où la stabilité, la répétabilité et la précision sont primordiales.



(a) Force appliquée comparée à la consigne avec la méthode de Ziegler-Nichols 2.



(b) Signal de commande en pourcentage avec le réglage Ziegler-Nichols 2.

Figure 5.13 Réponse du système avec le réglage Ziegler-Nichols 2 du correcteur PI ($t_i = 0.2182$, $k_c = 0.3746$).

Afin d'évaluer la performance des différents réglages du correcteur PI, deux types d'analyses ont été menées :

- Une analyse quantitative, à travers trois indices de performance, qui mesurent respectivement la précision, la régularité et le compromis temporel de la réponse.
- Une analyse basée sur les critères de mesure visuellement observables comme le temps de réponse, le dépassement et l'erreur statique.

Les résultats des performances dynamiques et statiques des différentes méthodes de réglage sont présentés dans le tableau 5-4. Le tableau 5-5 présente les indices de performance (ISE, IAE et I) pour chaque cas.

Méthode	Temps de réponse	Dépassement	Erreur statique moyenne
Ajustement manuel	0.5 s	10 %	0.075 N
Ziegler-Nichols 1	1.5 s	5 %	0.15 N
Ziegler-Nichols 2	0.4 s	20 %	0.074 N

Tableau 5-4 Comparaison de l'indice de performance statique des différentes méthodes.

Méthodes	ISE	IAE	I
Ajustement manuel	18.5	27.3	21.6
Ziegler-Nichols 1	14.2	35.8	52.7
Ziegler-Nichols 2	31.4	30.1	44.5

Tableau 5-5 Comparaison de l'indice de performance dynamique des différentes méthodes.

Commentaire croisé des résultats :

- Le réglage manuel offre un équilibre intéressant : il combine un bon temps de réponse (0,5 seconde), une erreur cumulée faible (ISE = 18,5) et une performance satisfaisante. (I = 21,6). Cela se reflète dans une réponse globalement fluide et précise.
- Le réglage Ziegler-Nichols 1 est plus stable (faible dépassement) mais lent (1.5 secondes). Cela pénalise l'indicateur associé à la dépense d'énergie I (52,7), malgré une bonne minimisation de l'ISE (14.2), car l'erreur persiste plus longtemps.

- Le réglage Ziegler-Nichols 2 est très rapide (0.4 s), mais génère un dépassement élevé (20 %), ce qui augmente significativement l'ISE (31.4). Il convient pour les systèmes où la rapidité est prioritaire, mais pas là où la stabilité prime.

En conclusion, l'ajustement 1 (ajustement manuel) donne une bonne consigne avec une bonne correspondance simulation/réel, mais une stabilité légèrement critique et une commande un peu élevée. L'ajustement 2 (Ziegler-Nichols 1) est très stable avec une commande modérée, mais trop lent, tandis que l'ajustement 3 (Ziegler-Nichols) est rapide mais trop agressif et légèrement instable. Nous devons souligner aussi que pour ce cas spécifique, la simulation présente une réponse plus rapide que celle obtenue par voie expérimentale. Ceci peut être dû aux phénomènes non modélisés qui peuvent ajouter des pôles de basse fréquence, mais qui sont présents dans le système réel dans les différentes phases de conversion.

5.5 Conclusion

Les résultats expérimentaux et de simulation ont permis de valider l'efficacité du système de commande basé sur un contrôleur PI. Trois méthodes d'ajustement ont été testées. Malgré quelques écarts entre les simulations et les résultats des tests expérimentaux, la correspondance entre la simulation et le système réel est globalement satisfaisante.

La remarquable cohérence entre les résultats simulés et les mesures réelles, réalisée grâce à l'intégration d'un actionneur motorisé piloté en MLI, d'un capteur de force et d'un capteur de position, atteste de la pertinence de la méthodologie suivie pour la conception, la modélisation et l'implémentation de contrôleurs avec MATLAB et Arduino. Les écarts observés, notamment les pics de commande et les oscillations, restent contenus et sans conséquences dommageables sur l'objet de test, ici une balle en mousse émulant le

comportement élastique d'un fruit.

Au-delà de cette validation, notre étude ouvre plusieurs perspectives de recherche. Notamment, des travaux futurs peuvent être orientés sur la réduction des oscillations et l'amélioration de la robustesse face aux saturations et à l'utilisation de méthodes d'optimisation de l'énergie utilisée. Il s'agit dans ces travaux futurs d'affiner systématiquement les gains pour des applications spécifiques d'agriculture de précision, où la préservation et la manipulation délicate des récoltes sont essentielles.

Chapitre 6 - Conclusion

6.1 Les résultats de ce travail

Ce mémoire retrace le cheminement complet d'un projet centré sur la conception et la validation d'un système de préhension électromécanique, pensé pour appliquer et contrôler une force de manière précise. Ce système, inspiré des besoins concrets de l'agriculture de précision, vise à manipuler des objets délicats tout en assurant un contrôle fiable et reproductible.

L'étude débute par une exploration des travaux existants sur le contrôle de force. On y constate que, malgré la diversité des approches proposées dans la littérature, aucune méthode ne s'impose comme universelle. À partir de ce constat, une architecture mécatronique a été développée, s'appuyant sur un moteur à courant continu, un réducteur, une vis à billes, des guides linéaires et un capteur de force. Ce choix s'est imposé par sa souplesse de mise en œuvre et sa compatibilité avec des outils de prototypage comme Arduino et Simulink.

Pour anticiper le comportement du système, une modélisation complète a été menée en s'appuyant sur les lois mécaniques et électriques gouvernant chacun des composants. Cela a permis de formaliser une chaîne d'action sous forme de schéma blocs, facilitant ainsi l'étude des réponses dynamiques et la conception des commandes.

Différentes stratégies de régulation ont ensuite été testées en simulation. Parmi elles, le correcteur proportionnel-intégral (PI) s'est démarqué par sa capacité à garantir un bon équilibre entre stabilité, rapidité de réponse et simplicité d'implémentation. Ce type de commande s'est montré particulièrement pertinent dans un cadre expérimental bien maîtrisé.

Un prototype a enfin été réalisé pour valider les simulations. Trois ajustements différents du correcteur PI ont été testés. Les résultats obtenus ont montré une bonne correspondance

entre les réponses simulées et réelles, malgré quelques écarts dus à des effets physiques non modélisés. Le système s'est montré apte à appliquer une force contrôlée sur un objet mou (balle en mousse), ce qui constitue une étape importante dans la perspective d'applications agricoles concrètes.

En conclusion, ce travail constitue une base solide pour des développements futurs, notamment en matière d'optimisation automatique des réglages, de robustesse aux perturbations et d'adaptation à des environnements plus complexes et plus exigeants.

6.2 Limites

Malgré les performances et la précision de notre système, plusieurs limitations doivent être prises en compte :

- Dépendance aux paramètres mécaniques : l'efficacité du système est influencée par le jeu mécanique et le frottement dans le système vis-écrou et les guides linéaires, ensuite l'usure des composants peut avoir un effet sur la précision à long terme.
- Limites du contrôleur classique : un contrôleur classique peut mal gérer les non-linéarités du système, nécessité d'un réglage précis des gains pour éviter les oscillations ou une réponse lente et une adaptation aux charges variables peut nécessiter une commande adaptative.
- Précision des capteurs : la jauge de contrainte est sensible aux variations de température et aux dérives, et le bruit du signal peut affecter la mesure et nécessiter un filtrage.
- Sécurité et fiabilité : en cas de panne de capteur de force, le système peut devenir instable et dangereux et ensuite un retard excessif dans la boucle de contrôle peut nuire à la stabilité du système.
- Complexité d'implémentation : la synchronisation entre Arduino et Simulink peut poser des défis d'intégration et nécessiter des calibrations fréquentes pour garantir la précision.

6.3 Perspectives

Les recherches en plein essor sur les méthodes de contrôle de force avec des perspectives adéquates pour l'avenir sont axées sur :

- L'amélioration des algorithmes de cible, des estimations stochastiques basées sur l'algorithme de détection de signal et les informations d'intensité de mesures, et le développement des capteurs de force avancés lors de la manipulation des objets en tenant compte des mesures pour prévenir les dommages aux produits agricoles délicats [78].
- La transition vers l'agriculture 5.0 en intégrant du big data et de l'analytique, les réseaux de capteurs sans fil et les jumeaux numériques ainsi qu'une étude future afin de fournir un aperçu complet du secteur agricole en termes de numérisation [79].

L'évolution des méthodes de contrôle repose sur l'amélioration du contrôle, l'optimisation matérielle, l'autonomisation et l'intégration de technologies avancées. En poursuivant ces développements, le projet pourrait aboutir à un système intelligent, fiable et autonome, ajoutant une réelle valeur ajoutée à l'agriculture de précision.

6.4 Travaux futurs

Afin d'améliorer les performances et la robustesse du système de contrôle de force, plusieurs axes d'amélioration peuvent être explorés :

- Optimisation du contrôle : intégration de techniques avancées et plus robustes telles que la commande LQR, la commande adaptative ou prédictive pour mieux gérer les non-linéarités et les variations de charge [80] [81]. L'implémentation d'un observateur de Luenberger ou d'un filtre de Kalman pour estimer les états non mesurés et réduire la dépendance aux capteurs [82] [83]. Enfin, des approches issues de l'apprentissage automatique, comme les réseaux neuronaux, pourraient adapter automatiquement les paramètres de contrôle en fonction des conditions réelles [84].

- Amélioration de la précision et de la fiabilité : réduction des erreurs de mesure via l'ajout de capteurs de caméra ou de techniques de fusion de capteurs, et amélioration du filtrage des signaux au moyen de filtres passe-bas adaptatifs ou du filtre de Kalman.
- Amélioration matérielle et intégration : recours à du matériel plus performant, par exemple, le remplacement de l'Arduino par une carte FPGA pour une fréquence d'échantillonnage plus élevée, et conception d'un prototype plus compact et modulaire pour des applications agricoles variées.
- Développement d'une interface utilisateur et de communication : intégration d'une supervision à distance grâce à la communication Wi-Fi pour le suivi en temps réel via une application mobile, et création d'une interface sur Simulink ou une plateforme IoT pour une meilleure visualisation du système [85].
- Application à grande échelle et validation en conditions réelles : expérimentation du système dans des conditions réelles de récolte automatisée afin d'évaluer son efficacité sur différentes cultures et développement d'un système plus autonome et adaptable aux différentes tâches agricoles.

Références

- [1] J.-P. Damiano, “La cobotique: quand les humains et les robots collaborent,” *IESF Côte d’Azur, Société des Ingénieurs et Scientifiques de France*, pp. 1–6, 2019. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/profile/Jean-Pierre-Damiano/publication/333146017_La_cobotique_quand_les_humains_et_les_robots_collaborent/links/5cdd877192851c4eaba600bc/La-cobotique-quand-les-humains-et-les-robots-collaborent.pdf
- [2] G. S. Gupta, “Land degradation and challenges of food security,” *Rev. Eur. Stud.*, vol. 11, p. 63, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.5539/res.v11n1p63>
- [3] M. R. Islam, “Understanding population dynamics,” in *Family Planning and Sustainable Development in Bangladesh: Empowering Marginalized Communities in Asian Contexts*. Emerald Publishing Limited, 2024, pp. 7–22. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1108/978-1-83549-164-520241002>
- [4] I. Kramar, N. Marynenko, O. Mischuk, V. Bukhta, and R. Sherstiuk, “Economic dimension of digitization in rural areas,” in *19th International Scientific Conference Engineering for rural development*. Latvia University of Life Sciences and Technologies Faculty of Engineering, 2020, pp. 806–812. [Online]. Available: <http://elartu.tntu.edu.ua/handle/lib/32130>
- [5] N. Zhang, M. Wang, and N. Wang, “Precision agriculture—a worldwide overview,” *Computers and electronics in agriculture*, vol. 36, no. 2-3, pp. 113–132, 2002. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168169902000960>
- [6] E. J. Van Henten, J. Hemming, B. Van Tuijl, J. Kornet, J. Meuleman, J. Bontsema, and E. van Os, “An autonomous robot for harvesting cucumbers in greenhouses,” *Autonomous robots*, vol. 13, no. 3, pp. 241–258, 2002. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1023/A:1020568125418>
- [7] D. S. Bullock, M. Boerngen, H. Tao, B. Maxwell, J. D. Luck, L. Shiratsuchi, L. Puntel, and N. F. Martin, “The data-intensive farm management project: changing agronomic research through on-farm precision experimentation,” *Agronomy journal*, vol. 111, no. 6, pp. 2736–2746, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.2134/agronj2019.03.0165>
- [8] S. Deslauriers, “Répression mécanique de la petite herbe à poux (ambrosia artemisiifolia l.) en milieu urbain et péri-urbain,” Ph.D. dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières, 1992. [Online]. Available: <https://depot-e.uqtr.ca/id/eprint/5332/1/000597810.pdf>
- [9] L. F. Oliveira, A. Moreira, and M. Silva, “Advances in agriculture robotics: A state-of-the-art review and challenges ahead,” *Robotics*, vol. 10, p. 52, 03 2021. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2218-6581/10/2/52>
- [10] R. Saddem, “Model-checking pour l’agriculture de précision,” Theses, Université Montpellier, Jun. 2019. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-02476234>

- [11] M. E. El Intidami and F. Benamar, "Adoption de la technologie d'irrigation localisée (til) par les agriculteurs de la province de zagora: Rôles des perceptions aux attributs de la technologie," *International Journal of Accounting, Finance, Auditing, Management and Economics*, vol. 1, no. 2, pp. 210–229, 2020.
- [12] M. Mazar, "Simulation et optimisation de la gestion dynamique de tâches évolutives sur des robots mobiles autonomes. Application sur le traitement UV-C robotisé dans l'horticulture." Theses, HESAM Université, Jan. 2022. [Online]. Available: <https://pastel.hal.science/tel-03624997>
- [13] Y. Shan, Y. Zhao, H. Wang, L. Dong, C. Pei, Z. Jin, Y. Sun, and T. Liu, "Variable stiffness soft robotic gripper: Design, development, and prospects," *Bioinspiration & Biomimetics*, vol. 19, no. 1, p. 11001, 2023. [Online]. Available: <https://dx.doi.org/10.1088/1748-3190/ad0b8c>
- [14] T. R. Kurfess *et al.*, *Robotics and automation handbook*. CRC press Boca Raton, FL, 2005, vol. 414.
- [15] B. Aziza, H. Jemai, A. Badri, S. Kelouwani, C. Peterson, and M. Rivard, "Défis de sst des technologies autonomes dans le contexte de l'industrie 4.0: cas des vag et des cobots," *Dans CIGI Qualita MOSIM*, pp. 1–10, 2023. [Online]. Available: <https://collection-numerique.uqtr.ca/id/eprint/2097>
- [16] V. Bellon-Maurel and C. Huyghe, "L'innovation technologique dans l'agriculture," *Géoeconomie*, no. 3, pp. 159–180, 2016. [Online]. Available: <https://shs.cairn.info/revue-geoeconomie-2016-3-page-159?lang=fr>.
- [17] J.-P. Bordes, "Numérique et agriculture de précision," in *Annales des Mines-Responsabilité et environnement*, no. 3. Cairn/Softwin, 2017, pp. 87–93. [Online]. Available: <https://stm.cairn.info/revue-responsabilite-et-environnement-2017-3-page-87?lang=fr>
- [18] D. Solano and C. Gée, "L'agriculture de précision au service de l'agroécologie," *Sciences et Avenir*, no. 837 novembre 2016, pp. 91–92, 2016.
- [19] K. M. Adou, *Robotum criminalis: Analyse prospective de l'application des concepts de droit pénal aux robots intelligents*. Editions JFD, 2020, pp.1-71.
- [20] Y. Tao, J. Zhou, M. Wang, N. Zhang, and Y. Meng, "An optimum strategy for robotic tomato grasping based on real-time viscoelastic parameters estimation," *International Journal of Advanced Robotic Systems*, vol. 14, no. 4, p. 1729881417724190, 2017.
- [21] S. Cortinovis, G. Vitrani, M. Maggiali, and R. A. Romeo, "Control methodologies for robotic grippers: A review," in *Actuators*, vol. 12, no. 8. MDPI, 2023, p. 332. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-0825/12/8/332>
- [22] B. Zhang, Y. Xie, J. Zhou, K. Wang, and Z. Zhang, "State-of-the-art robotic grippers, grasping and control strategies, as well as their applications in agricultural robots: A review," *Computers and Electronics in Agriculture*, vol. 177, p. 105694, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0168169920311030>

- [23] J. Fu, Z. Yu, Q. Guo, L. Zheng, and D. Gan, "A variable stiffness robotic gripper based on parallel beam with vision-based force sensing for flexible grasping," *Robotica*, pp. 1–19, 2023.
- [24] R. Budynas and K. Nisbett, "Shigley's mechanical engineering design 11th edn, 93–122," p. 1120, 2019.
- [25] A. S. Bahedh, I. A. Kheioon, B. S. Munahi, and R. Al-Sabur, "Modelling and controlling of modified robotic gripper mechanism using intelligent technique scheme," in *2022 Iraqi International Conference on Communication and Information Technologies (IICCIT)*, 2022, pp. 252–257.
- [26] W. Zuo, G. Song, and Z. Chen, "Grasping force control of robotic gripper with high stiffness," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 27, no. 2, pp. 1105–1116, 2022.
- [27] A. H. Memar and E. Tarkesh Esfahani, "A robot gripper with variable stiffness actuation for enhancing collision safety," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, pp. 1–1, 09 2019. [Online]. Available: 10.1109/TIE.2019.2938475
- [28] D. F. J. Shintake, V. Cacucciolo and H. Shea, "Soft robotic grippers," *Advanced materials (Deerfield Beach, Fla.)*, e1707035, 2018. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002/adma.201707035>
- [29] R. Sui, L. Zhang, Q. Huang, T. Li, and Y. Jiang, "A novel incipient slip degree evaluation method and its application in adaptive control of grasping force," *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 21, no. 3, pp. 2454–2468, 2024.
- [30] J.-S. Shaw and V. Dubey, "Design of servo actuated robotic gripper using force control for range of objects," in *2016 International Conference on Advanced Robotics and Intelligent Systems (ARIS)*, 2016, pp. 1–6.
- [31] J. Becedas, I. Payo, and V. Feliu, "Two-flexible-fingers gripper force feedback control system for its application as end effector on a 6-dof manipulator," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 27, no. 3, pp. 599–615, 2011.
- [32] D. Ji, J. Lee, and M. Jin, "Design and control of hybrid flexible robotic gripper with high stiffness and stability," in *2022 13th Asian Control Conference (ASCC)*. IEEE, 2022, pp. 2503–2505.
- [33] E. Navas, R. Fernández, D. Sepúlveda, M. Armada, and P. Gonzalez-de Santos, "Soft gripper for robotic harvesting in precision agriculture applications," in *2021 IEEE International Conference on Autonomous Robot Systems and Competitions (ICARSC)*. IEEE, 2021, pp. 167–172.
- [34] J. C. Barriere, "Study and designing of the "caliprax" measurement bench; etude et realisation du banc "caliprax"," p. 100, Sep 2001. [Online]. Available: <https://www.osti.gov/etdeweb/biblio/20241529>
- [35] A. El Hafni, W. Tian, R. Kennel, and M. L. Heldwein, "Modelling, control and position estimation for linear permanent magnet actuators," in *2023 14th*

- International Symposium on Linear Drivers for Industry Applications (LDIA)*. IEEE, 06 2023, pp. 1–5.
- [36] A. H. Memar and E. T. Esfahani, “A robot gripper with variable stiffness actuation for enhancing collision safety,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6607–6616, 2020.
 - [37] A. Heya, Y. Nakata, M. Sakai, H. Ishiguro, and K. Hirata, “Force estimation method for a magnetic lead-screw-driven linear actuator,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 11, pp. 1–5, 2018.
 - [38] C. Anthierens *et al.*, “Design of a micro-robot with an electro-pneumatic servo-actuator for the intra-pipe inspection,” Institut National des Sciences Appliquees (INSA), Lab. d’Automatique ..., Tech. Rep., 1999. [Online]. Available: <https://inis.iaea.org/records/6tvtk-4m821>
 - [39] S.-H. Yen, P.-C. Tang, Y.-C. Lin, and C.-Y. Lin, “A sensorless and low-gain brushless dc motor controller using a simplified dynamic force compensator for robot arm application,” *Sensors*, vol. 19, no. 14, p. 3171, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/19/14/3171>
 - [40] A. Matos, S. Caballa, D. Zegarra, M. A. A. Guzman, D. Lizano, D. F. G. Encinas, H. Oscanoa, and D. Arce, “Three-fingered gripper for multiform object grasping with force feedback sensing control,” in *2020 IEEE ANDESCON*. IEEE, 2020, pp. 1–5.
 - [41] J. Han, “From pid to active disturbance rejection control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, pp. 900–906, 2009. [Online]. Available: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:206698917>
 - [42] Z. Yu, J. Fu, B. Yao, G. Chiu, R. Voyles, and D. Gan, “Dynamic modeling and robust force-position control of a variable stiffness gripper,” in *2024 6th International Conference on Reconfigurable Mechanisms and Robots (ReMAR)*. IEEE, 2024, pp. 173–179.
 - [43] B. Komati, C. Clévy, and P. Lutz, “High bandwidth microgripper with integrated force sensors and position estimation for the grasp of multistiffness microcomponents,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 21, no. 4, pp. 2039–2049, 2016.
 - [44] O. Khatib, “A unified approach for motion and force control of robot manipulators: The operational space formulation,” *IEEE Journal on Robotics and Automation*, vol. 3, no. 1, pp. 43–53, 1987.
 - [45] L. Mooney *et al.*, “Position and force control of a serial arm robot,” Ph.D. dissertation, Royal Military College of Canada, 2015. [Online]. Available: <https://hdl.handle.net/11264/781>
 - [46] J. Li, H. Ma, C. Yang, and M. Fu, “Discrete-time adaptive control of robot manipulator with payload uncertainties,” in *2015 IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)*, 2015, pp. 1971–1976.

- [47] C. D. Johnson, "Design of passive damping systems," *Journal of Vibration and Acoustics*, vol. 117, June 1995. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1115/1.2838659>
- [48] D. Ho, H. Le, J. Doyle, and Y. Yue, "Online robust control of nonlinear systems with large uncertainty," in *Proceedings of The 24th International Conference on Artificial Intelligence and Statistics*, ser. Proceedings of Machine Learning Research, A. Banerjee and K. Fukumizu, Eds., vol. 130. PMLR, 13–15 Apr 2021, pp. 3475–3483. [Online]. Available: <https://proceedings.mlr.press/v130/ho21a.html>
- [49] N. Motee and A. Jadbabaie, "Optimal control of spatially distributed systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 53, no. 7, pp. 1616–1629, 2008.
- [50] L. Zhiguo, L. Pingping, H. Yang, J. Liu, and Y. Xu, "Propriétés mécaniques de l'exocarpe de tomate, du mésocarpe et des tissus du gel loculaire," *Journal of Food Engineering*, vol. 111, no. 1, pp. 82–91, 2012. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0260877407005286>
- [51] Y. Chen, J. Lin, X. Du, B. Fang, F. Sun, and S. Li, "Non-destructive fruit firmness evaluation using vision-based tactile information," in *2022 International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, 2022, pp. 2303–2309.
- [52] A. Ghobadpour, G. Monsalve, A. Cardenas, and H. Mousazadeh, "Off-road electric vehicles and autonomous robots in agricultural sector: trends, challenges, and opportunities," *Vehicles*, vol. 4, no. 3, pp. 843–864, 2022. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2624-8921/4/3/47>
- [53] A. Chevalier, "Guide du dessinateur industriel," (*No Title*), p. 319, 1986. [Online]. Available: <https://cir.nii.ac.jp/crid/1130000797220862720>
- [54] F. Othman, M. Sadeghian, and M. Heydari, "Direct and indirect effects of drought using the function analysis systems technique (fast) diagram," 12 2012, p. 2.
- [55] A. Kadi, "Mecanique_rationnelle_book," pp. 7–414, 2010. [Online]. Available: <https://fr.slideshare.net/slideshow/mecanique-rationnelle-kadi-ali/53497655>
- [56] C. Gutfrind, "Sélection de machine bldc et sa transmission de puissance pour du positionnement linéaire," *Evolution*, vol. 1, pp. 1–4, 2016. [Online]. Available: https://hal.science/hal-01361637/file/2015_11_25_Abstract_Selection_de_machine_BLDC_et_sa_transmission_de_puissance_pour_du_positionnement_lineaire.pdf
- [57] Z. Li, T. Izumi, and H. Zhou, "An optimal lead of a ball screw-nut for minimizing energy dissipated in a linear actuator," in *2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 2008, pp. 1006–1011.
- [58] C. Gutfrind, "Méthode de spécification d'un actionneur de positionnement linéaire sur la base d'une machine BLDC et d'une transmission de puissance," in *Symposium de Genie Electrique*, Grenoble, France, Jun. 2016. [Online]. Available: <https://hal.science/hal-01361637>
- [59] F. S. M. Alkhafaji, W. Z. Wan Hasan, M. Isa, and N. Sulaiman, "Proposed a novel method for optimization dc motor controller," in *2018 IEEE 5th International*

- Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Application (ICSIMA)*, 2018, pp. 1–4.
- [60] A. G. Mihalache, “Modélisation et évaluation de la fiabilité des systèmes mécatroniques : application sur système embarqué,” Theses, Université d’Angers, Dec. 2007. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-00467950>
 - [61] A. S, M. S, and P. V, “Modeling and application of series elastic actuators for force control multi legged robots,” 2009. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/0912.3956>
 - [62] K. Ogata *et al.*, *Modern control engineering*, 5th ed. Prentice Hall India, 2020. [Online]. Available: https://tailieuso.tnut.edu.vn/bitstream/123456789/1094/1/PED%20304.3%20Katsuhiko%20Ogata%20_%20Modern%20Control%20Engineering%205th%20Edition.pdf
 - [63] D. Snaoui, “Commande numérique en force à base de la carte fpga d’une architecture de télé-opération à un seul degré de liberté,” Ph.D. dissertation, Université Mouloud Mammeri, 2016. [Online]. Available: <https://dspace.ummtto.dz/handle/ummtto/403>
 - [64] F. Nadon, “Sélection de prise et contrôle d’une main robotique pour la manipulation d’objets non rigides,” Ph.D. dissertation, Université d’Ottawa/University of Ottawa, 2019. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.20381/ruor-24234>
 - [65] R. C. D. R. H. Bishop, *Modern control systems*, 12th ed. Pearson, 2011. [Online]. Available: <https://catalogue.library.cern/literature/x4mqa-n4126>
 - [66] G. F. Franklin, J. D. Powell, A. Emami-Naeini *et al.*, *Feedback control of dynamic systems*, 7th ed. Addison-Wesley Reading, MA, 1994, vol. 3.
 - [67] B. C. Kuo, *Automatic control systems*, 5th ed. USA: Prentice Hall PTR, 1987. [Online]. Available: <https://dl.acm.org/doi/abs/10.5555/535813>
 - [68] R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Modern control systems solution manual*, 12th ed. Addison-Wesley, 1998. [Online]. Available: <https://buklibry.com/download/instructors-solutions-manual-modern-control-systems-12th-edition-by-dorf-bishop/>
 - [69] B. Nassim and C. Said, “Méthode basée sur le dépassement de la réponse indicielle pour le réglage des contrôleurs pid.” Ph.D. dissertation, Université Mouloud Mammeri, 2017.
 - [70] H. Omran, M. Madec, B. Bayle, and V. Schuh, “Carte électronique générique à base de compensateurs avance-retard pour les travaux pratiques d’automatique continue,” *J3eA*, vol. 18, p. 1012, 2019.
 - [71] Y. Granjon, “Automatique,” *Editions DUNOD, Paris*, pp. 1–414, 2001.
 - [72] W. C. Messner, M. D. Bedillion, L. Xia, and D. C. Karns, “Lead and lag compensators with complex poles and zeros design formulas for modeling and loop shaping,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 27, no. 1, pp. 44–54, 2007.
 - [73] D. Ouardani, A. Bodian, and A. Cardenas, “Comparative analysis of pid and robust imc control in cascaded processes with time-delay,” *IEEE Access*, vol. 12, pp. 141 999–142 014, 2024.

- [74] A. Mouttaki, “Analyse comparative des méthodes de contrôle pour les systèmes sous actionnés,” Ph.D. dissertation, Université du Québec à Trois-Rivières, 2022.
- [75] I. J. Moreno, O. Dina, C.-A. Daniel, and C. Alben, “Émulation matérielle en temps réel du suivi de chemin dans des robots agricoles à faible coût,” *Véhicules*, vol. 5, no. 3, pp. 894–913. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2624-8921/5/3/49>
- [76] P. Baraona, “Contribution à la réalisation d’un robot manipulant des objets en contact : commande par retour d’efforts,” Theses, Université Paul Sabatier - Toulouse III, Jul. 1981. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-00178838>
- [77] E. Bartmann, *Le grand livre d’Arduino*. Editions Eyrolles, 2022.
- [78] J. Baeten, K. Donné, S. Boedrij, W. Beckers, and E. Claesen, “Autonomous fruit picking machine: A robotic apple harvester,” in *Field and service robotics: Results of the 6th international conference*. Springer, 2008, pp. 531–539. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-3-540-75404-6_51
- [79] G. Singh, N. Kalra, N. Yadav, A. Sharma, and M. Saini, “Smart agriculture: A review,” *Siberian Journal of Life Sciences and Agriculture*, vol. 14, pp. 423–454, 12 2022.
- [80] C. Vlad, “Commande prédictive des systèmes hybrides et application à la commande de systèmes en électronique de puissance.” Theses, Supélec, Mar. 2013. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-00817487>
- [81] R. Bachar, “Commande prédictive appliquée au filtre actif,” Ph.D. dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra, 2019. [Online]. Available: <http://thesis.univ-biskra.dz/id/eprint/4364>
- [82] M. Sebba, A. Chaker, Y. Meslem, and S. Hassaine, “Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur d’état de luenberger,” in *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing*, vol. 13, 2007, pp. 89–104.
- [83] A. Bourzami, “Développement d’une version neurofloue du filtre de kalman étendu,” Ph.D. dissertation, Université Ferhat ABBAS - Sétif 1, 2018. [Online]. Available: <http://dspace.univ-setif.dz:8888/jspui/handle/123456789/2803>
- [84] A. Aouaichia and O. Bouhalloufa, “Apprentissage par renforcement pour l’ajustement automatique des régulateurs en boucle,” Ph.D. dissertation, Dr ABDI S. Mohammed, 2020. [Online]. Available: http://hdl.handle.net/STDB_UNAM/144
- [85] A. Brik, “Méthode de conception des systèmes intégrés multi-physique et continues-discrets,” Theses, Université de Lyon, Sep. 2021. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-03642842>