

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

IMPLÉMENTATION EN FPGA DE LA COMMANDE DE SYSTÈME DE TRACTION
D'UN ROBOT SEMI-AUTONOME

MÉMOIRE PRÉSENTÉ
COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
DINA OUARDANI

AVRIL 2026

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

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

Direction de recherche :

Prof. Alben Cardenas

Directeur de recherche

Jury d'évaluation

Prof. David Felipe Celeita, Universidad de la Sabana, Colombie

Évaluateur externe

Prof. Mamadou Lamine Doumbia, Université du Québec à Trois-Rivières

Évaluateur

Prof. Alben Cardenas, Université du Québec à Trois-Rivières

Directeur de recherche

Résumé

Ce mémoire s'inscrit dans le contexte de la commande du système de traction d'un robot semi-autonome soumis à des perturbations terrain et à de fortes contraintes d'implémentation temps réel. Il propose une démarche de comparaison et d'implémentation sur FPGA de différentes stratégies de commande, en intégrant à la fois les performances dynamiques, la robustesse et le coût matériel associé.

Les stratégies étudiées sont évaluées à l'aide d'indicateurs communs incluant les critères temporels, les indices de performance intégrés et l'effort de commande, complétés par une analyse de l'empreinte matérielle sur FPGA, afin de permettre une comparaison objective en environnement embarqué.

La démarche d'implémentation de contrôleurs est d'abord validée sur un procédé industriel en cascade utilisé comme système de référence, mettant en évidence des compromis entre rapidité, précision et robustesse. Elle est ensuite appliquée au système de traction d'un prototype de robot agricole, implanté sur une architecture hétérogène FPGA–CPU. Des essais expérimentaux à basse vitesse, réalisés à vide et en charge, confirment l'influence significative des perturbations terrain sur le suivi de vitesse, tout en montrant la compatibilité des stratégies implémentées avec une exécution temps réel sur FPGA. Les essais en trajectoire fermée montrent qu'une boucle de vitesse seule ne garantit pas une précision de déplacement suffisante.

La contribution principale de ce travail réside dans l'implémentation temps réel sur FPGA de stratégies de commande appliquées à un robot réel et dans la proposition d'un cadre de comparaison expérimental validé sur deux systèmes. Les perspectives consistent à étendre la commande vers une régulation en position afin d'améliorer la précision et de renforcer l'autonomie du robot.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de recherche, Prof. Alben Cardenas, pour son encadrement, sa disponibilité, ses conseils et la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ce travail.

Je réserve une pensée toute particulière à mes parents, pour leur soutien inconditionnel, leurs sacrifices et leur présence constante. Leur confiance et leurs encouragements ont été une source essentielle de motivation durant tout mon parcours.

Je remercie du fond du cœur mon mari, pour sa patience, sa compréhension et son soutien au quotidien. Sa présence, son écoute et ses encouragements m'ont aidée à surmonter les périodes les plus exigeantes et à rester déterminée jusqu'à l'aboutissement de ce mémoire.

Je remercie aussi mon frère et ma sœur, pour leur affection, leurs encouragements et l'énergie positive qu'ils m'ont toujours transmise.

Enfin, je remercie toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à ce travail, par leurs conseils, leur aide ou simplement par leur présence. À toutes et à tous, j'adresse ma reconnaissance la plus sincère.

Avant-propos

Au cours de la réalisation de ce mémoire, j'ai beaucoup appris, aussi bien sur le plan technique que sur le plan méthodologique. Ce travail m'a permis de mieux comprendre l'évaluation des performances en commande et de renforcer ma rigueur dans l'analyse des résultats, en simulation comme en expérimentation. Il m'a également donné l'occasion de développer des compétences pratiques en implémentation temps réel et en validation sur des systèmes concrets.

Par ailleurs, cette expérience a été enrichissante sur le plan humain : elle m'a appris à mieux travailler en équipe, à organiser les tâches, à communiquer efficacement et à progresser grâce aux échanges et aux retours. Ce mémoire représente ainsi une étape importante de mon parcours et une expérience formatrice pour la suite de mes projets.

Table des matières

Résumé	iii
Avant Propos	v
Table des matières	vi
Liste des tableaux	x
Liste des figures	xii
Liste d'abréviations et de symboles	xv
Chapitre 1 - Introduction	1
1.1 Contexte général	1
1.2 Problématique	2
1.3 Objectifs du mémoire	2
1.4 Méthodologie	3
1.5 Organisation du mémoire	4
Chapitre 2 - Revue de la littérature	5
2.1 Introduction du chapitre	5
2.2 Fondements théoriques de la modélisation et de la régulation	6
2.2.1 Les modèles d'approximation des procédés dynamiques	6
2.2.2 Le contrôle en cascade	8
2.3 Revue des stratégies de contrôle pour systèmes avec retard	9
2.3.1 Contrôleurs classiques : PID	10

2.3.2	Commande robuste par modèle interne (IMC) et compensation du temps mort	13
2.3.3	Commande par mode glissant	19
2.4	Indicateurs de performance et critères d'évaluation	23
2.4.1	Analyse des performances temporelles	24
2.4.2	Analyse des performances intégrales	25
2.5	Plateformes d'implémentation	26
2.5.1	Automates programmables industriels (API)	26
2.5.2	FPGA et architectures hétérogènes en système embarqué	26
2.6	Conclusion du chapitre	27
Chapitre 3 - Étude de cas 1 : Contrôle en cascade niveau-débit d'un réservoir		28
3.1	Introduction du chapitre	28
3.2	Présentation du système	29
3.2.1	Description du banc d'essai	29
3.2.2	Fonctionnement et modes d'essai	31
3.3	Modélisation du système et conception des contrôleurs	34
3.3.1	Modélisation mathématique	34
3.3.2	Conception des contrôleurs	35
3.4	Évaluation en simulation des contrôleurs	37
3.5	Évaluation de la robustesse sous écart de modèle	41
3.6	Évaluation expérimentale	45
3.6.1	Réponse à un échelon de consigne	45
3.6.2	Réponse aux perturbations de procédé	51
3.7	Affinage des réglages des méthodes sélectionnées	56
3.7.1	IMC-PID	57

3.7.2	Prédicteur de Smith modifié	58
3.7.3	Compensateur robuste à temps mort	59
3.7.4	Commande par mode glissant dynamique–NPID	61
3.8	Analyse de complexité d’implémentation	63
3.9	Conclusion du chapitre	65
Chapitre 4 - Étude de cas 2 : Plateforme embarquée hétérogène pour le contrôle		
	d’un robot agricole	67
4.1	Introduction du chapitre	67
4.2	Description du système	68
4.2.1	Description du robot agricole et environnement d’utilisation	68
4.2.2	Architecture embarquée et communication	69
4.3	Modélisation du système et conception des contrôleurs	73
4.3.1	Modélisation mathématique des moteurs de traction	73
4.3.2	Discrétisation des contrôleurs	74
4.4	Évaluation en simulation des contrôleurs	77
4.5	Analyse de complexité d’implémentation	82
4.6	Évaluation expérimentale	84
4.6.1	Essais à vide	85
4.6.2	Essais en charge	90
4.7	Validation expérimentale du suivi d’une trajectoire fermée	93
4.7.1	Modèle cinématique	93
4.7.2	Suivi d’une trajectoire fermée	95
4.8	Conclusion du chapitre	99
Chapitre 5 - Conclusion		101

Annexe A - Comparative Analysis of PID and Robust IMC Control in Cascaded Processes With Time-Delay	107
Annexe B - Implémentation sous SYSTEM GENERATOR des différents contrôleurs .	108

Liste des tableaux

Tableau 3-1	Référentiel des lettres de repérage des instruments (ISA-5.1)	33
Tableau 3-2	Légende P&ID des équipements et instruments du banc de test (usage ISA-5.1)	33
Tableau 3-3	Paramètres des modèles de l'actionneur et du réservoir.	35
Tableau 3-4	Paramètres des contrôleurs implémentés.	36
Tableau 3-5	Indices temporels des résultats de simulation du système réservoir.	38
Tableau 3-6	Indices de performance des résultats de simulation du système réservoir.	40
Tableau 3-7	Indices temporels des résultats expérimentaux du système réservoir.	47
Tableau 3-8	Indices de performance des résultats expérimentaux du système réservoir.	48
Tableau 3-9	Indices de performance des résultats expérimentaux suite aux perturbations d'entrée et de sortie.	54
Tableau 3-10	Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages de l'IMC-PID.	58
Tableau 3-11	Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages du MSP.	58
Tableau 3-12	Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages du DTC.	61
Tableau 3-13	Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages du DSMC-NPID.	62

Tableau 3-14	Analyse de la complexité et du temps d'exécution des différentes stratégies de contrôle.	63
Tableau 4-1	Caractéristiques et principaux composants électroniques utilisés sur le robot agricole.	72
Tableau 4-2	Paramètres des modèles des moteurs gauche et droite.	74
Tableau 4-3	Paramètres des contrôleurs implémentés.	75
Tableau 4-4	Discrétisation des blocs de commande classiques par la méthode ZOH.	77
Tableau 4-5	Discrétisation des blocs de commande classiques par la méthode de Tustin.	77
Tableau 4-6	Indices Temporels des résultats de simulation du système de contrôle de vitesse.	79
Tableau 4-7	Indices de performances des résultats de simulation du système de contrôle de vitesse.	80
Tableau 4-8	Analyse de complexité de l'utilisation détaillée des ressources FPGA pour les différentes stratégies de contrôle.	83
Tableau 4-9	Indices temporels des résultats expérimentaux à vide du système de contrôle de vitesse.	86
Tableau 4-10	Indices de performances des résultats expérimentaux à vide du système de contrôle de vitesse.	89
Tableau 4-11	Indices de performances des résultats expérimentaux en charge du système de contrôle de vitesse.	92
Tableau 4-12	Indices temporels des résultats expérimentaux du système de contrôle de vitesse.	98

Liste des figures

Figure 2.1	Structure du prédicteur de Smith modifié à deux degrés de liberté proposée par W. Zhang et al	15
Figure 2.2	Structure du compensateur robuste de temps mort (DTC) proposée par Normey-Rico et Camacho.	16
Figure 2.3	Structure de la SMC basée sur une surface PID (SMC-PID).	20
Figure 2.4	Structure de la DSMC basée sur une surface PID non linéaire (DSMC-NPID).	21
Figure 3.1	Banc d'essai expérimental - laboratoire du département de Génie Électrique et Génie Informatique - UQTR.	30
Figure 3.2	Schéma simplifié du procédé.	32
Figure 3.3	Bloc diagramme de contrôle du système en cascade.	34
Figure 3.4	Résultats de simulation du niveau du réservoir en conditions nominales.	37
Figure 3.5	Variations simulées des paramètres des modèles de l'actionneur et du réservoir d'eau.	42
Figure 3.6	Effet de l'écart modèle–procédé sur l'intégrale du carré de l'erreur (ISE), l'intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps (ITAE), l'énergie de commande (I) et l'indice de performance combiné (P).	44
Figure 3.7	Résultats expérimentaux du niveau du réservoir en conditions nominales.	46
Figure 3.8	Résultats expérimentaux de la commande du système en cascade en conditions nominales.	50

Figure 3.9	Résultats expérimentaux en boucle ouverte face à des perturbations d'entrée et de sortie.	51
Figure 3.10	Résultats expérimentaux face à une perturbation à l'entrée.	52
Figure 3.11	Résultats expérimentaux face à une perturbation à la sortie.	53
Figure 3.12	Résultats expérimentaux des indices de performance suite aux essais d'échelon de consigne, de perturbation de sortie et de perturbation d'entrée.	55
Figure 3.13	Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages de l'IMC-PID.	57
Figure 3.14	Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages du MSP.	59
Figure 3.15	Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages du DTC.	60
Figure 3.16	Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages du DSMC-NPID.	62
Figure 4.1	Prototype du robot agricole utilisé comme plateforme expérimentale - Groupe de recherche en électronique industrielle, UQTR.	69
Figure 4.2	Diagramme fonctionnel de l'architecture embarquée du robot agricole.	71
Figure 4.3	Architecture électronique embarquée du robot - Groupe de recherche en électronique industrielle, UQTR.	72
Figure 4.4	Résultats de simulation de la vitesse angulaire (moteur gauche).	78
Figure 4.5	Résultats expérimentaux de la vitesse angulaire à vide (moteur gauche).	86

Figure 4.6	Résultats expérimentaux de la sortie de commande pour l'essai à vide (moteur gauche).	88
Figure 4.7	Résultats expérimentaux de la vitesse angulaire en charge (moteur gauche).	90
Figure 4.8	Résultats expérimentaux de la sortie de commande pour l'essai en charge (moteur gauche).	91
Figure 4.9	Profil de la vitesse angulaire de référence de la roue droite.	95
Figure 4.10	Profil de la vitesse angulaire de référence de la roue gauche.	96
Figure 4.11	Profil de la vitesse linéaire pour la trajectoire rectangulaire.	96
Figure 4.12	Trajectoires obtenues par le modèle cinématique.	97

Liste d'abréviations et de symboles

Abréviation

API	Automate programmable industriel
CC	Cohen–Coon
CHR	Chien–Hrones–Reswick
DIP	Delayed Integrating Process
DSMC	Commande par mode glissant dynamique
DTC	Dead-Time Compensator
FCV	Vanne de régulation de débit
FOPTD	First-Order Plus Time Delay
FPGA	Field-Programmable Gate Array
IMC	Internal Model Control
IMU	Inertial Measurement Unit
ISE	Integral of Squared Error
ITAE	Integral of Time-weighted Absolute Error
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MSP	Modified Smith Predictor
NPID	Nonlinear Proportionnel–Intégral–Dérivé
PI	Proportionnel–Intégral
PID	Proportionnel–Intégral–Dérivé
PLC	Programmable Logic Controller
SMC	Sliding Mode Control
SOPTD	Second-Order Plus Time Delay
ZN	Ziegler–Nichols
ZOH	Zero Order Holder

Symbole

d	Demi-voie du robot
$\varepsilon_{rectangle}$	Erreur de fermeture de trajectoire
E_s	Écart de fermeture
K	Gain
K_c	Gain proportionnel du correcteur PID
L	Retard
r	Rayon de roue
R	Rapport de réduction
$\hat{S}$	Surface de glissement estimée
T_i	Constante d'intégration du PID
T_d	Constante de dérivation du PID
τ	Constante de temps
v	Vitesse linéaire
ω	Vitesse angulaire de lacet
ω_D	Vitesse angulaire de la roue droite
ω_G	Vitesse angulaire de la roue gauche
x	Position selon l'axe X
$\dot{x}$	Vitesse selon l'axe X
y	Position selon l'axe Y
$\dot{y}$	Vitesse selon l'axe Y
θ	Angle d'orientation
$\dot{\theta}$	Vitesse angulaire du robot

Chapitre 1 - Introduction

1.1 Contexte général

La commande des systèmes dynamiques constitue un domaine central de l'automatique, tant pour les procédés industriels continus que pour les systèmes électromécaniques en général. Dans ces applications, la performance ne se limite pas au suivi de consigne en régime nominal : elle doit également intégrer la robustesse face aux incertitudes paramétriques, la capacité de rejet des perturbations et la compatibilité avec les contraintes d'implémentation en temps réel. Ces exigences deviennent particulièrement critiques lorsque le procédé présente un délai (temps mort), des non-linéarités d'actionneur, des phénomènes de saturation ou une instrumentation imparfaite, telles que le bruit de mesure, les limitations des capteurs ou les délais de transmission. Dans ce contexte, l'évaluation des lois de commande doit s'appuyer sur une démarche rigoureuse combinant modélisation, synthèse, analyse de performance, validation expérimentale et étude de la complexité d'implantation.

Dans un contexte d'application, le développement de l'agriculture de précision s'accompagne de l'intégration croissante de robots mobiles semi-autonomes capables d'exécuter sur le terrain des tâches telles que la cartographie de parcelles, la surveillance des cultures et du sol, ou l'assistance aux opérations agricoles. Pour ces plateformes, la qualité du déplacement constitue un enjeu majeur, en particulier dans des environnements contraints caractérisés par des rangées étroites et la proximité de cultures fragiles. La navigation s'effectue alors à très basse vitesse, avec une exigence élevée sur la maîtrise de la vitesse des roues et de la trajectoire. À ces régimes, le comportement dynamique du robot devient fortement sensible aux frottements secs, aux jeux mécaniques, aux irrégularités du sol et aux variations de charge, ce qui complique la régulation.

1.2 Problématique

La problématique centrale de ce mémoire concerne la commande du système de traction d'un robot mobile semi-autonome évoluant à basse vitesse, en présence de temps morts, de perturbations mécaniques et de contraintes d'implémentation temps réel. Dans ce contexte, la difficulté principale réside dans le fait que les approches de commande classiques, leurs performances peuvent se dégrader à basse vitesse, notamment en raison de la sensibilité accrue du système aux incertitudes, aux perturbations et aux effets de temps mort. À cela s'ajoutent des contraintes d'implémentation temps réel, qui imposent que le calcul et l'application de la commande soient effectués dans un délai compatible avec la période d'échantillonnage et avec les ressources matérielles disponibles sur une architecture embarquée basée sur FPGA (Field-Programmable Gate Array). Il s'agit ainsi d'identifier des stratégies de commande capables d'assurer un compromis satisfaisant entre performances dynamiques, robustesse face aux incertitudes et coût d'implantation.

1.3 Objectifs du mémoire

Les objectifs principaux de ce travail sont les suivants :

- concevoir et comparer différentes lois de commande adaptées aux systèmes dynamiques présentant un délai et des incertitudes;
- évaluer ces stratégies selon des indicateurs communs de performance temporelle, de robustesse et d'effort de commande;
- analyser leur complexité d'implémentation et leur empreinte matérielle dans un contexte temps réel;
- valider expérimentalement les approches proposées sur un système robotique réel à très basse vitesse.

1.4 Méthodologie

Pour atteindre ces objectifs, une démarche structurée est proposée. Elle s'appuie sur des modèles d'approximation de type FOPTD (First Order Plus Time Delay), largement utilisés pour représenter de manière compacte des procédés dominés par un mode lent et un temps mort. Sur cette base, plusieurs familles de contrôleurs sont étudiées et comparées : (i) des correcteurs classiques PI/PID réglés selon des méthodes classiques (Ziegler–Nichols, Cohen–Coon, Chien–Hrones–Reswick), (ii) des approches basées sur le modèle interne et la compensation du temps mort (IMC–PID, prédicteur de Smith à deux degrés de liberté, compensateur robuste de temps mort) et (iii) des stratégies robustes issues de la commande par mode glissant.

L'évaluation repose sur des critères temporels, des indices de performance intégrés et une analyse de robustesse vis-à-vis des écarts de modèle, complétée par une étude de la complexité d'implantation et de l'empreinte matérielle sur FPGA.

Afin d'assurer une validation complète et transférable, deux études de cas complémentaires structurent ce travail. La première concerne un procédé industriel, à savoir le contrôle en cascade du niveau d'un réservoir, utilisé comme système de référence pour analyser l'influence du délai, des perturbations et des contraintes d'instrumentation. La seconde étude de cas porte sur le contrôle de vitesse d'un robot semi-autonome différentiel à basse vitesse, implanté sur une architecture embarquée hétérogène combinant FPGA et Raspberry Pi, le FPGA assurant l'exécution déterministe des boucles temps réel. Cette double validation permet d'illustrer la continuité entre la synthèse théorique, l'évaluation en simulation et les performances observées en conditions réelles, tout en mettant en évidence les compromis entre précision, robustesse et coût d'implémentation.

1.5 Organisation du mémoire

Le mémoire est organisé de la manière suivante. Le chapitre 2 établit le cadre théorique, en introduisant les notions de modélisation des procédés dynamiques, les principes du contrôle en cascade, une revue des stratégies de commande adaptées aux systèmes soumis à des délais, ainsi que les critères de performance retenus et les principales plateformes d'implémentation (Automate Programmable Industriel - API et FPGA). Le chapitre 3 développe la première étude de cas industrielle, depuis la modélisation et la conception des contrôleurs jusqu'aux validations en simulation, à l'analyse de robustesse, aux essais expérimentaux sur API et à l'étude de complexité d'implémentation. Le chapitre 4 présente la seconde étude de cas dédiée au robot agricole, incluant la description du système et de l'architecture embarquée, la modélisation des moteurs, la discrétisation et l'implantation des lois de commande sur FPGA, l'évaluation en simulation, l'analyse d'empreinte matérielle, les essais expérimentaux à vide et en charge, puis la validation du suivi d'une trajectoire fermée. Enfin, le dernier chapitre conclut le mémoire en synthétisant les principaux résultats, en discutant les limites de l'approche et en proposant des perspectives d'amélioration et de travaux futurs.

Chapitre 2 - Revue de la littérature

2.1 Introduction du chapitre

Dans le domaine des robots semi-autonomes, la commande constitue un levier central pour assurer une navigation fiable, en garantissant le suivi de trajectoire, la stabilité et la robustesse face aux perturbations, aux incertitudes de modèle et aux contraintes d'implantation embarquée. Les travaux présentés dans [1], auxquels nous avons contribué, illustrent notamment l'intérêt d'une démarche structurée de conception et de validation des lois de commande appliquées à la navigation robotique.

Ce chapitre a pour objectif de poser le cadre théorique et conceptuel sur lequel s'appuie la suite du mémoire. Il regroupe les notions indispensables à la conception, à l'implantation et à l'évaluation de stratégies de commande pour des systèmes soumis à des délais, à des incertitudes et à des contraintes matérielles [2].

Dans un premier temps, il présente les bases de la modélisation et de la régulation, ainsi que le principe du contrôle en cascade. Il propose ensuite une synthèse des principales approches de commande adaptées aux systèmes avec retard, incluant les correcteurs PID, les méthodes fondées sur le modèle interne et la compensation du temps mort, ainsi que la commande par mode glissant.

Enfin, il introduit les critères de performance retenus pour la comparaison et situe les choix d'implémentation sur automates programmables industriels et sur architectures embarquées basées sur FPGA [3], [4].

2.2 Fondements théoriques de la modélisation et de la régulation

2.2.1 Les modèles d'approximation des procédés dynamiques

Dans la pratique de l'ingénierie des procédés, le réglage optimal des contrôleurs est systématiquement confronté à la connaissance partielle et imparfaite des dynamiques du système. Cette incertitude justifie l'adoption des modèles d'approximation simples, mais robustes, qui sont largement admis dans la littérature scientifique et en milieu industriel [5], [6]. Ces modèles réduits permettent de capturer les éléments dominants tels que l'inertie et le temps mort (retard pur ou apparent selon la nature du système), tout en maintenant une complexité compatible avec la synthèse et le réglage analytique.

Lorsque la construction d'un modèle physique détaillé est excessivement coûteuse ou peu réaliste, cas typique des systèmes électromécaniques complexes ou des réacteurs industriels, une approche efficace consiste à réaliser des essais en boucle ouverte (tests d'échelon) afin d'ajuster un modèle qui capte l'inertie dominante et le temps mort observé. Les trois formes canoniques les plus utilisées sont :

Modèle de Processus Intégrateur Retardé DIP (Delayed Integrating Process)

Le modèle DIP est particulièrement adapté aux variables d'accumulation, dont la sortie évolue comme l'intégrale de l'entrée. Sa fonction de transfert est :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{s}, \quad (2.1)$$

avec K est le gain statique, dans ce cas, la présence du temps mort L retarde significativement l'effet de la commande, ce qui impose un réglage attentif et la mise en œuvre de mécanismes anti-saturation.

Modèle de processus de premier ordre avec retard FOPTD (First-Order Plus Time Delay)

Le modèle FOPTD est considéré comme la référence pour sa capacité à décrire de façon compacte le comportement transitoire d'une large classe de procédés continus (thermiques, hydrauliques). Sa fonction de transfert est donnée par :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{\tau s + 1}, \quad (2.2)$$

où K est le gain statique, τ la constante de temps et L le retard (temps mort). Il est directement exploitable pour le réglage PI/PID et pour l'analyse de robustesse au retard [5], [6].

Modèle de processus de second ordre avec retard SOPTD (Second-Order Plus Time-Delay)

Lorsque deux dynamiques principales structurent la réponse (deux constantes de temps distinctes ou un amortissement marqué), le modèle SOPTD permet d'affiner la description, il est présenté par :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}, \quad (2.3)$$

avec τ_1 et τ_2 les constantes de temps de l'approximation du second ordre et L le temps mort. Cette forme améliore la représentation du dépassement et de l'amortissement, tout en conservant une complexité compatible avec le réglage.

Sur le plan expérimental, un essai d'échelon en boucle ouverte est la procédure la plus directe et la plus utilisée pour l'estimation des paramètres du modèle, permettant d'obtenir des modèles suffisamment fidèles pour la synthèse et la comparaison de contrôleurs. Cette

procédure s'effectue en estimant le gain statique (K) par le gain stationnaire, le temps mort (L) par la latence observable de la réponse, et la constante de temps (τ ou τ_1, τ_2) par ajustement de la courbe transitoire [7], [8].

Enfin, dans le cadre de ce mémoire, nous limitons l'analyse détaillée aux systèmes qui peuvent être représentés par un FOPTD unique ou cascadié (deux FOPTD en série).

2.2.2 *Le contrôle en cascade*

Dans la hiérarchie des architectures de commande, le contrôle en cascade représente une amélioration significative par rapport au contrôle à simple boucle, en particulier pour les procédés où les perturbations internes sont fréquentes et où le temps mort est un facteur limitant [9], [10]. Le principe repose sur l'utilisation de deux boucles de régulation imbriquées :

1. **Une boucle interne** qui agit sur une variable de processus à dynamique rapide (par exemple, le débit ou la vitesse).
2. **Une boucle externe** qui régule la variable principale (par exemple, le niveau ou la position) en générant la consigne de la boucle interne.

L'efficacité du contrôle en cascade est largement reconnue dans la littérature en raison de deux avantages majeurs. Premièrement, cette architecture excelle dans le rejet des perturbations rapides : la boucle interne, plus réactive, est capable de détecter et de corriger immédiatement les fluctuations locales, telles que les variations de charge ou de pression, avant qu'elles n'aient le temps de se propager et d'affecter la variable principale de la boucle externe. Deuxièmement, le contrôle en cascade permet une meilleure gestion des retards temporels. En isolant la dynamique rapide et en réglant la boucle interne pour minimiser son propre temps de réponse, la boucle externe perçoit un processus avec un temps mort effectif considérablement réduit [9], [10]. Ce mécanisme simplifie la tâche du

contrôleur maître et optimise la performance globale du système.

Dans ce mémoire, nous détaillons un système en cascade et un système avec une boucle unique. Le premier concerne un système industriel en cascade, dans lequel la boucle interne régule le débit tandis que la boucle externe contrôle le niveau du réservoir. L'objectif est d'améliorer la dynamique de la réponse, de renforcer le rejet des perturbations et d'assurer un comportement plus stable et robuste. Le second concerne un robot mobile différentiel, commandé uniquement par une boucle de vitesse des roues. L'objectif est d'évaluer, en conditions réelles, dans quelle mesure une seule boucle de vitesse suffit à assurer un déplacement précis et robuste, et d'identifier les limites éventuelles de cette architecture.

2.3 Revue des stratégies de contrôle pour systèmes avec retard

Dans cette section, les principales stratégies de commande considérées dans ce mémoire sont introduites afin de situer leur évolution et leur logique de développement face aux systèmes présentant un retard. L'objectif n'est pas d'en détailler ici le fonctionnement, mais de présenter les familles retenues et leur positionnement historique. Les méthodes étudiées couvrent d'abord les approches classiques de réglage PID, largement utilisées en industrie pour leur simplicité et leur efficacité, puis des stratégies plus robustes intégrant explicitement le retard et les incertitudes, avant d'aborder des méthodes robustes non linéaires issues du mode glissant. Cette progression reflète une transition naturelle, allant de solutions simples et largement standardisées vers des structures plus élaborées visant une meilleure performance en présence de temps mort et de perturbations.

Ce repérage temporel met en évidence l'élargissement progressif des objectifs, depuis le réglage rapide de correcteurs PID jusqu'à des structures capables de mieux compenser

le retard et de renforcer la robustesse en conditions non idéales. Les sous-sections suivantes détaillent chacune de ces méthodes, en mettant en évidence leurs principes, leurs hypothèses et leurs domaines de pertinence.

2.3.1 Contrôleurs classiques : PID

Adapté aussi bien aux procédés à faible qu'à grand temps mort, le PID est devenu l'outil de commande le plus polyvalent. Nous le retrouvons en automatisation des procédés, dans les systèmes embarqués (microcontrôleurs, FPGA), la robotique mobile, les chaînes d'énergie, l'automobile et l'aérospatial [11], [12].

Il se distingue par sa simplicité : un terme proportionnel pour corriger l'erreur instantanée, un terme intégral pour résorber l'erreur persistante, et un terme dérivatif pour amortir la dynamique et prévenir les dépassements [13].

Côté écriture, deux formulations coexistent et sont supportées par les API/PLC comme par les cibles embarquées :

la forme indépendante

$$G_{\text{PID}}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s, \quad (2.4)$$

où k_p est le gain proportionnel, k_i et k_d sont, respectivement, les gains des actions intégrale et dérivée du régulateur,

la forme dépendante (dite « idéale »)

$$G_{\text{PID}}(s) = k_c \left(1 + \frac{1}{t_i s} + t_d s \right). \quad (2.5)$$

où k_c est le gain proportionnel, et t_i et t_d sont, respectivement, les constantes de temps des actions intégrale et dérivée du régulateur.

La plupart des méthodes de réglage utilisent la forme dépendante du PID (2.5). Certaines

fournissent toutefois directement des gains pour la forme indépendante. Les conversions suivantes permettent de passer de l'une à l'autre selon les besoins : $k_c = k_p$, $t_i = \frac{k_p}{k_i}$, $t_d = \frac{k_d}{k_p}$.

De nombreuses méthodes de réglage ont été proposées pour le PID. Dans ce qui suit, nous nous concentrons sur les approches classiques, efficaces et largement utilisées : Ziegler–Nichols (ZN) [14], Chien–Hrones–Reswick (CHR) [15] et Cohen–Coon (CC) [16].

... Méthode de réglage de Ziegler–Nichols (ZN)

Proposée en 1942, cette méthode est historiquement la première et la plus célèbre. Elle est basée sur des essais expérimentaux et fournit des gains agressifs, souvent privilégiés pour un temps de réponse rapide, mais qui peuvent entraîner un dépassement important [14]. Nous retenons deux configurations de réglage ZN, selon que nous visons un régulateur PI ou un régulateur PID.

Nous déterminons le réglage de la forme PI à partir des expressions suivantes :

$$k_c = \frac{0.9 \tau}{K.L}, \quad t_i = 3.33 L, \quad (2.6)$$

et la forme PID en utilisant,

$$k_c = \frac{1.2 \tau}{K.L}, \quad t_i = 2L, \quad t_d = 0.5 L. \quad (2.7)$$

La formulation de Ziegler–Nichols est spécifiquement adaptée à la forme dépendante du PID (2.5).

... Méthode de réglage de Chien–Hrones–Reswick (CHR)

Publiée en 1952, cette méthode propose des réglages en offrant des jeux de gains adaptés à des objectifs de réponse distincts (avec ou sans dépassement), ce qui facilite un compromis plus fin entre rapidité et stabilité [15].

- **Cible $\approx 20\%$ de dépassement**, nous déterminons le réglage à partir des expressions suivantes pour PI :

$$k_p = \frac{0.6 \tau}{K.L}, \quad k_i = \frac{0.6}{K.L}, \quad (2.8)$$

et des expressions suivantes pour PID :

$$k_p = \frac{0.95 \tau}{K.L}, \quad k_i = \frac{0.7}{K.L}, \quad k_d = \frac{0.45 \tau}{K.L}. \quad (2.9)$$

- **Cible sans dépassement (ou limitée)**, nous déterminons le réglage à partir des expressions suivantes pour PI :

$$k_p = \frac{0.35 \tau}{K.L}, \quad k_i = \frac{0.30}{K.L}, \quad (2.10)$$

et des expressions suivantes pour PID :

$$k_p = \frac{0.6 \tau}{K.L}, \quad k_i = \frac{0.6}{K.L}, \quad k_d = \frac{0.3 \tau}{K.L}. \quad (2.11)$$

Les gains ci-dessus sont fournis pour la forme de PID indépendante (2.4). Au besoin, nous convertissons vers la forme dépendante (idéale) via $k_c = k_p$, $t_i = k_p/k_i$ et $t_d = k_d/k_p$, afin d'assurer la cohérence avec les bibliothèques employées.

... Méthode de réglage de Cohen–Coon (CC)

Développée en 1953, la méthode CC vise à modérer les réglages de ZN afin de mieux maîtriser le dépassement [16]. L'emploi du PID n'est conseillé que lorsque le temps mort est faible (ou négligeable). Dès que L devient significatif par rapport à τ (p. ex. $L > \tau/2$), il est préférable d'utiliser la forme PI.

Réglages pour la forme PI,

$$k_c = \frac{\tau}{KL} \left(0.9 + \frac{L}{12\tau} \right), \quad t_i = \frac{L \left(30 + \frac{3L}{\tau} \right)}{9 + \frac{20L}{\tau}}. \quad (2.12)$$

Réglages pour la forme PID :

$$k_c = \frac{\tau}{KL} \left(\frac{4}{3} + \frac{L}{4\tau} \right), \quad t_i = \frac{L \left(32 + \frac{6L}{\tau} \right)}{13 + \frac{8L}{\tau}}, \quad t_d = \frac{4L}{11 + \frac{2L}{\tau}}. \quad (2.13)$$

Les formulations de Cohen-Coon sont adaptées pour la forme PID dépendante (2.5).

2.3.2 Commande robuste par modèle interne (IMC) et compensation du temps mort

Plusieurs structures et méthodes de réglage ont émergé pour dépasser les limites du PID face aux temps morts importants, en s'appuyant sur une modélisation explicite du procédé. Historiquement, le prédictor de Smith (SP), introduit en 1959, a posé l'idée centrale : utiliser un modèle interne pour soustraire l'effet du retard pur au régulateur et ainsi améliorer nettement la dynamique en boucle fermée [17]. Dans son prolongement, le Contrôle par Modèle Interne (IMC) a formalisé cette démarche en combinant l'inversion (partielle) du modèle et un filtre de robustesse qui règle le compromis entre rapidité et tolérance aux incertitudes.

Conformément au périmètre de notre mémoire, nous détaillons trois approches représentatives issues de ce cadre : (i) le prédicteur de Smith modifié à deux degrés de liberté (MSP), qui sépare réglage du suivi et du rejet pour mieux façonner le transitoire [18] ; (ii) le compensateur de temps mort (DTC) de Normey-Rico & Camacho, qui fournit une synthèse unifiée et des garanties analytiques pour des classes de procédés stables ou intégrateurs avec retard [19] ; (iii) l'IMC-PID, c'est-à-dire une implémentation PID dérivée du contrôle du modèle interne où le filtre IMC devient le paramètre clé du compromis performance/robustesse, avec des gains obtenus analytiquement à partir du modèle identifié [20].

... **Prédicteur de Smith modifié à deux degrés de liberté (MSP)**

Dans le sillage des travaux de Smith [17] et d'Astrom et al. [21], Zhang et al. (1998) [18] ont introduit un prédicteur de Smith modifié à deux degrés de liberté (MSP) pour les procédés avec temps mort. La Figure 2.1 en présente la structure : deux compensateurs, $C(s)$ et $M(s)$. Le premier permet de régler la vitesse de la réponse en boucle fermée (suivi de consigne), tandis que le second renforce le rejet des perturbations en s'appuyant sur une estimation de la sortie sans retard. Dans ce schéma de la Figure 2.1, (d) désigne la perturbation d'entrée agissant sur le système. Cette organisation offre un découplage clair entre rapidité de suivi et robustesse, dans la continuité du principe original du prédicteur de Smith. Le compensateur de suivi $C(s)$, défini à partir des paramètres du modèle ; gain K , constante de temps τ et d'un paramètre ajustable λ_1 , il façonne la vitesse de la réponse en boucle fermée :

$$C(s) = \left(\frac{1}{K} + \frac{\tau}{K}s \right) \frac{1}{\lambda_1 s + 1}. \quad (2.14)$$

Des valeurs λ_1 plus petites induisent une réponse plus rapide (au prix d'une moindre tolérance au bruit/incertitude).

Le compensateur de rejet $M(s)$, construit à partir du modèle et d'un second paramètre λ_2 , il vise à annuler l'effet du temps mort perçu par la boucle en comparant y et $\hat{y}$ (sortie sans retard).

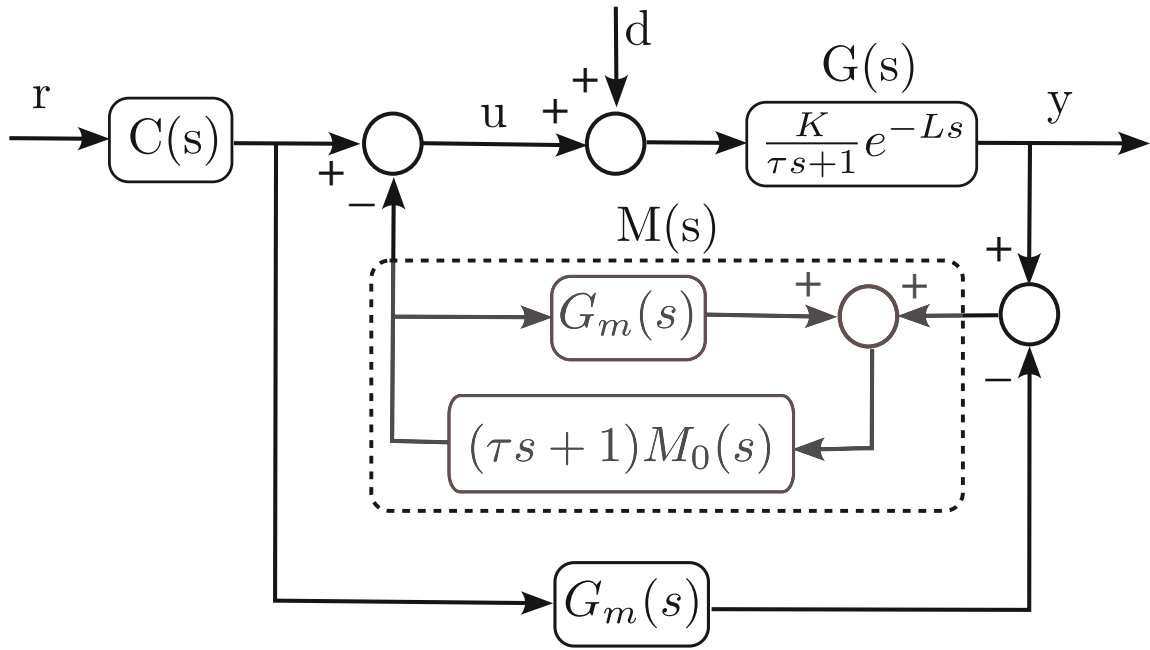


Figure 2.1 Structure du prédicteur de Smith modifié à deux degrés de liberté proposée par W. Zhang et al. dans [18].

Nous introduisons le modèle premier ordre libre de délai $G_m(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$ et nous définissons :

$$M(s) = \frac{(\tau s + 1)M_0(s)}{1 - (\tau s + 1)M_0(s)G_m(s)}, \quad (2.15)$$

avec,

$$M_0(s) = \frac{1}{K(\lambda_2 s + 1)}. \quad (2.16)$$

Des valeurs λ_2 plus petites renforcent le rejet des perturbations (avec un risque accru de sensibilité aux erreurs du modèle).

... Compensateur robuste de temps mort (DTC)

Proposée en 2002 par Normey-Rico & Camacho, la méthode du compensateur robuste de temps mort (DTC) offre un cadre unifié de compensation explicite du temps mort pour des procédés stables ou intégrateurs avec délai [19]. L'idée directrice est de prendre en compte le retard dès la conception via un prédicteur basé sur le modèle, puis d'encadrer la boucle par des conditions analytiques de stabilité et de robustesse (marges, bornes sur l'erreur de modèle et le temps mort).

La structure DTC, présentée dans la Figure 2.2, comprend deux compensateurs, $F(s)$ et $C(s)$, ainsi que les modèles $G_m(s)$, approximation sans délai, et $G(s)$, approximation du premier ordre avec temps mort. La perturbation d'entrée est notée d .

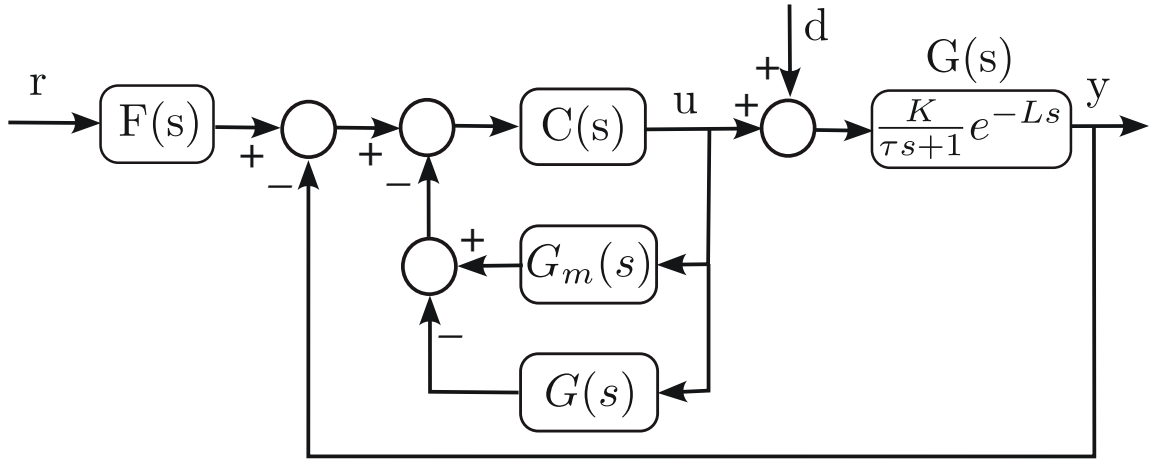


Figure 2.2 Structure du compensateur robuste de temps mort (DTC) proposée par Normey-Rico et Camacho dans [19].

Le compensateur $F(s)$ prend la forme d'un compensateur avance-retard qui se présente comme suit,

$$F(s) = \frac{T_0s + 1}{T_1s + 1}. \quad (2.17)$$

Pour le compensateur $C(s)$, il est basé sur la constante de temps du procédé τ et lié à $F(s)$ par le paramètre T_0 , $C(s)$ prend la forme d'un PI et s'écrit :

$$C(s) = \frac{\tau}{K T_0} \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right). \quad (2.18)$$

Consignes à respecter pour le réglage :

- Marge de délai et dépassement : Le paramètre T_0 sert à garantir une marge de délai suffisante D_m et à imposer indirectement le dépassement en boucle fermée. L'ajustement de T_0 est basé sur l'estimation de l'erreur de délai $D_m = \Delta L_m$, et sur la formulation de deux possibles méthodes de calcul :

$$T_0 = 1.54 D_m \quad (\text{performance robuste}), \quad T_0 = 0.69 D_m \quad (\text{stabilité robuste}).$$

- Positionnement du pôle de $F(s)$:

$$T_1 = T_e + 2D_m,$$

où T_e est la constante de temps *équivalente* visée en boucle fermée. Typiquement,

$$T_e = \frac{\tau}{\sigma} \quad \text{ou} \quad T_e = \frac{\tau + L}{\sigma}, \quad \sigma > 1 \quad (\text{si } L \text{ est significatif}).$$

Un ajustement fin de T_1 permet d'affiner le dépassement.

Cette paramétrisation sépare le façonnage dynamique $F(s)$ et l'asservissement de base $C(s)$, tout en encadrant la robustesse vis-à-vis de l'écart de modèle sur le délai.

... Implémentation PID issue du contrôle basé sur le modèle interne (IMC–PID)

En tirant parti des principes du contrôle basé sur le modèle interne (IMC) [17], [22] et de la large adoption des PID dans des différents milieux, Garcia et Morari (1982) [23] ont introduit une implémentation sous forme de PID équivalent l'IMC-PID. Le cadre a été structuré et analysé par Rivera et al. (1986) [24], puis enrichi par de nombreux prolongements sur le choix des filtres et les lois de réglage [20], [25]. Dans cette continuité, Shamsuzzoha et Lee (2012) [20] proposent un protocole particulièrement adapté aux procédés FOPTD, permettant de déterminer les expressions de k_c , t_i et t_d pour la forme dépendante du PID (2.5) à partir des paramètres du modèle (K , τ , et L) et d'un paramètre de robustesse hérité de l'IMC.

Le principe est le suivant : nous choisissons d'abord une constante de temps du contrôleur τ_c , qui règle la vitesse de réponse (plus τ_c est petite, plus la réponse est rapide), puis nous calculons un terme β destiné à compenser le pôle en boucle ouverte ($s = -1/\tau$) et à intégrer l'effet du temps mort selon la formule suivante,

$$\beta = \tau \left[1 - \left(\left(1 - \frac{\tau_c}{\tau} \right)^3 e^{-\frac{L}{\tau}} \right)^{\frac{1}{2}} \right]. \quad (2.19)$$

À partir de ces deux paramètres, les gains IMC–PID s'obtiennent par des expressions en fonction de K , τ , L , τ_c , et β , ce qui facilite une mise au point méthodique.

Pour la forme dépendante du PID, $G_{\text{PID}}(s) = k_c \left(1 + \frac{1}{t_i s} + t_d s \right)$, les paramètres s'expriment comme suit (mêmes notations que dans [20]) :

$$k_c = \frac{t_i}{K (3\tau_c - 2\beta + L)}, \quad (2.20)$$

$$t_i = \tau + 2\beta - \frac{3\tau_c^2 - \frac{L^2}{2} + 2\beta L - \beta^2}{3\tau_c - 2\beta + L}, \quad (2.21)$$

et,

$$t_d = \frac{2\tau\beta + \beta^2 - \frac{\tau_c^3 + \frac{L^3}{6} - \beta L^2 + \beta^2 L}{3\tau_c - 2\beta + L}}{t_i} - \frac{3\tau_c^2 - \frac{L^2}{2} + 2\beta L - \beta^2}{3\tau_c - 2\beta + L}. \quad (2.22)$$

Le choix de τ_c constitue la première étape du réglage IMC-PID :

- **Délai faible** ($L \ll \tau$) : on prend typiquement $\tau_c \approx \frac{\tau}{\sigma}$, avec $\sigma > 1$, pour accélérer le transitoire ;
- **Délai non négligeable** ($L \sim \tau$ ou $L > \tau$) : on choisit plutôt $\tau_c \approx \frac{\tau + L}{\sigma}$, avec $\sigma \in (3, 10)$ pour un compromis entre rapidité et stabilité.

Notons enfin que la littérature IMC propose des variantes pour PI ou PID et pour d'autres modèles à ordre réduit ; dans ce mémoire, nous nous limitons au PID appliqué à des procédés FOPTD, conformément à [20].

2.3.3 Commande par mode glissant

Née dans les années 1970 avec les systèmes à structure variable, la commande par mode glissant (SMC) consiste à guider le système vers une surface de glissement où le suivi reste précis et robuste malgré les incertitudes et les perturbations. La loi de commande combine une partie nominale équivalente et une action discontinue qui garantit l'attraction vers cette surface. Son principal écueil est le broutement qui se manifeste par des petites oscillations rapides, se maîtrise en pratique par des couches limites ou des variantes de plus haut ordre. En résumé, c'est une approche bien adaptée aux procédés de type premier ordre avec retard et aux modèles imparfaits [26], [27], [28].

Pour concrétiser ces principes, nous présentons deux variantes représentatives : la commande par mode glissant basée sur une surface PID (SMC-PID) et la commande

par mode glissant dynamique basée sur surface PID (DSMC-NPID). Nous en détaillons successivement le principe et le réglage de chacune.

... Commande par mode glissant basée sur une surface PID (SMC-PID)

Nous utilisons une SMC basée sur une surface de glissement de type PID, Figure 2.3, pour imposer simultanément l'annulation de l'erreur statique (I), l'amortissement (D) et la raideur au suivi (P) comme définie dans [29] et [30] en 2017 par J. Villacres et Al.

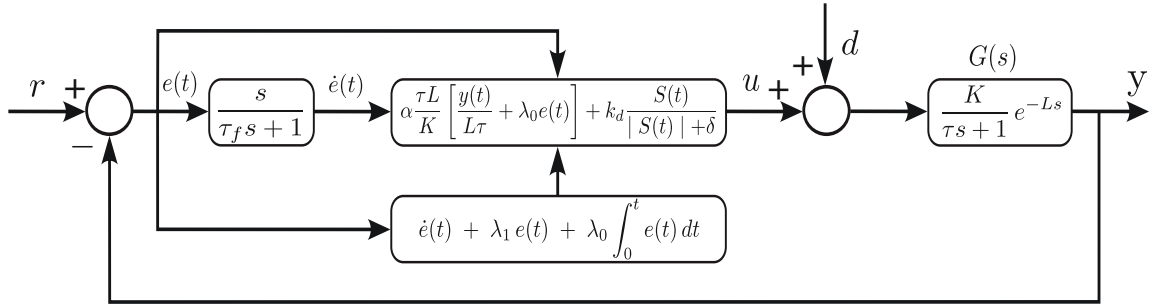


Figure 2.3 Structure de la SMC basée sur une surface PID (SMC-PID).

Nous définissons l'erreur $e(t) = r(t) - y(t)$, sa dérivée $\dot{e}(t)$ (estimée par un dérivateur filtré) et la surface :

$$\dot{e}(t) \approx \frac{s}{\tau_f s + 1} e(t), \quad \tau_f \ll (\tau + L), \quad (2.23)$$

$$S(t) = \dot{e}(t) + \lambda_1 e(t) + \lambda_0 \int_0^t e(\xi) d\xi. \quad (2.24)$$

La loi de commande regroupe : (i) un terme nominal (échelle α) fondé sur le modèle FOPTD (K, τ, L) , (ii) un façonnage dynamique via $\lambda_0 \dot{e}(t)$, et (iii) un terme d'attraction régularisé (SMC) :

$$u(t) = \alpha \frac{\tau L}{K} \left[\frac{y(t)}{L \tau} + \lambda_0 \dot{e}(t) \right] + k_d \frac{S(t)}{|S(t)| + \delta}, \quad (2.25)$$

Consignes à respecter pour le réglage :

En pratique, nous fixons d'abord λ_1 et λ_0 pour obtenir le profil transitoire souhaité (temps de montée/dépassement), puis k_d et δ pour garantir l'atteinte de la surface sans broutement excessif selon les équation suivante ;

$$\lambda_1 = \frac{L + \tau}{L\tau}, \quad \lambda_0 \leq \frac{\lambda_1^2}{4}, \quad (2.26)$$

$$k_d = \frac{0.51}{K} \left(\frac{\tau}{L} \right)^{0.76}, \quad (2.27)$$

et

$$\delta = 0.68 + 0.12K \cdot k_d \cdot \lambda_1. \quad (2.28)$$

Enfin, τ_f et α s'ajustent pour le compromis rapidité–robustesse–effort d'actionnement.

... Commande par mode glissant dynamique basée sur surface PID non linéaire (DSMC-NPID).

Nous adoptons une commande par mode glissant dynamique basée sur une surface de glissement PID non linéaire, sa forme est présentée dans la Figure 2.4, pour améliorer simultanément le suivi transitoire et la robustesse en présence de temps mort, comme proposé par M. Vásquez dans [31] en 2023.

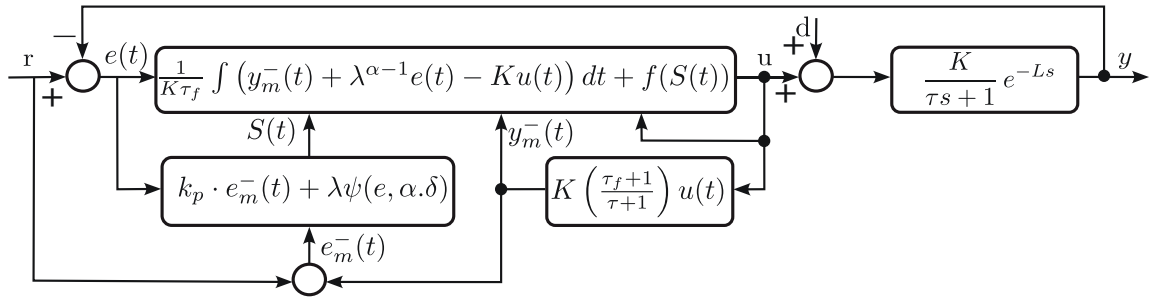


Figure 2.4 Structure de la DSMC basée sur une surface PID non linéaire (DSMC-NPID).

L'idée est d'exploiter premièrement une estimation sans retard de la partie inversable du procédé (esprit IMC) pour façonner la réponse nominale et, deuxièmement, une action glissante avec surface non linéaire pour garantir l'attractivité tout en réduisant le broutement près de l'origine.

Nous définissons l'erreur et son équivalent côté modèle :

$$e(t) = r(t) - y(t), \quad e_m^-(t) = r(t) - y_m^-(t). \quad (2.29)$$

L'estimation sans délai de la sortie $y_m^-(t)$ s'obtient via un filtre du premier ordre (bande passante réglée par τ_f) :

$$y_m^-(t) = K \frac{\tau_f s + 1}{\tau_s + 1} u(t), \quad \tau_f \ll (\tau + L). \quad (2.30)$$

La surface combine un terme linéaire (gain k_p) et un terme non linéaire $\psi(e, \alpha, \delta)$ modulé par λ :

$$S(t) = k_p \cdot e_m^-(t) + \lambda \psi(e, \alpha, \delta), \quad (2.31)$$

où la loi de régularisation non linéaire (lissage autour de zéro) est

$$\psi(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e(t)|^\alpha \text{sign}(e(t)), & |e(t)| > \delta, \\ \delta^{\alpha-1} e(t), & |e(t)| \leq \delta, \end{cases} \quad \text{avec} \quad 0 < \alpha \leq 1, \delta \geq 0. \quad (2.32)$$

La commande associe une composante nominale mise en forme de la partie inversable et une composante glissante :

$$u(t) = \frac{1}{K\tau_f} \int (y_m^-(t) + \lambda^{\alpha-1} e(t) - Ku(t)) dt + f(S(t)), \quad (2.33)$$

où l'action discontinue est donnée par

$$f(S(t)) = k_d \int \text{sign}(S(t)) dt. \quad (2.34)$$

Consignes à respecter pour le réglage :

- Bande passante nominale : choisir τ_f nettement plus petit que $\tau + L$ ($\tau_f \ll \tau + L$) pour façonner la partie inversable sans amplifier le bruit.
- Surface : fixer k_p et λ selon le profil transitoire visé (temps de montée, amortissement), en s'appuyant sur e_m^- .
- Régularisation non linéaire : prendre $\alpha < 1$ et un *seuil* $\delta > 0$ afin de lisser la zone proche de l'origine (réduction du broutement) tout en gardant une correction ferme lorsque $|e|$ est grand.
- Attraction : initialiser k_d avec la prescription robuste proposée dans [32] (puis affiner à l'essai) pour garantir l'*atteinte* de la surface sans ondulations excessives de l'action.

2.4 Indicateurs de performance et critères d'évaluation

L'analyse des performances d'un système de commande peut se faire selon deux aspects complémentaires :

- **performances temporelles**, qui décrivent le comportement dynamique de la réponse (rapidité, dépassement, stabilité);
- **performances intégrales**, qui quantifient l'erreur cumulée dans le temps et l'effort de commande (ISE, ITAE, énergie de commande).

2.4.1 Analyse des performances temporelles

L'analyse temporelle d'un système de commande permet ainsi d'évaluer la qualité de sa réponse transitoire face à un changement de consigne. Les principaux indicateurs utilisés sont le temps de montée, le temps de pic, le temps de stabilisation et la constante de temps à 63 %, chacun fournissant une information spécifique sur la rapidité et la stabilité de la réponse.

- Temps de montée : durée nécessaire pour que la sortie du système passe de 10 % à 90 % de la valeur finale. Il traduit la rapidité initiale de la réponse.
- Temps de pic (ou de pointe) : durée nécessaire pour que la sortie atteigne son maximum absolu (dépassement), souvent supérieur à la consigne. Il permet d'évaluer la tendance du système à osciller.
- Temps de stabilisation : temps requis pour que la sortie reste définitivement dans une bande prescrite autour de la valeur finale. La largeur de la bande de stabilisation peut varier selon l'étude, typiquement, elle peut être définie en pourcentage comme $\pm 1\%$, $\pm 2\%$ ou $\pm 5\%$. Nous utilisons une bande de $\pm 2\%$. Il caractérise la capacité du système à converger sans oscillations durables.
- Constante de temps à 63% : instant auquel la sortie atteint 63% de sa valeur finale lors d'une réponse à un test échelon. Pour un comportement dominé par une dynamique du premier ordre, cet indicateur correspond directement à la constante de temps et renseigne sur la vitesse intrinsèque de convergence.

Ces indicateurs sont essentiels pour comparer objectivement les performances de plusieurs stratégies de contrôle, notamment pour optimiser le compromis entre rapidité, stabilité et précision du suivi.

2.4.2 Analyse des performances intégrales

La réduction de la consommation d'énergie tout en maintenant une bonne performance dynamique du système reste un compromis lors de la conception des systèmes de contrôle.

Les trois indices suivants permettent de comparer les performances des contrôleurs :

- Intégrale de l'erreur quadratique (ISE) : définie par

$$ISE = \int_{t_0}^{t_f} e^2(t) dt, \quad (2.35)$$

et fournit des informations sur les caractéristiques d'amortissement (suramortissement ou sous-amortissement) de la réponse en boucle fermée.

Avec l'erreur $e(t)$ définie comme

$$e(t) = r(t) - y(t), \quad (2.36)$$

où, $r(t) = SP(t)$ (point de consigne) est la valeur souhaitée de la variable de sortie et $y(t) = PV(t)$ (valeur du processus) est la valeur mesurée actuelle de la variable de sortie.

- Intégrale de l'erreur absolue pondérée dans le temps (ITAE) : il peut être définie comme suit ;

$$ITAE = \int_{t_0}^{t_f} t |e(t)| dt, \quad (2.37)$$

donnant des informations sur la vitesse de stabilisation (temps de stabilisation) et l'erreur en régime permanent.

- Indice d'énergie de contrôle (I) : il peut être défini comme suit ;

$$I = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} u^2(t) dt, \quad (2.38)$$

et fournit des informations concernant l'utilisation et les modifications imposées à la commande.

Pour une analyse uniforme de tous les indices de performance, t_0 est défini comme l'instant de changement du point de consigne, et $t_f = t_0 + n\tau$, avec $n > 0$. Lorsque des tests de robustesse sont effectués, t_0 est défini comme l'instant où la perturbation commence. La période d'analyse des indices de performance $n\tau$ est la même pour tous les tests effectués pour les différentes méthodes étudiées.

2.5 Plateformes d'implémentation

Dans ce mémoire, les stratégies de commande sont situées dans leur contexte matériel afin d'expliquer les choix de conception (pas d'échantillonnage, gestion des latences, discrétisation) et d'anticiper leurs impacts sur la performance. Notre analyse retient deux familles de plateformes représentatives et complémentaires pour l'implémentation numérique : les automates programmables industriels (API) et les FPGA.

2.5.1 Automates programmables industriels (API)

Les API/PLC (Programmable Logic Controllers) constituent la norme industrielle pour le contrôle des procédés en raison de leur fiabilité, de leur robustesse et de leur déterminisme. Ils offrent un cadre stable pour déployer des PID et des architectures en cascade, avec un environnement de réglage et de supervision bien établi. Leurs systèmes d'exploitation en temps réel garantissent un cycle de balayage prédictible.

2.5.2 FPGA et architectures hétérogènes en système embarqué

Les FPGA (Field-Programmable Gate Array) représentent le choix privilégié pour le contrôle en temps réel strict et les boucles rapides, notamment dans les systèmes embarqués critiques. Leur architecture basée sur le parallélisme matériel permet une

exécution des algorithmes de commande avec une latence extrêmement faible, critère essentiel pour la dynamique rapide des robots. Dans notre cas, l'implémentation s'appuie sur une architecture hétérogène où le FPGA exécute les boucles de contrôle, tandis que le Raspberry Pi est dédié à la supervision, à la communication et à l'acquisition ainsi qu'à l'enregistrement des données. Cette répartition combine réactivité matérielle et souplesse logicielle, tout en tenant compte des contraintes de quantification et de discrétisation propres aux implémentations numériques.

2.6 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a posé les bases théoriques nécessaires à la suite du mémoire. Il a présenté les modèles d'approximation des procédés dynamiques avec délai, ainsi que le principe du contrôle en cascade, puis a synthétisé les principales familles de stratégies de commande adaptées aux systèmes avec retard, des correcteurs PID aux approches basées sur le modèle interne et la compensation du temps mort, jusqu'aux méthodes robustes de type mode glissant. Les critères d'évaluation retenus ont ensuite été définis, en distinguant les indicateurs temporels, les indices intégrés et l'effort de commande. Enfin, les plateformes d'implémentation considérées ont été situées, des automates programmables industriels aux architectures embarquées sur FPGA, en cohérence avec les contraintes de calcul et de déterminisme. Ce cadre servira de référence pour l'analyse et la comparaison des méthodes dans les deux études de cas présentées dans les chapitres suivants.

Chapitre 3 - Étude de cas 1 : Contrôle en cascade niveau-débit d'un réservoir

3.1 Introduction du chapitre

Ce chapitre présente une première étude de cas en contexte industriel consacrée au contrôle en cascade du niveau-débit d'un réservoir. L'objectif de cette étude de cas est double. D'une part, il s'agit de disposer d'un banc d'essai représentatif de procédés continus, intégrant des retards, des non-linéarités liées aux actionneurs ainsi que des perturbations d'entrée et de sortie. D'autre part, ce cadre expérimental sert à comparer, sur une base homogène, plusieurs familles de lois de commande, incluant les correcteurs classiques PI et PID, les approches basées sur le modèle interne telles que l'IMC-PID, le prédicteur de Smith modifié et le compensateur robuste de temps mort DTC, ainsi que des stratégies robustes à modes glissants comme SMC-PID et DSMC-NPID. Après la description matérielle et le fonctionnement du banc de test, nous proposons une modélisation en cascade avec deux fonctions de premier ordre avec retard servant de support à la synthèse des contrôleurs. Les méthodes sont d'abord évaluées en simulation face à une consigne échelon et analysées selon les indices temporels et intégrés, puis soumises à une analyse de robustesse vis-à-vis d'écarts de modèle. Enfin, une série d'essais expérimentaux sur automate programmable industriel permet de confronter les résultats obtenus aux contraintes réelles d'exploitation, notamment les limites des capteurs et des actionneurs, les reconfigurations hydrauliques et les délais effectifs. Ces essais sont suivis d'un ajustement ciblé des réglages lorsque la méthode considérée le permet. Le chapitre se termine par une analyse de la complexité d'implémentation, basée sur les blocs mobilisés et le temps d'exécution, afin d'orienter le choix de solutions pouvant être transférées vers des plateformes embarquées.

3.2 Présentation du système

3.2.1 Description du banc d'essai

Le banc d'essai, présenté à la Figure 3.1, met en œuvre un réservoir alimenté par une pompe, une vanne de régulation de débit sur la ligne d'admission, deux vannes auxiliaires pour l'émulation de perturbations contrôlées, ainsi que des vannes manuelles permettant de configurer le trajet du fluide selon le mode d'essai. Il comprend également deux chaînes de mesure du débit et du niveau, ainsi qu'un automate programmable industriel (API/PLC 1756-L71 ControlLogix), programmé sous Studio 5000, qui assure l'acquisition, le calcul des lois de commande, la génération des signaux de sortie et l'enregistrement des données. Cet ensemble reproduit fidèlement les conditions d'un procédé continu et constitue un cas d'étude représentatif pour une régulation en cascade : la boucle interne asservit le débit, tandis que la boucle externe régule le niveau.

· Vanne de contrôle de débit

La vanne de contrôle de débit (FCV) est une vanne à bille segmentée en V (Neles, série R) actionnée par un mécanisme quart de tour à ressort et membrane (Jamesbury QPX) piloté par positionneur pneumatique. Commandée par l'API via un convertisseur courant-pression, elle module l'ouverture de 0 à 90° pour régler finement le débit d'admission. Sa géométrie en V confère une caractéristique proche de l'égal-pourcentage, offrant une large plage utile avec une réponse rapide et précise ; les non-linéarités et l'hystérésis sont en grande partie compensées par le positionneur. Une position de sécurité définie par le ressort est assurée en cas de perte d'air ou de signal.

· Pompe d'alimentation à vitesse variable

La pompe d'alimentation Marathon (modèle C333/5KC39) fournit l'énergie hydraulique et alimente la ligne d'admission du réservoir. Sa vitesse est pilotée par un variateur de

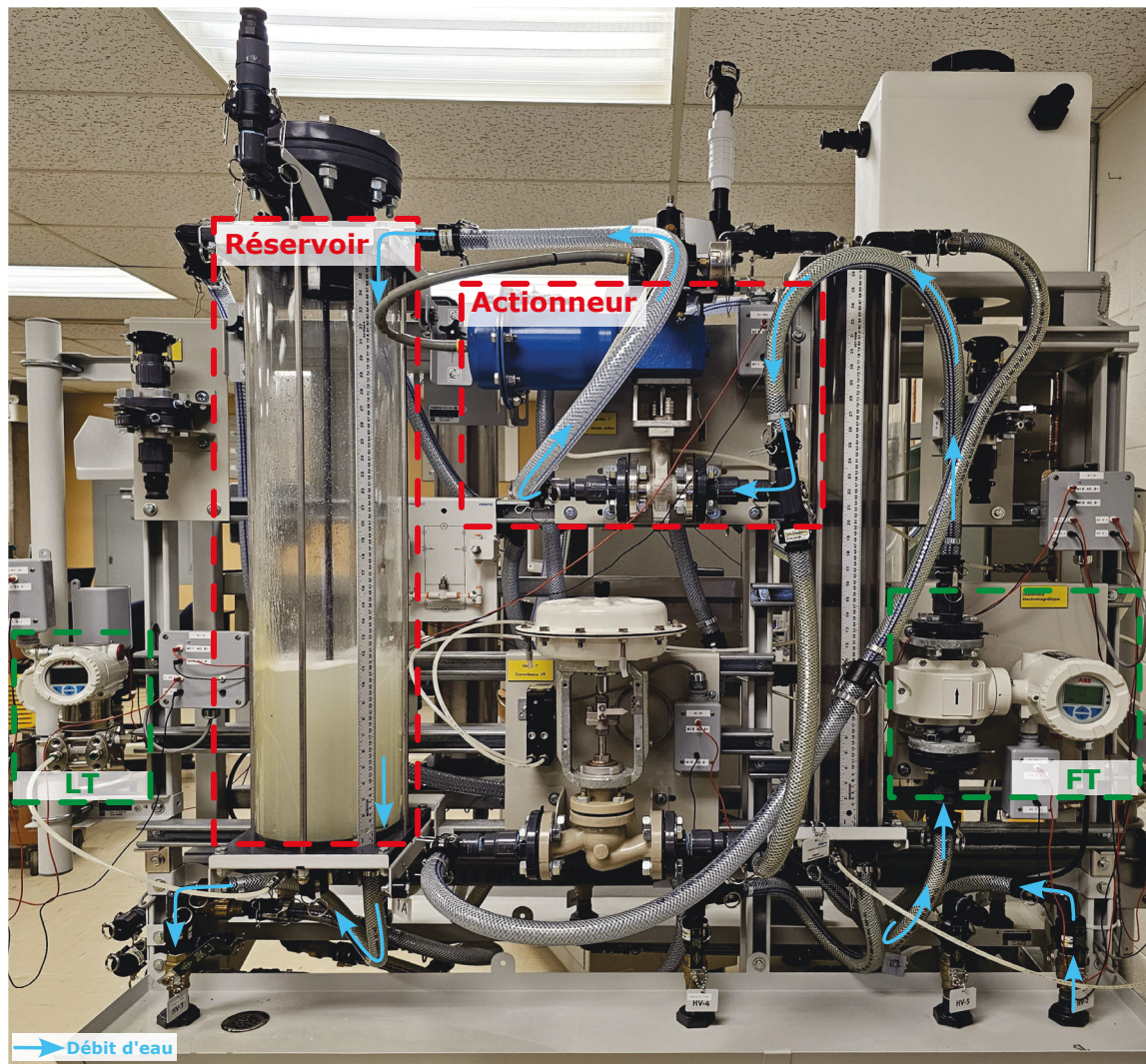


Figure 3.1 Banc d'essai expérimental - laboratoire du département de Génie Électrique et Génie Informatique - UQTR.

fréquence Allen-Bradley PowerFlex 525, qui ajuste la fréquence du moteur et donc le point de fonctionnement débit–pression. Les rampes d’accélération limitent l’appel de courant et confèrent à la pompe une dynamique plus lente que la FCV. En pratique, on fixe la vitesse afin de maintenir l’installation dans une zone de rendement optimal.

· **Débitmètre électromagnétique (mesure du débit) :**

Le débit est mesuré par un débitmètre électromagnétique ABB (série FET300/FET315).

Son principe repose sur l'induction : un fluide conducteur traversant un champ magnétique génère une tension proportionnelle à sa vitesse, convertie en débit instantané et transmise à l'API (signal 4–20 mA). L'appareil offre bonne linéarité, réponse rapide et aucune pièce mobile, donc faible perte de charge et peu d'entretien. Pour garantir la précision, nous respectons les longueurs droites amont/aval, nous évitons les bulles d'air, nous vérifions la conductivité du fluide. Cette mesure sert de retour pour la boucle interne de régulation du débit.

· **Transmetteur de pression différentielle (mesure du niveau)**

Le niveau est mesuré par un transmetteur de pression différentielle ABB (266DSH/3k64), raccordé en prise basse au fond de cuve et référencé à l'atmosphère. La pression hydrostatique est convertie en un signal 4–20 mA proportionnel à la hauteur, exploité par l'API comme retour de la boucle externe. Pour garantir la précision, les lignes doivent être purgées, sans poches d'air, et un étalonnage du zéro réalisé au point de fonctionnement.

3.2.2 Fonctionnement et modes d'essai

La Figure 3.2 présente le schéma simplifié du procédé : elle situe la pompe, la FCV, les capteurs FT/LT, ainsi que les vannes HV-11/12/21/22 et ACV-1/ACV-2 utilisées pour émuler des perturbations en entrée ou en sortie afin d'évaluer la robustesse de la régulation en cascade.

Trois modes de fonctionnement sont utilisés :

1. Mode Normal - essai de performance dynamique

But : caractériser le suivi de consigne sans perturbation volontaire.

Configuration : HV-11 ouverte, HV-21 ouverte ; HV-12 fermée, HV-22 fermée ⇒ ACV-1 et ACV-2 neutralisées.

Principe : nous appliquons des variations de consigne et nous mesurons temps de

réponse, dépassement, erreurs intégrales, effort de commande.

2. Mode perturbation d'entrée

But : perturber le débit d'admission en amont du réservoir.

Configuration : HV-11 fermée, HV-12 ouverte $\Rightarrow$ ACV-1 active (modulée) ; HV-21 ouverte, HV-22 fermée $\Rightarrow$ ACV-2 désactivée.

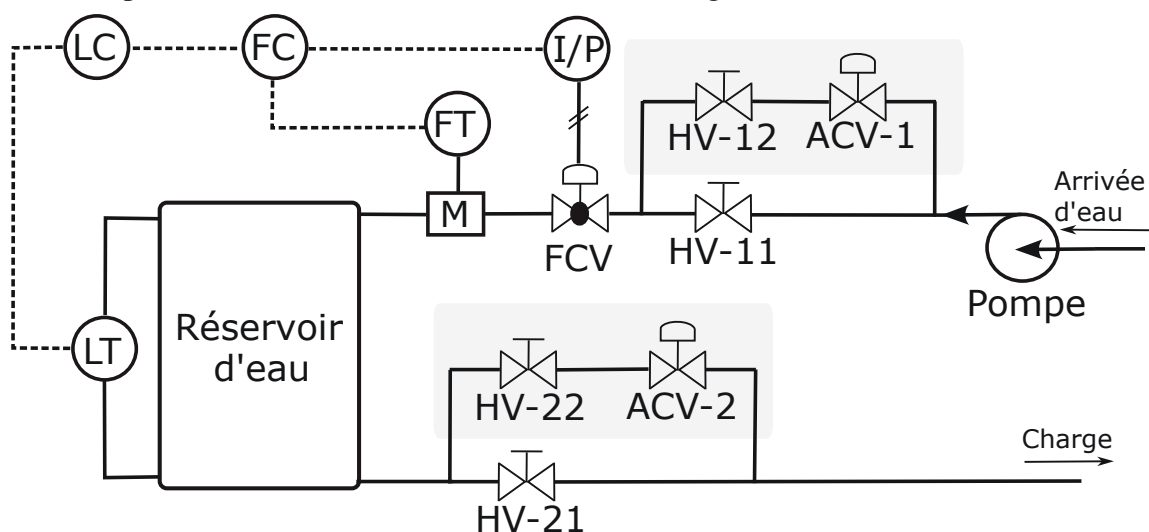
Principe : la modulation d'ACV-1 crée des variations de débit amont ; nous observons le rejet par la boucle interne (débit) et l'impact résiduel sur le niveau.

3. Mode perturbation de sortie

But : perturber le débit sortant.

Configuration : HV-21 fermée, HV-22 ouverte $\Rightarrow$ ACV-2 active (modulée) ; HV-11 ouverte, HV-12 fermée $\Rightarrow$ ACV-1 désactivée.

Principe : la modulation d'ACV-2 fait varier la charge aval ; nous évaluons la capacité de la cascade à maintenir le niveau malgré ces fluctuations.



FCV : Valve de contrôle de débit
 ACV-x : Valve de contrôle auxiliaire numéro x
 HV-xy : Valve manuelle ligne x, voie y

Figure 3.2 Schéma simplifié du procédé.

Les Tableaux 3-1 et 3-2 dressent la légende des codes d'instrumentation utilisés sur le

schéma tuyauterie et instrumentation (P&ID) du banc d'essai, conformément à l'usage ISA-5.1, en précisant leur désignation et leur rôle dans l'installation.

Tableau 3-1 Référentiel des lettres de repérage des instruments (ISA-5.1)

Première lettre = grandeur mesurée	Lettres suivantes = fonction
F Débit (<i>Flow</i>)	T Transmetteur (<i>Transmitter</i>)
L Niveau (<i>Level</i>)	C Contrôleur (<i>Controller</i>)
P Pression (<i>Pressure</i>)	V Élément final / vanne (<i>Valve</i>)

Tableau 3-2 Légende P&ID des équipements et instruments du banc de test (usage ISA-5.1)

Code	Désignation	Rôle / Emplacement dans ce banc
FT	Transmetteur de débit	Mesure du débit d'admission (retour de la boucle débit).
FC	Régulateur de débit	Calcul correcteur interne (dans l'API), sa sortie pilote la FCV.
FCV	Vanne de régulation de débit	Actionneur principal de la boucle débit (vanne à bille segmentée).
LT	Transmetteur de niveau	Mesure du niveau réservoir (retour de la boucle niveau).
LC	Régulateur de niveau	Génère la consigne de débit pour la boucle interne (cascade).
HV-11/12/21/22	Vannes manuelles	Configuration des modes d'essai (normal / perturbation entrée / perturbation sortie).
ACV-1	Vanne auxiliaire d'entrée	Injection de perturbation <i>amont</i> (modulation du débit d'admission).
ACV-2	Vanne auxiliaire de sortie	Injection de perturbation <i>aval</i> (modulation de la charge/sortie).
I/P	Convertisseur courant–pression	Interface 4–20 mA → pression d'air instrument pour positionneur de vanne.

3.3 Modélisation du système et conception des contrôleurs

3.3.1 Modélisation mathématique

Des essais en boucle ouverte ont été conduits en imposant des paliers sur la sortie de commande et en enregistrant le débit d'admission et le niveau du réservoir. Un programme minimal sur Studio 5000 chargé dans l'API a assuré le forçage de la consigne et l'enregistrement des données à 10ms d'échantillonnage ; les données ont ensuite été analysées sous MATLAB pour identifier une structure en cascade composée de deux modèles FOPTD, comme le montre la Figure 3.3.

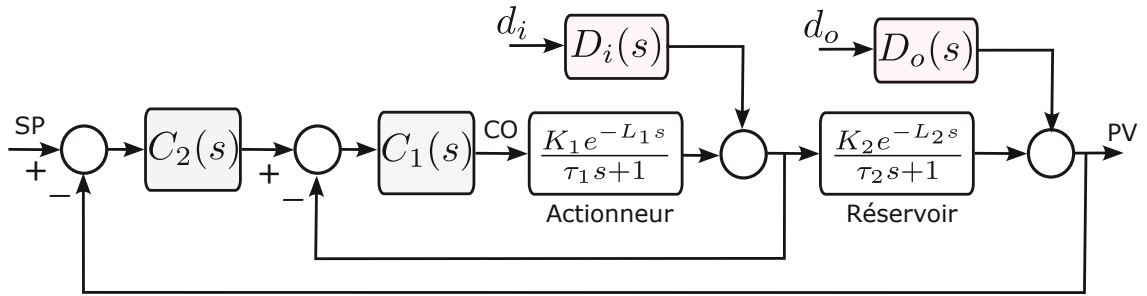


Figure 3.3 Bloc diagramme de contrôle du système en cascade.

La chaîne commande - débit est modélisée par

$$G_1(s) = \frac{K_1 e^{-L_1 s}}{\tau_1 s + 1}, \quad (3.1)$$

qui regroupe la dynamique actionneur-positionneur-ligne. La chaîne débit - niveau est modélisée par

$$G_2(s) = \frac{K_2 e^{-L_2 s}}{\tau_2 s + 1}, \quad (3.2)$$

équivalente à une linéarisation du réservoir autour d'un point d'équilibre. Les paramètres des modèles ont été déterminés à partir des réponses en échelon obtenues en boucle ouverte : le gain statique K correspond au rapport entre la variation finale de la sortie

et l'amplitude du palier appliqué, le temps mort L est associé au retard précédant le début significatif de la réponse, tandis que la constante de temps τ représente le temps nécessaire, après ce retard, pour que la sortie atteigne 63% de sa variation finale.

Les valeurs des paramètres de chaque modèle sont reportées dans le Tableau 3-3.

Tableau 3-3 Paramètres des modèles de l'actionneur et du réservoir.

Système	Gain statique (K)	Constante de temps (τ) [s]	Temps mort (L) [s]
Actionneur	0.762	1.02	0.6765
Réservoir	11.34	123.87	1.6818

3.3.2 Conception des contrôleurs

Les paramètres des contrôleurs en conditions nominales, rassemblés au Tableau 3-4, ont été déterminés à partir des modèles FOPTD (premier ordre avec retard) présenté au Tableau 3-3 et à la Figure 3.3. Compte tenu du poids du temps mort L du sous-système actionneur, proche de la constante de temps τ , les constantes de réglage des méthodes à structure imposée ont été choisies sur cette échelle : le paramètre de filtre de l'IMC-PID τ_c et le temps T_e du DTC ont été fixés comme une fraction de $(\tau + L)$, soit typiquement

$$\tau_c = T_e = \frac{\tau + L}{\sigma},$$

avec $\sigma > 1$ contrôlant le compromis rapidité/robustesse. Par ailleurs, 14 combinaisons de contrôleurs seront évaluées en associant, pour la boucle interne (débit) et la boucle externe (niveau), les différentes méthodes retenues.

Tableau 3-4 Paramètres des contrôleurs implémentés.

Méthode	Boucle interne - Débit	Boucle externe - Niveau
Ziegler-Nichols - PI, PI	$k_c = 1.78, t_i = 2.26$	$k_c = 4.17, t_i = 7.86$
Ziegler-Nichols - PID, PI	$k_c = 1.78, t_i = 2.26$	$k_c = 5.56, t_i = 4.72, t_d = 1.18$
Ziegler-Nichols - PID, PID	$k_c = 2.37, t_i = 1.35, t_d = 0.34$	$k_c = 5.56, t_i = 4.72, t_d = 1.18$
Cohen-Coon - PI, PI	$k_c = 1.89, t_i = 0.97$	$k_c = 4.17, t_i = 7.56$
Cohen-Coon - PID, PI	$k_c = 1.89, t_i = 0.97$	$k_c = 6.20, t_i = 5.76, t_d = 0.85$
Cohen-Coon - PID, PID	$k_c = 2.97, t_i = 1.33, t_d = 0.22$	$k_c = 6.20, t_i = 5.76, t_d = 0.85$
Chien-Hrones-Reswick - PI, PI	$k_c = 1.19, t_i = 1.02$	$k_c = 2.78, t_i = 123.9$
Chien-Hrones-Reswick - PID, PI	$k_c = 1.19, t_i = 1.02$	$k_c = 4.4, t_i = 168.2, t_d = 0.47$
Chien-Hrones-Reswick - PID, PID	$k_c = 1.88, t_i = 1.38, t_d = 0.47$	$k_c = 4.4, t_i = 168.2, t_d = 0.47$
IMC-PID	$\tau_c = \frac{\tau_1 + L_1}{5} = 0.34, k_c = 2.90, t_i = 1.00, t_d = 0.24$	$\tau_c = \frac{\tau_2}{10} = 12.39, k_c = 1.47, t_i = 21.7, t_d = 0.57$
Prédicteur de Smith modifié (MSP)	$\lambda_1 = 3, \lambda_2 = 5$	$\lambda_1 = 3, \lambda_2 = 5$
Compensateur robuste de temps mort (DTC)	$Dm = \frac{L_1}{4} = 0.17, T_0 = 1.54Dm = 0.26,$ $T_e = \frac{\tau_1 + L_1}{10} = 0.17, T_1 = 0.51$	$Dm = \frac{L_2}{4} = 0.59, T_0 = 1.54Dm = 0.91,$ $T_e = \frac{\tau_2}{30} = 4.13, T_1 = 5.31$
SMC-PID	$k_d = 3.658, \alpha = 2, \lambda_0 = 1.5112, \lambda_1 = 2.4586,$ $\delta = 0.8856, \tau_f = \frac{\tau_1}{20},$	$k_d = 6.356, \alpha = 2.5, \lambda_0 = 0.0908, \lambda_1 = 0.6027,$ $\delta = 1.6481, \tau_f = \frac{\tau_2}{20},$
DSMC-NPID	contrôleur PI avec $k_c = 1.19, t_i = 1.02$	$k_p = 0.08, k_d = 0.8, \lambda = 10.5, \tau_f = \frac{\tau_2}{20},$ $\alpha = 0.5, \delta = 0.01$

3.4 Évaluation en simulation des contrôleurs

Afin d'évaluer de façon rigoureuse les contrôleurs et leurs combinaisons avant les essais expérimentaux, nous avons réalisé une série de simulations sous MATLAB/Simulink sur le système en cascade, en boucle fermée, soumise à un échelon de consigne de niveau d'amplitude choisie dans le domaine opérationnel. La Figure 3.4 illustre la réponse simulée en conditions nominales, qui servira de référence pour la suite de l'analyse.

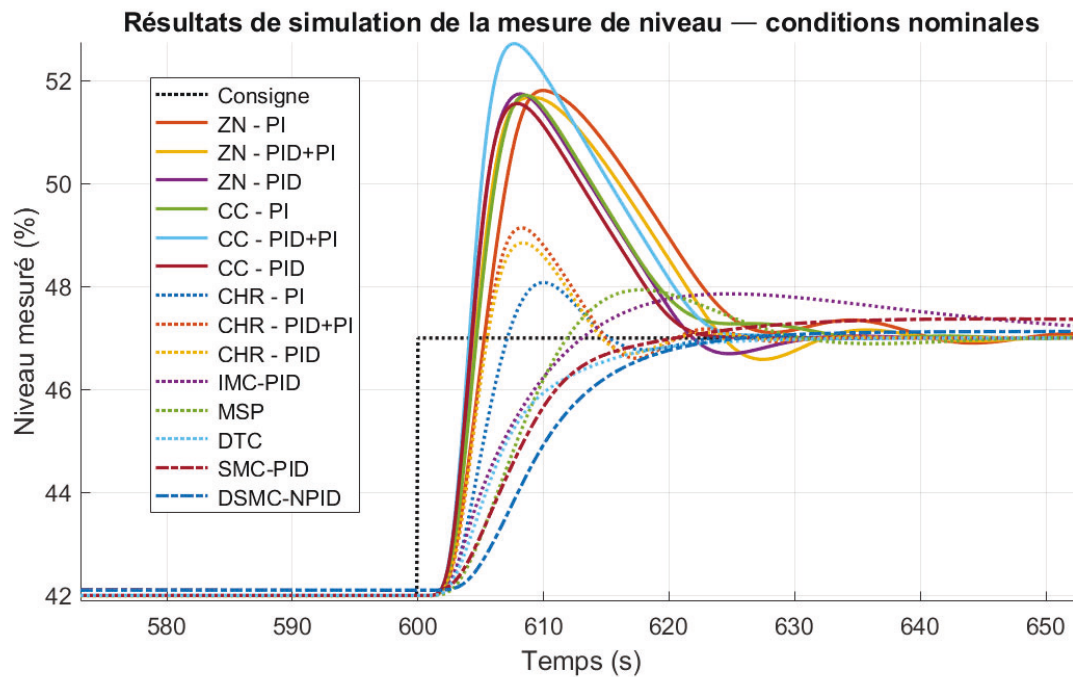


Figure 3.4 Résultats de simulation du niveau du réservoir en conditions nominales.

Pour chaque contrôleur et chaque combinaison interne/externe, nous évaluons, sur la réponse de niveau, quatre critères temporels adaptés aux systèmes à retard : le temps mort apparent t_d , qui est l'instant du premier écart mesurable après la consigne, le temps de montée $t_{r,10-90}$ correspondant au passage de la réponse de 10 % à 90 % de la valeur finale, ainsi que le temps t_{63} défini comme l'instant d'atteinte de 63 % de la valeur finale de la

variation, utilisé comme estimateur de la constante de temps apparente et le pourcentage de dépassement M_p . Ce dernier est exprimé en pourcentage de l'amplitude de l'échelon Δy , selon $M_p = \frac{y_{\max} - y_{\infty}}{\Delta y} \times 100$, où $y_{\max}$ est la valeur maximale atteinte et y_{∞} la valeur finale. Ces indicateurs fournissent une lecture homogène de la rapidité et de l'amortissement tout en tenant explicitement compte de l'effet du retard. Les résultats calculés pour chaque contrôleur sont présentés dans le Tableau 3-5.

Tableau 3-5 Indices temporels des résultats de simulation du système réservoir.

Méthode - Boucle de niveau, Boucle de débit	t_d (s)	$t_{63\%}$ (s)	$t_{10-90\%}$ (s)	$M_p(\%)$
Ziegler-Nichols - PI-PI	0.80	2.30	3.50	96.1
Ziegler-Nichols - PID-PI	0.80	1.90	3.10	93.6
Ziegler-Nichols - PID-PID	0.80	1.80	2.90	94.8
Cohen-Coon - PI-PI	0.80	1.90	3.10	94.4
Cohen-Coon - PID-PI	0.80	1.50	2.70	114
Cohen-Coon - PID-PID	0.80	1.70	2.80	91.1
Chien-Hrones-Reswick - PI-PI	0.90	3.50	4.50	21.6
Chien-Hrones-Reswick - PID-PI	0.80	2.40	3.60	42.8
Chien-Hrones-Reswick - PID-PID	0.80	2.50	3.60	36.9
IMC-PID	0.80	7.90	6.30	17.2
Prédicteur de Smith modifié	0.90	6.90	7.20	18.7
Compensateur robuste de temps mort	0.80	11.1	6.60	0.00
SMC-PID	1.10	9.80	7.70	7.40
DSMC-NPID	1.40	9.20	9.20	0.00

Les résultats du Tableau 3-5 mettent en évidence plusieurs comportements distincts selon les familles de correcteurs. Le retard apparent t_d reste globalement voisin de 0.80s pour la majorité des méthodes, avec une légère augmentation pour certaines approches plus modérées, notamment SMC-PID (1.10s) et DSMC-NPID (1.40s), ce qui traduit un déclenchement plus tardif de la réponse.

Les réglages de Ziegler-Nichols et de Cohen-Coon se distinguent par les réponses les plus rapides. Leurs valeurs de $t_{63\%}$ et de $t_{10-90\%}$ restent les plus faibles, avec un minimum obtenu pour Cohen-Coon PID-PI ($t_{63\%} = 1.50s$, $t_{10-90\%} = 2.70s$). Toutefois,

cette rapidité s'accompagne d'un dépassement très important, généralement supérieur à 90%, et atteignant jusqu'à 114%, ce qui traduit une réponse fortement oscillatoire.

Les réglages de Chien–Hrones–Reswick conduisent à des réponses plus modérées. Les structures CHR–PID réduisent sensiblement le dépassement, qui reste de l'ordre de 37% à 43%, tout en conservant des temps de montée raisonnables. La version CHR–PI–PI accentue davantage l'amortissement, avec un dépassement limité à 21.6%, mais au prix d'une réponse plus lente. Ces méthodes offrent ainsi un compromis plus équilibré entre rapidité et stabilité.

Les stratégies plus robustes adoptent quant à elles un comportement plus modéré. IMC–PID et le prédicteur de Smith modifié présentent des temps caractéristiques plus élevés, mais permettent de mieux maîtriser le dépassement, qui reste proche de 17% à 19%. Le compensateur robuste de temps mort ainsi que DSMC–NPID se distinguent par une réponse sans dépassement, tandis que SMC–PID maintient ce dernier à une valeur faible, de l'ordre de 7.4%. En contrepartie, ces méthodes présentent les dynamiques les plus lentes, ce qui montre qu'elles privilégient clairement l'amortissement à la rapidité.

En complément de l'étude des indices temporels, les performances de la boucle externe de niveau sont évaluées à l'aide de critères intégrés, déterminés à partir de l'évolution de l'erreur de suivi et du signal de commande. Nous retenons l'intégrale du carré de l'erreur ISE (2.35), qui mesure la précision globale, l'intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps ITAE (2.37), sensible aux écarts tardifs, ainsi que l'énergie de commande I (2.38), reflet de la sobriété et de la sollicitation de l'actionneur. Pour disposer d'une synthèse comparable entre méthodes, un indice combiné $P_{i,x}$ (méthode i , essai x) est défini comme la moyenne des trois critères normalisés par leurs meilleures valeurs en conditions nominales

($x = 0$), P est calculé comme suit;

$$P_{i,x} = \frac{1}{3} \left(\frac{ISE_{i,x}}{\min(ISE_0)} + \frac{ITAE_{i,x}}{\min(ITAE_0)} + \frac{I_{i,x}}{\min(I_0)} \right); \quad (3.3)$$

où $ISE_0 = [ISE_{1,0}, \dots, ISE_{n,0}]$, $ITAE_0 = [ITAE_{1,0}, \dots, ITAE_{n,0}]$, et $I_0 = [I_{1,0}, \dots, I_{n,0}]$.

Plus P est faible, meilleure est la performance globale. Les résultats obtenus pour chaque contrôleur sont rassemblés dans le Tableau 3-6.

Tableau 3-6 Indices de performance des résultats de simulation du système réservoir.

Méthode - Boucle de niveau, Boucle de débit	ISE	ITAE	I	P
Ziegler-Nichols - PI-PI	11.7	202	196	3.81
Ziegler-Nichols - PID-PI	11.0	163	235	3.42
Ziegler-Nichols - PID-PID	9.53	117	272	2.88
Cohen-Coon - PI-PI	9.45	128	229	2.88
Cohen-Coon - PID-PI	12.9	144	316	3.59
Cohen-Coon - PID-PID	8.83	100	277	2.64
Chien-Hrones-Reswick - PI-PI	4.23	29.3	142	1.08
Chien-Hrones-Reswick - PID-PI	4.27	49.9	177	1.42
Chien-Hrones-Reswick - PID-PID	4.04	39.9	175	1.28
IMC-PID	5.34	193	130	3.00
Prédicteur de Smith modifié	6.00	78.4	124	1.70
Compensateur robuste de temps mort	5.16	42.3	123	1.25
SMC-PID	6.29	939	121	11.5
DSMC-NPID	7.32	561	118	7.32

Les indices de performance présentés dans le Tableau 3-6 confirment les tendances dégagées par l'analyse temporelle et permettent d'affiner la comparaison entre les différentes stratégies de commande. Les réglages de Chien-Hrones-Reswick se distinguent globalement par les meilleures performances. Ils fournissent les plus faibles valeurs d'ISE pour les trois structures, PID-PID, PI-PI et PID-PI, ce qui traduit une meilleure précision globale de la réponse. Cette supériorité se retrouve également au niveau de l'ITAE, où les configurations CHR, notamment PI-PI et PID-PID, présentent

les résultats les plus faibles, montrant une meilleure maîtrise des erreurs persistantes au cours du temps.

Du point de vue de l'effort de commande, les valeurs les plus basses de l'indice I sont obtenues avec DSMC–NPID, SMC–PID et le compensateur robuste de temps mort. Ces méthodes se caractérisent donc par une action de commande plus modérée, ce qui peut constituer un avantage en termes de sollicitation de l'actionneur. Toutefois, cette sobriété ne s'accompagne pas toujours des meilleures performances globales, comme le montrent les valeurs élevées de l'ITAE pour les approches SMC et DSMC.

L'indice global P , qui synthétise l'ensemble des critères, met en évidence la supériorité de la configuration CHR–PI–PI, suivie de près par le compensateur robuste de temps mort puis par CHR–PID–PID. Cela montre que les réglages CHR offrent ici le compromis le plus satisfaisant entre précision, amortissement et qualité globale de la réponse, tandis que le DTC robuste constitue une alternative particulièrement intéressante lorsque l'on souhaite limiter davantage l'effort de commande.

Dans l'ensemble, ces résultats montrent que, pour le système réservoir, les réglages de Chien–Hrones–Reswick offrent les performances globales les plus équilibrées. Les approches SMC, DSMC et DTC se distinguent davantage par la modération de la commande, alors que les réglages de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon restent globalement moins avantageux selon les critères retenus.

3.5 Évaluation de la robustesse sous écart de modèle

Dans un contexte industriel, l'identification exacte des paramètres est délicate : même en recourant à des méthodes avancées, le modèle obtenu n'est qu'une représentation locale du procédé. Le modèle FOPTD résulte d'une linéarisation et n'est rigoureusement valide qu'au voisinage du point de fonctionnement utilisé lors des essais en boucle ouverte, en

effet, il ignore les non-linéarités comme la caractéristique de vanne, le frottements et la saturation, les dynamiques non modélisées, les délais variables de longueurs de ligne et de changements de cheminement, ainsi que les dérives lentes des paramètres dues à l'usure, à l'âge, aux variations de propriétés du fluide selon la température et la viscosité ou aux recalibrations d'instrumentation. Dans ce contexte, un réglage optimal ou nominal peut devenir partiellement inadapté dès que le point de fonctionnement se déplace ou que les paramètres s'écartent de leurs valeurs identifiées ; d'où la nécessité d'évaluer la robustesse des lois de commande, c'est-à-dire leur capacité à maintenir des performances acceptables malgré des erreurs de modélisation et des variations paramétriques.

Nous menons une analyse de sensibilité paramétrique, cent jeux de paramètres sont générés aléatoirement en faisant varier, de 0 à $\pm 80\%$, chacun des triplets K, τ et L du Tableau 3-3 des deux sous-modèles du procédé en cascade, Figure 3.3. Les variations imposées sont illustrées dans la Figure 3.5.

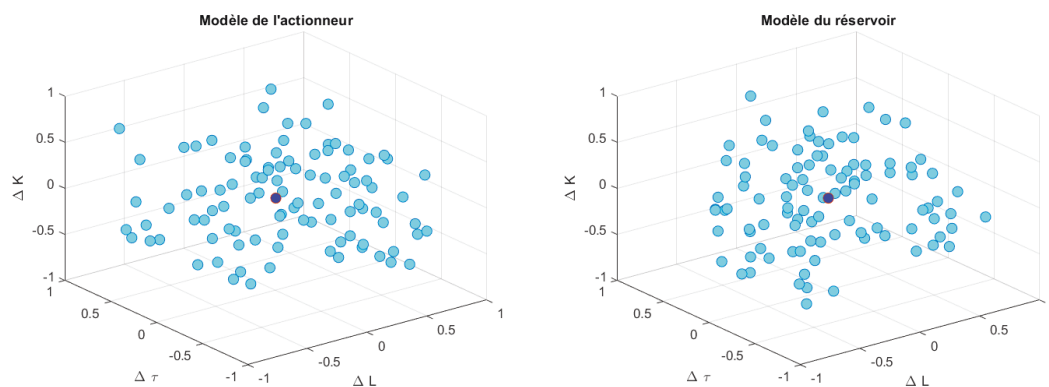


Figure 3.5 Variations simulées des paramètres des modèles de l'actionneur et du réservoir d'eau.

Pour chaque méthode i et chaque scénario x , nous recalculons les indicateurs de performance $ISE_{i,x}$, $ITAE_{i,x}$ et $I_{i,x}$, puis nous les comparons à des valeurs de référence obtenues en concordance parfaite modèle–procédé (meilleures valeurs du cas nominal) :

$\min(ISE_0)$, $\min(ITAE_0)$, et $\min(I_0)$. L'écart à cette référence est exprimé en décibels (dB) selon,

$$Relative\ ISE_{i,x-dB} = 20\log_{10}\frac{ISE_{i,x}}{\min(ISE_0)}; \quad (3.4)$$

$$Relative\ ITAE_{i,x-dB} = 20\log_{10}\frac{ITAE_{i,x}}{\min(ITAE_0)}; \quad (3.5)$$

$$Relative\ I_{i,x-dB} = 20\log_{10}\frac{I_{i,x}}{\min(I_0)}. \quad (3.6)$$

Par convention, 0 dB signifie une performance égale à la référence, une valeur positive traduit une dégradation et une valeur négative une amélioration. Cette métrique permet de comparer, de manière homogène, la tolérance de chaque contrôleur aux erreurs de modélisation.

Les diagrammes en boîtes de la Figure 3.6, exprimés en dB par rapport aux meilleures valeurs nominales, montrent que l'erreur de modélisation affecte surtout les métriques dynamiques : l'ITAE et l'ISE se dégradent nettement plus que l'énergie de commande I . Concrètement, une erreur sur K , τ et L se traduit principalement par un allongement du temps de stabilisation et une hausse du dépassement, tandis que l'effort de la commande demeure relativement peu impacté.

Sur l'ISE, la sensibilité la plus forte est observée avec le SMC-PID (médiane plus élevée et dispersion large), alors qu'elle reste faible pour IMC-PID et DSMC-NPID (médianes proches de 0 dB et boîtes resserrées). De façon plus globale, les méthodes DSMC-NPID, IMC-PID, prédicteur de Smith modifié, compensateur robuste de temps mort et Chien–Hrones–Reswick apparaissent les plus robustes aux erreurs de modélisation. À l'inverse, les réglages Cohen–Coon, Ziegler–Nichols et, dans une moindre mesure, SMC-PID montrent une sensibilité accrue (médianes positives et dispersion importante

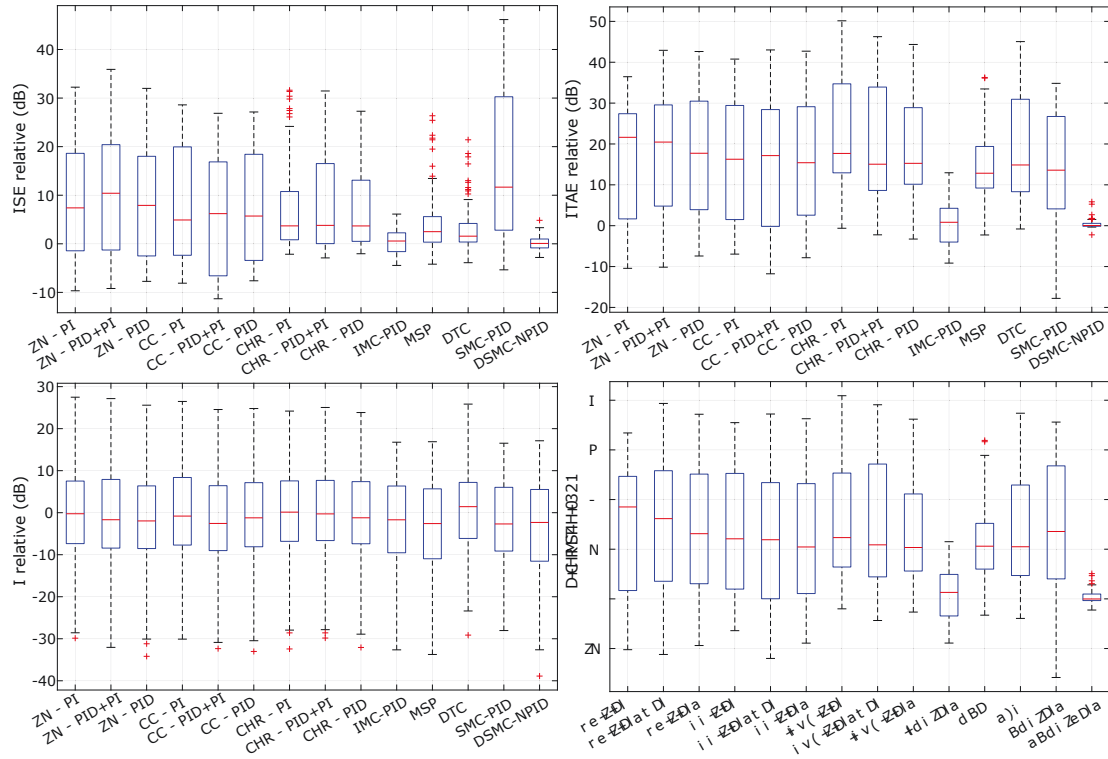


Figure 3.6 Effet de l'écart modèle–procédé sur l'intégrale du carré de l'erreur (ISE), l'intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps (ITAE), l'énergie de commande (I) et l'indice de performance combiné (P).

vers le haut), cohérente avec leur caractère plus agressif.

Nous notons enfin que, dans certains cas, l'écart de modèle peut améliorer la performance (valeurs négatives en dB), notamment pour l'ISE avec IMC-PID ou Cohen–Coon : un léger ralentissement induit par l'erreur paramétrique réduit le dépassement et l'erreur quadratique intégrée. En pratique, si l'environnement est incertain ou sujet à dérives, IMC-PID, DSMC-NPID, DTC et MSP constituent des choix plus tolérants ; à l'inverse, ZN et CC ne sont recommandés que lorsque le modèle est fiable et que la priorité est la rapidité.

3.6 Évaluation expérimentale

À l'issue des études en simulation et de l'analyse de robustesse, nous procédons à la validation expérimentale au banc d'essai afin de confronter les lois de commande aux contraintes réelles du procédé. Le protocole reprend strictement les scénarios définis précédemment : (i) réponse à un échelon de consigne en conditions nominales, (ii) rejet de perturbations d'entrée et de sortie au moyen des configurations HV/ACV décrites dans la sous-section 3.2.2. Les contrôleurs sont déployés sur un ControlLogix 1756-L71 (Allen-Bradley, Rockwell Automation) et programmés sous Studio 5000, avec les mêmes paramètres que ceux retenus en simulation, Tableau 3-4, et la même séquence d'essais, de façon à garantir la comparabilité des résultats. Les capteurs et actionneurs sont vérifiés et étalonnés avant les séquences d'essais. Les variables de procédé (niveau, débit, signal de commande) sont enregistrées avec un pas de 10 ms dans des fichiers CSV horodatés.

3.6.1 Réponse à un échelon de consigne

Les premiers essais expérimentaux portent sur la réponse à un échelon de consigne, appliqué après la stabilisation du régulateur autour du point de fonctionnement initial du niveau. L'amplitude de l'échelon est choisie dans le domaine opérationnel afin d'éviter toute saturation (vanne FCV, variateur), et le protocole est identique à celui des simulations. La Figure 3.7 illustre une réponse typique en boucle fermée.

Le Tableau 3-7 rassemble, pour chaque contrôleur, les indices temporels mesurés lors de l'essai échelon (t_d , $t_{r,10-90\%}$, $t_{63\%}$ exprimés en second et $M_p(\%)$) selon les mêmes définitions que pour la simulation.

Ces résultats expérimentaux confirment les grandes tendances observées en simulation, tout en mettant en évidence une dynamique globalement plus lente. Le temps mort apparent se situe, pour la plupart des méthodes, entre 1.2 s et 1.4 s, avec une augmentation

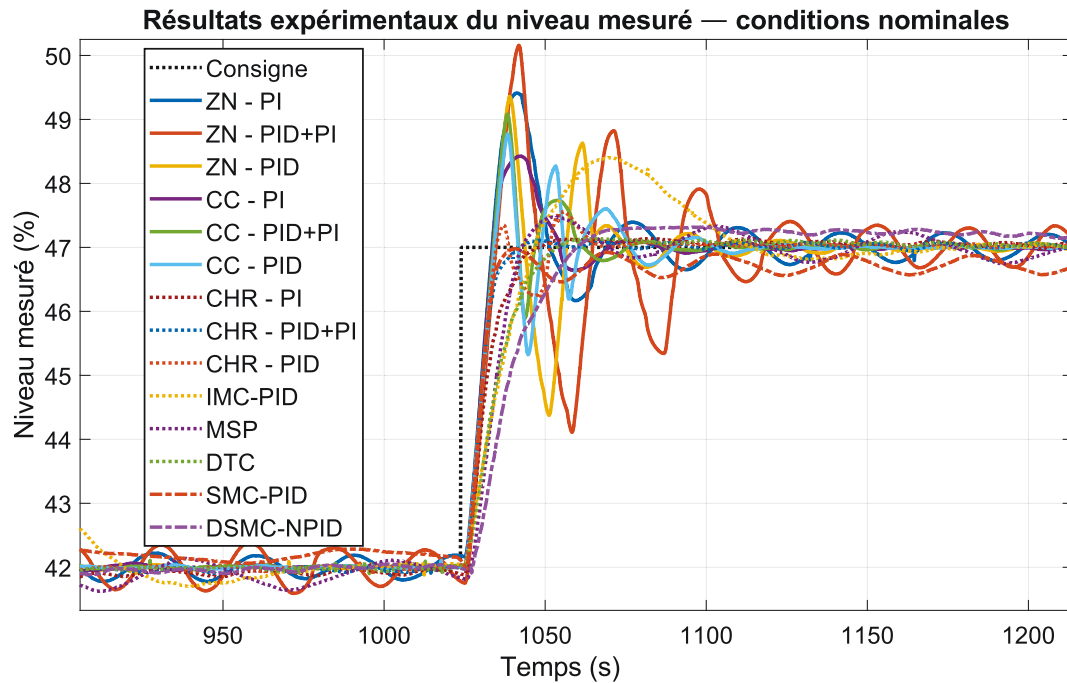


Figure 3.7 Résultats expérimentaux du niveau du réservoir en conditions nominales.

plus marquée pour le prédicteur de Smith modifié et surtout pour DSMC–NPID, ce qui traduit un retard plus important au déclenchement de la réponse.

Les réglages de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon demeurent les plus rapides. Leurs temps de montée restent les plus faibles, avec des valeurs voisines de 6.5 s , ce qui confirme leur bonne réactivité. Toutefois, cette rapidité s’accompagne encore de dépassements relativement élevés, en particulier pour les structures dérivées de Ziegler–Nichols, dont le dépassement peut dépasser 60%. Les configurations de Cohen–Coon présentent également une réponse rapide, avec un dépassement un peu mieux maîtrisé, mais qui reste néanmoins significatif.

Les réglages de Chien–Hrones–Reswick offrent un comportement plus équilibré. Les structures CHR–PID–PI et CHR–PID–PID conservent des temps de montée raisonnables, proches de 7 s à 8 s , tout en réduisant fortement le dépassement. La version CHR–PI–PI

Tableau 3-7 Indices temporels des résultats expérimentaux du système réservoir.

Méthode - Boucle de niveau, Boucle de débit	$t_d(s)$	$t_{r,10-90\%}(s)$	$t_{63\%}(s)$	$M_p(\%)$
Ziegler-Nichols - PI-PI	1.39	6.45	5.33	48.2
Ziegler-Nichols - PID-PI	1.30	6.64	6.35	63.2
Ziegler-Nichols - PID-PID	1.25	6.71	5.84	47.2
Cohen-Coon - PI-PI	1.26	6.53	5.50	28.5
Cohen-Coon - PID-PI	1.32	6.61	5.67	41.6
Cohen-Coon - PID,PID	1.20	6.89	5.92	35.4
Chien-Hrones-Reswick - PI-PI	1.37	13.9	7.39	2.58
Chien-Hrones-Reswick - PID-PI	1.27	7.99	5.76	2.13
Chien-Hrones-Reswick - PID-PID	1.23	6.97	5.76	11.1
IMC-PID	1.35	16.8	11.2	28.0
Prédicteur de Smith modifié	2.28	11.3	9.11	9.51
Compensateur robuste de temps mort	1.39	17.4	10.7	2.73
SMC-PID	1.72	7.06	5.25	0.00
DSMC-NPID	3.72	22.7	12.0	6.10

accentue davantage l'amortissement, avec un dépassement très faible, mais au prix d'une réponse plus lente. Ces résultats montrent que les réglages CHR permettent d'obtenir un compromis plus satisfaisant entre rapidité et stabilité.

Les autres stratégies se caractérisent par des comportements plus modérés. IMC-PID, le prédicteur de Smith modifié et le compensateur robuste de temps mort présentent des temps de montée plus élevés, traduisant une mise en régime plus lente, mais avec des dépassements généralement mieux contenus. La commande SMC-PID se distingue particulièrement par l'absence totale de dépassement, tout en conservant un temps de montée relativement proche de celui des méthodes classiques les plus rapides. À l'inverse, DSMC-NPID correspond à la réponse la plus lente, avec un temps mort et un temps de montée nettement plus élevés, ce qui traduit une commande volontairement plus douce.

Par rapport à la simulation, les essais expérimentaux montrent donc une augmentation des temps caractéristiques, sous l'effet des retards d'entrées-sorties, de la dynamique du

positionneur, du filtrage et des phénomènes de frottement. Malgré ces écarts, la hiérarchie globale des méthodes reste cohérente : Ziegler–Nichols et Cohen–Coon privilégient la rapidité au prix d'un dépassement important, CHR offre un compromis plus régulier, tandis que les approches plus robustes ou plus modérées favorisent l'amortissement au détriment de la vitesse de réponse.

Tableau 3-8 Indices de performance des résultats expérimentaux du système réservoir.

Méthode - Boucle de niveau, Boucle de débit	ISE	ITAE	I	P
Ziegler-Nichols - PI-PI	6.61	771	114.9	2.44
Ziegler-Nichols - PID-PI	11.7	1469	135.6	4.33
Ziegler-Nichols - PID-PID	7.42	447	127.2	1.86
Cohen-Coon - PI-PI	5.24	194	113.4	1.14
Cohen-Coon - PID-PI	5.44	178	120.5	1.14
Cohen-Coon - PID-PID	5.67	217	125.2	1.25
Chien-Hrones-Reswick - PI-PI	5.69	286	106.8	1.34
Chien-Hrones-Reswick - PID-PI	4.67	160	109.0	1.01
Chien-Hrones-Reswick - PID-PID	4.80	208	115.6	1.14
IMC-PID	9.45	804	105.9	2.69
Prédicteur de Smith modifié	8.17	636	107.0	2.25
Compensateur robuste de temps mort	7.35	313	107.5	1.52
SMC-PID	5.46	1130	110.5	3.09
DSMC-NPID	10.85	1021	105.0	3.23

Les résultats expérimentaux présentés dans le Tableau 3-8 confirment globalement les tendances observées en simulation, tout en mettant en évidence l'effet des contraintes réelles sur les performances des différentes stratégies. Les réglages de Chien–Hrones–Reswick se distinguent de nouveau par les meilleurs résultats globaux. En particulier, la configuration CHR–PID–PI présente simultanément les plus faibles valeurs d'ISE et d'ITAE, ainsi que le plus petit indice global P , ce qui traduit un excellent compromis entre précision, maîtrise des erreurs dans le temps et qualité globale de la réponse. Les configurations CHR–PID–PID et certaines variantes de Cohen–Coon, notamment PI–PI et PID–PI, restent elles aussi très compétitives, avec des valeurs de P

proches de l'unité.

Du point de vue de l'effort de commande, les plus faibles valeurs de l'indice I sont obtenues avec DSMC–NPID et IMC–PID, ce qui confirme leur capacité à générer des actions de commande plus modérées. Cette tendance se retrouve également, dans une moindre mesure, pour le prédictiveur de Smith modifié et le compensateur robuste de temps mort. Toutefois, une faible valeur de I ne garantit pas nécessairement les meilleures performances globales, comme le montrent les approches SMC–PID et DSMC–NPID, dont les valeurs d'ITAE restent élevées. Leur réponse est donc plus douce du point de vue de la commande, mais moins favorable en termes d'erreur cumulée dans le temps.

Les réglages de Ziegler–Nichols apparaissent globalement moins avantageux en conditions expérimentales. Leurs valeurs d'ITAE et de l'indice global P restent plus élevées, ce qui traduit une moins bonne maîtrise des erreurs persistantes et une qualité de réponse plus limitée. À l'inverse, les configurations de Cohen–Coon offrent des performances plus équilibrées, en particulier dans les structures PI–PI et PID–PI, qui se rapprochent des meilleurs résultats obtenus avec CHR. Le compensateur robuste de temps mort occupe également une position intermédiaire intéressante, avec un indice global P relativement faible, ce qui confirme son bon compromis entre précision, stabilité et modération de la commande.

Par rapport à la simulation, les valeurs absolues des indices évoluent, notamment en raison des délais, des limitations physiques et des non-idéalités du système réel. Néanmoins, la hiérarchie générale reste cohérente : les réglages CHR conservent l'avantage sur les critères de précision et de performance globale, tandis que les approches DSMC–NPID et IMC–PID se distinguent surtout par leur faible effort de commande. Dans l'ensemble, ces résultats montrent que les configurations CHR–PID–PI, CHR–PID–PID et certaines variantes de Cohen–Coon constituent les choix les plus équilibrés pour le

système réservoir en situation expérimentale, tandis que les approches plus robustes ou plus douces se démarquent davantage par la modération de l'action de commande.

La Figure 3.8 superpose les trajectoires de commande $u(t)$ pour un ensemble de réglages retenus sur un critère de sobriété d'actionnement, à savoir une énergie de commande $I < 120$, voir Tableau 3-8. Ce filtrage privilégie des lois comparables en termes d'usure et de sollicitation des actionneurs, tout en évitant la surcharge visuelle. Sont ainsi représentés : ZN-PID, CC-PID, CHR-PID, CHR-PID-PID, CHR-PID-PID, IMC-PID, MSP, DTC, SMC-PID et DSMC-NPID.

Ces mêmes configurations serviront de base aux essais de perturbations d'entrée et de sortie présentés dans la sous-section suivante.

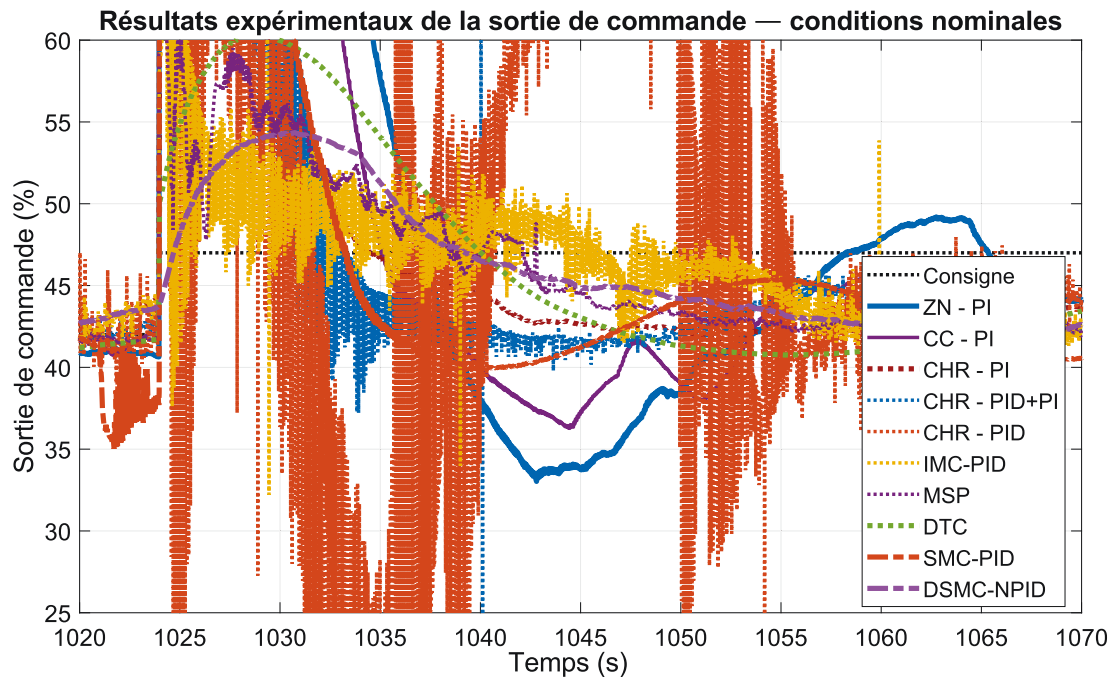


Figure 3.8 Résultats expérimentaux de la commande du système en cascade en conditions nominales.

3.6.2 Réponse aux perturbations de procédé

Dans cette sous-section nous allons évaluer la tenue des lois de commande face aux perturbations de procédé, au-delà du simple suivi de consigne. Deux scénarios sont considérés :

- Une perturbation d'entrée appliquée dix secondes via HV-12/ACV-1 sur la Figure 3.2, qui réduit le débit d'admission, visualisé en boucle ouverte à la Figure 3.9 à gauche et se répercute sur le niveau.
- Une perturbation de sortie appliquée dix secondes via HV-22/ACV-2 sur la Figure 3.2, qui augmente la charge et élève le niveau en boucle ouverte, Figure 3.9 à droite.

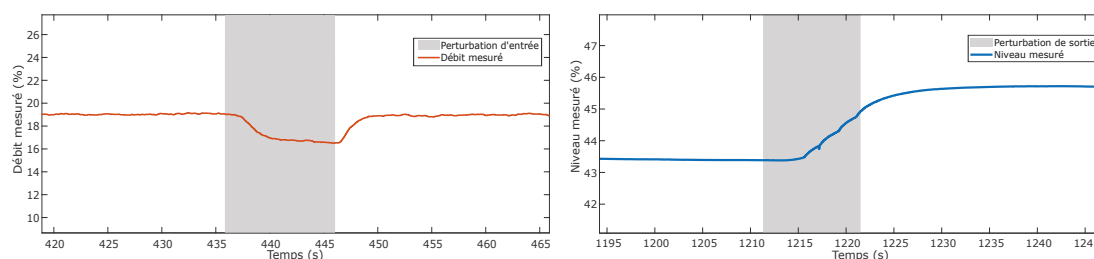


Figure 3.9 Résultats expérimentaux en boucle ouverte face à des perturbations d'entrée et de sortie.

Le protocole consiste d'abord à caractériser chaque perturbation en boucle ouverte, puis à analyser en boucle fermée la capacité de rejet, en conservant la même période d'échantillonnage, les mêmes limiteurs et l'anti-intégration que lors des essais échelon. Afin d'éviter la surcharge et de privilégier les configurations pertinentes, nous retenons le sous-ensemble de réglages dont l'énergie de commande expérimentale vérifie $I < 120$ (Tableau 3-8) ; ces mêmes réglages serviront de base à la comparaison détaillée. Nous rappelons enfin que la reconfiguration hydraulique nécessaire pour injecter les perturbations modifie les paramètres effectifs du procédé (K , τ , L), de sorte que ces essais informent simultanément sur la robustesse en présence d'un écart modèle–procédé. Les

résultats en boucle fermée de l'effet des perturbations sont présentés dans les Figures 3.10 et 3.11 et dans le Tableau 3-9.

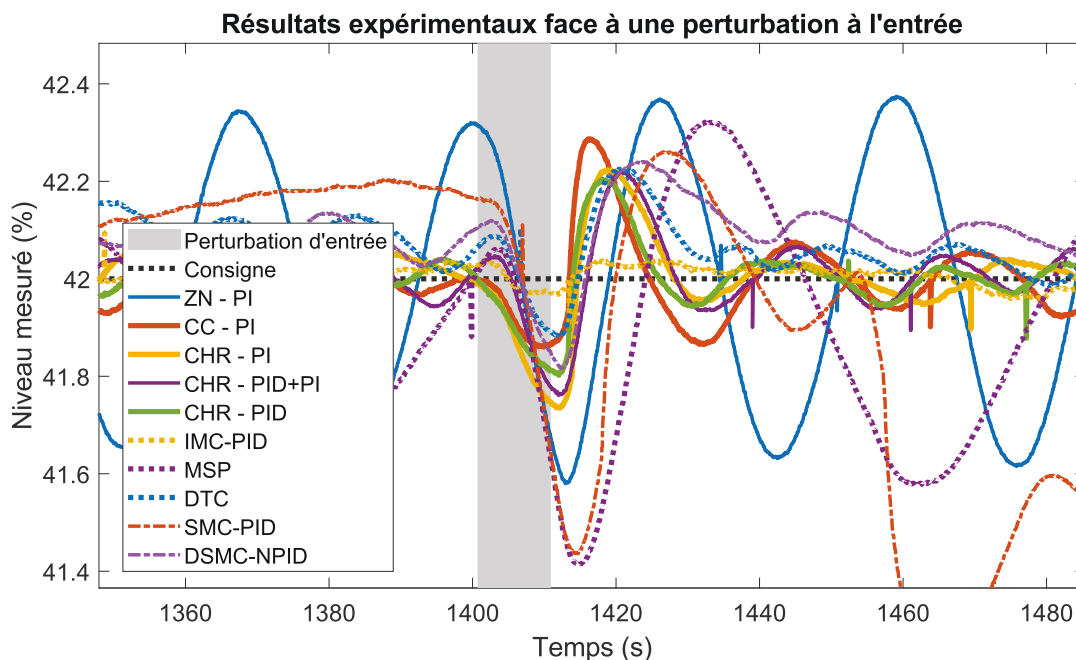


Figure 3.10 Résultats expérimentaux face à une perturbation à l'entrée.

Pour la perturbation d'entrée (HV-12/ACV-1) durant 10s, les résultats confirment une nette supériorité de l'IMC-PID en suivi/rejet : c'est la seule méthode à atteindre simultanément les minima d'ISE et d'ITAE, avec également le meilleur indice global P . Autrement dit, la variation de débit en amont est très efficacement rejetée, avec un effet quasi nul sur la régulation du niveau. L'effort de commande I reste, de façon générale, proche d'une méthode à l'autre, les plus faibles valeurs étant observées pour SMC-PID, le MSP et le DTC. Au classement global P , l'IMC-PID arrive nettement en tête, suivi par CHR-PID-PID puis par le DTC, tandis que les approches SMC affichent des ITAE très élevés qui pénalisent fortement P malgré une énergie de commande faible. Nous noterons enfin le cas de Ziegler-Nichols (PI-PI), nettement en retrait sous perturbation d'entrée : malgré une énergie de commande comparable, les erreurs intégrées restent très

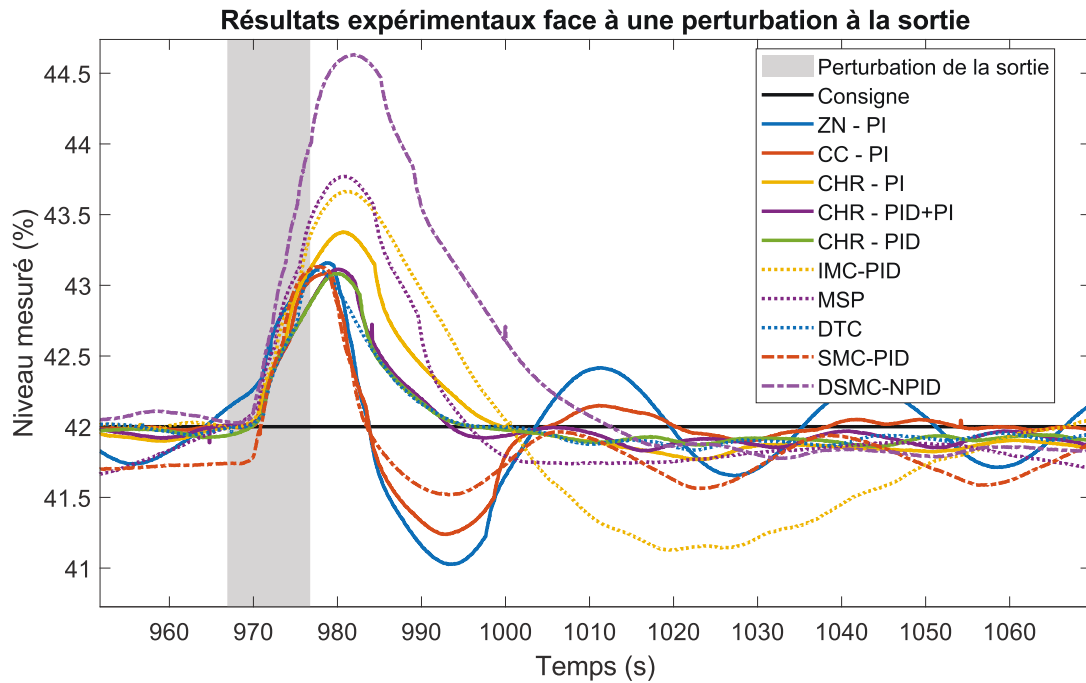


Figure 3.11 Résultats expérimentaux face à une perturbation à la sortie.

importantes, d'où un indice global particulièrement défavorable. Les méthodes à modes glissants ne font pas mieux dans ce scénario ; leur commande est certes économe, mais la dynamique volontairement adoucie se traduit par des erreurs durables qui dégradent les indices.

Pour la perturbation de sortie (HV-22/ACV-2) durant 10s, la hiérarchie se réorganise nettement au bénéfice des méthodes adaptées à la charge aval. Le DTC et CHR-PID-PID réalisent les meilleurs ISE et partagent la meilleure performance globale, immédiatement suivis par CHR-PID-PI. Du côté des écarts tardifs, l'ITAE est minimal avec Cohen-Coon PI-PI, puis avec les configurations CHR à base de PID, ce qui explique leurs bons classements selon P . L'énergie de commande est ici peu discriminante et reste regroupée dans une plage relativement étroite ; les plus faibles valeurs sont observées pour le MSP et CHR-PI-PI. À l'inverse, l'IMC-PID, excellent en perturbation d'entrée, se dégrade

Tableau 3-9 Indices de performance des résultats expérimentaux suite aux perturbations d'entrée et de sortie.

Méthode - Boucle de niveau, Boucle de débit	ISE	ITAE	I	P
Réponse au perturbation d'entrée				
Ziegler-Nichols - PI-PI	4.74	994	51.1	58.1
Cohen-Coon - PI-PI	0.52	189	52.6	7.09
Chien-Hrones-Reswick - PI-PI	0.54	142	52.0	7.07
Chien-Hrones-Reswick - PID-PI	0.46	166	52.0	6.30
Chien-Hrones-Reswick - PID-PID	0.34	112	52.8	4.70
IMC-PID	0.03	65.2	52.6	1.02
Prédicteur de Smith modifié	4.48	752	50.4	53.9
Compensateur robuste de temps mort	0.42	188	51.3	5.97
SMC-PID	12.7	1812	50.1	150
DSMC-NPID	9.56	387	52.5	108
Réponse au perturbation de sortie				
Ziegler-Nichols - PI-PI	4.33	571	49.2	1.94
Cohen-Coon - PI-PI	2.53	225	49.6	1.12
Chien-Hrones-Reswick - PI-PI	3.93	398	47.3	1.60
Chien-Hrones-Reswick - PID-PI	2.05	246	48.0	1.06
Chien-Hrones-Reswick - PID-PID	1.97	248	48.2	1.05
IMC-PID	10.9	1062	47.8	3.80
Prédicteur de Smith modifié	7.02	534	47.2	2.34
Compensateur robuste de temps mort	1.92	249	49.5	1.05
SMC-PID	2.94	592	51.3	1.75
DSMC-NPID	18.6	702	50.0	4.62

sensiblement dans ce cas, confirmant sa sensibilité aux variations de charge en aval. Les approches à modes glissants restent économes en commande, mais conservent des erreurs intégrées élevées, ce qui limite leur performance globale. Enfin, Ziegler–Nichols PI–PI se situe à mi-parcours, correct mais en retrait face aux configurations CHR et au DTC. En synthèse, lorsque la perturbation affecte la sortie, le DTC robuste et les structures CHR de type PID fournissent le meilleur compromis sur les critères ISE, ITAE et P , tandis que Cohen–Coon PI–PI constitue une alternative crédible grâce à son faible ITAE et à son bon classement global.

La Figure 3.12 présente, sous forme de surfaces 3D, l'évolution des indices (ISE, ITAE, I et P) pour les trois scénarios : échelon de consigne, perturbation de sortie et perturbation d'entrée.

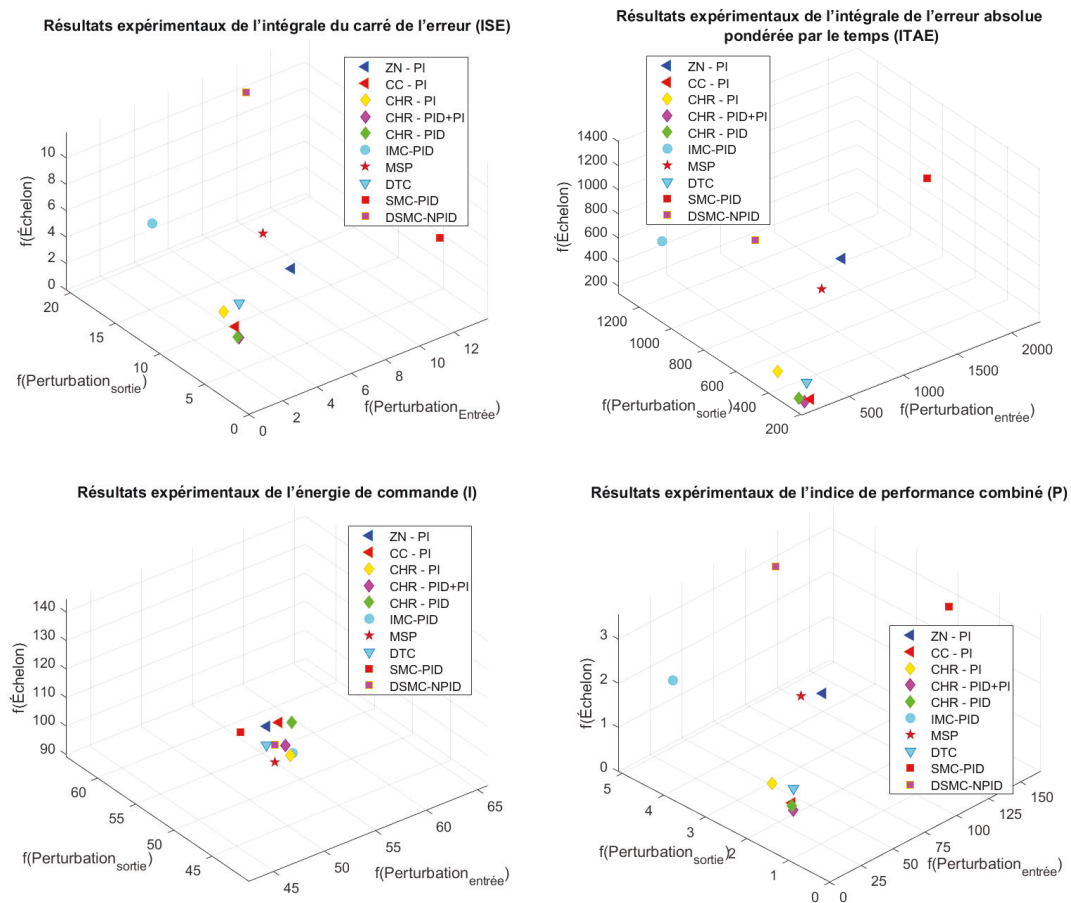


Figure 3.12 Résultats expérimentaux des indices de performance suite aux essais d'échelon de consigne, de perturbation de sortie et de perturbation d'entrée.

Cette visualisation met en évidence, pour chaque méthode, les proximités et les contrastes de performance :

- Excellente performance globale (indice P) pour Chien–Hrones–Reswick en forme PID, le compensateur robuste de temps mort et Cohen–Coon en forme PI.
- Homogénéité des résultats de l'énergie de commande (I), avec des valeurs proches entre la plupart des méthodes évaluées.
- Contre-performances du MSP et des réglages Ziegler–Nichols face aux perturbations, d'entrée comme de sortie.
- IMC-PID performant pour le rejet des perturbations d'entrée, mais dégradé en présence de perturbations de sortie, en cohérence avec les analyses précédentes.
- Les méthodes à modes glissants (SMC-PID, DSMC-NPID) sont globalement défavorisées sur ISE et ITAE (dynamique lente, erreurs stationnaires), mais se distinguent par une commande très lisse et une faible énergie (voir Figure 3.8). Dans ce cadre, le DSMC-NPID demeure un candidat pertinent lorsque la douceur de la commande, la préservation des actionneurs et l'optimisation énergétique sont prioritaires.

3.7 Affinage des réglages des méthodes sélectionnées

Dans cette section, l'analyse porte exclusivement sur les méthodes qui offrent de véritables degrés de liberté de réglage (IMC-PID, compensateur robuste de temps mort, prédicteur de Smith modifié, commande par mode glissant dynamique). Une analyse paramétrique est ensuite menée en faisant varier, autour de leurs valeurs nominales, les paramètres des correcteurs. Pour chaque cas étudié, le même essai en échelon est réalisé afin de caractériser l'influence de chaque paramètre sur la dynamique du système, notamment du point de vue de la rapidité, de l'amortissement et du dépassement.

3.7.1 IMC-PID

Comme rappelé plus haut, le réglage de l'IMC-PID commence par le choix de τ_c . Nous avons exploré plusieurs configurations en faisant varier σ afin de moduler la rapidité des deux boucles : $\sigma \in \{3, 5, 7\}$ pour la boucle interne de débit et $\sigma \in \{5, 7, 10\}$ pour la boucle externe de niveau. La Figure 3.13 reporte les niveaux mesurés ; comme attendu, accroître σ , donc réduire τ_c , accélère l'établissement avec un impact limité sur le dépassement.

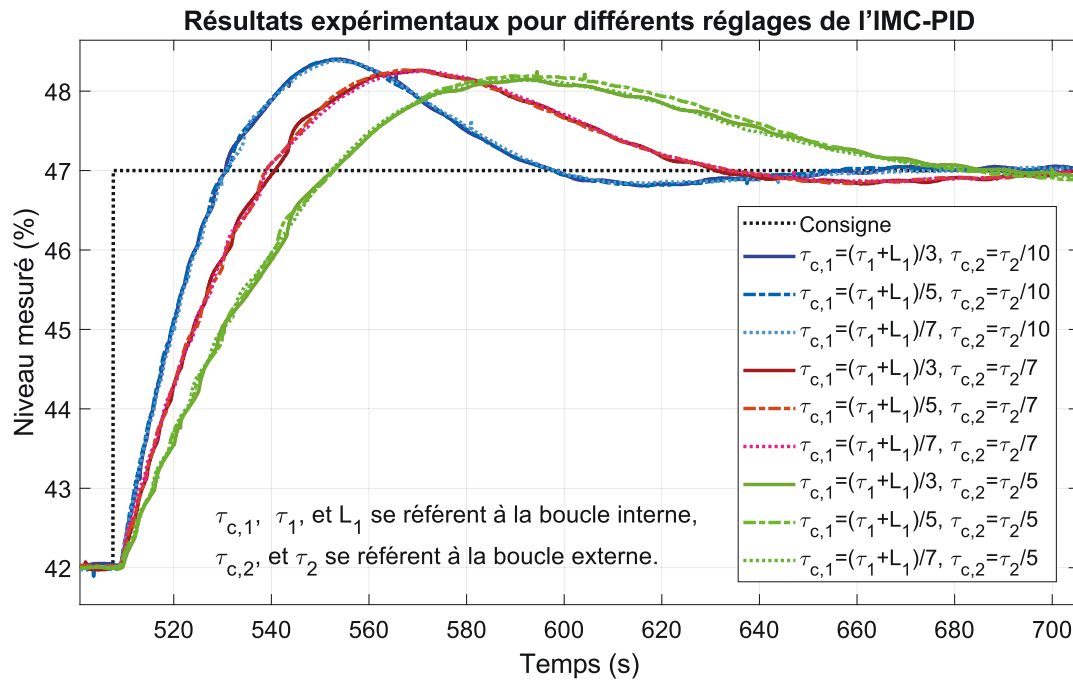


Figure 3.13 Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages de l'IMC-PID.

Le Tableau 3-10 récapitule, pour $\sigma \in \{5, 7, 10\}$, la constante de temps ainsi que les temps de montée et de pointe.

Nous constatons que pour la boucle externe, la constante de temps mesurée suit de près la valeur cible, l'écart moyen atteignant 10.5 %. Par ailleurs, la variation de σ de la boucle de débit n'a pas influé de manière significative les résultats de la boucle externe dans notre

Tableau 3-10 Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages de l'IMC-PID.

Cas	$\sigma = 5$	$\sigma = 7$	$\sigma = 10$
Constante de temps attendue τ_c	24.7	17.7	12.4
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	21.9	15.6	11.5
Temps de montée (100%)	43.1	29.7	21.4
Temps de pointe	83.7	61.7	44.8

plage testée : tant que l'asservissement de débit reste nettement plus rapide, ses réglages n'affectent pas les métriques reportées.

3.7.2 Prédicteur de Smith modifié

La méthode de MSP modifié permet de façonner la dynamique et la réjection des perturbations en modulant les paramètres λ_1 et λ_2 . Pour évaluer cet effet, nous faisons varier la boucle externe avec $\lambda_1, \lambda_2 \in \{3, 4, 5\}$, tandis que la boucle interne est maintenue inchangée à $\lambda_1 = 3, \lambda_2 = 5$. La Figure 3.14 présente les réponses à l'échelon obtenues pour les différentes combinaisons, et le Tableau 3-11 récapitule, pour chaque cas, la constante de temps, le temps de montée et le temps de pointe.

Tableau 3-11 Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages du MSP.

Cas	$\lambda_1 = 3$	$\lambda_1 = 4$	$\lambda_1 = 5$
	$\lambda_2 = 3$		
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	7.02	8.54	9.16
Temps de montée (100%)	11.32	13.43	13.9
Temps de point	19.35	21.02	22.84
	$\lambda_2 = 4$		
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	8.41	9.27	10.39
Temps de montée (100%)	14.43	16.07	17.97
Temps de pointe	23.15	25.01	26.74
	$\lambda_2 = 5$		
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	9.27	9.59	10.73
Temps de montée (100%)	16.51	17.58	19.15
Temps de pointe	27.42	26.47	29.87

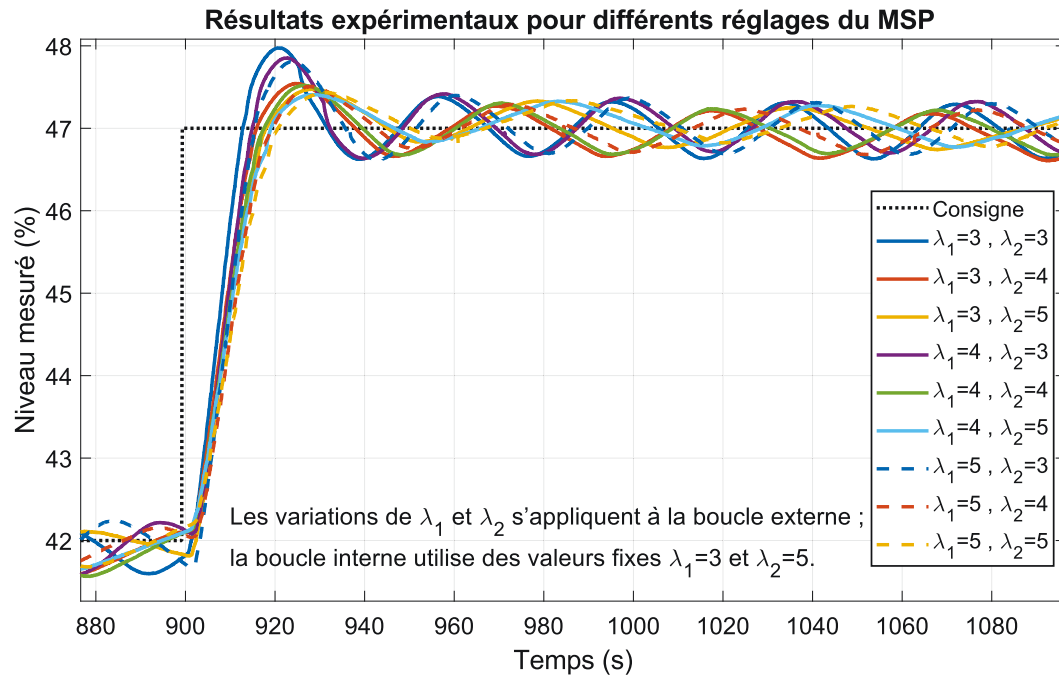


Figure 3.14 Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages du MSP.

Comme attendu, des valeurs plus faibles de λ_1 accélèrent la mise en régime (réduction des temps caractéristiques), alors que λ_2 influe davantage sur la douceur de la poursuite et la réjection des perturbations.

Il convient toutefois de noter que l'effet de λ_1 et λ_2 n'est pas parfaitement découplé : à la différence de l'IMC-PID, où la constante de temps visée peut être prescrite directement suivant τ_c , le réglage MSP résulte d'un compromis conjoint entre les deux paramètres.

3.7.3 Compensateur robuste à temps mort

Le compensateur robuste à temps mort (DTC) offre, à l'image de l'IMC, un réglage direct de la rapidité en boucle fermée. Le principe retenu consiste à fixer, en première intention, le paramètre T_e comme une fraction de la constante de temps du sous-modèle considéré, soit $T_e = \tau/\sigma$, de manière à imposer la dynamique visée. Nous obtenons ainsi

une relation simple entre T_e et la constante de temps en boucle fermée τ_c . La Figure 3.15 rassemble les réponses à l'échelon pour différents choix de σ ($\{5, 10, 15\}$ en interne et $\{15, 30, 45\}$ en externe).

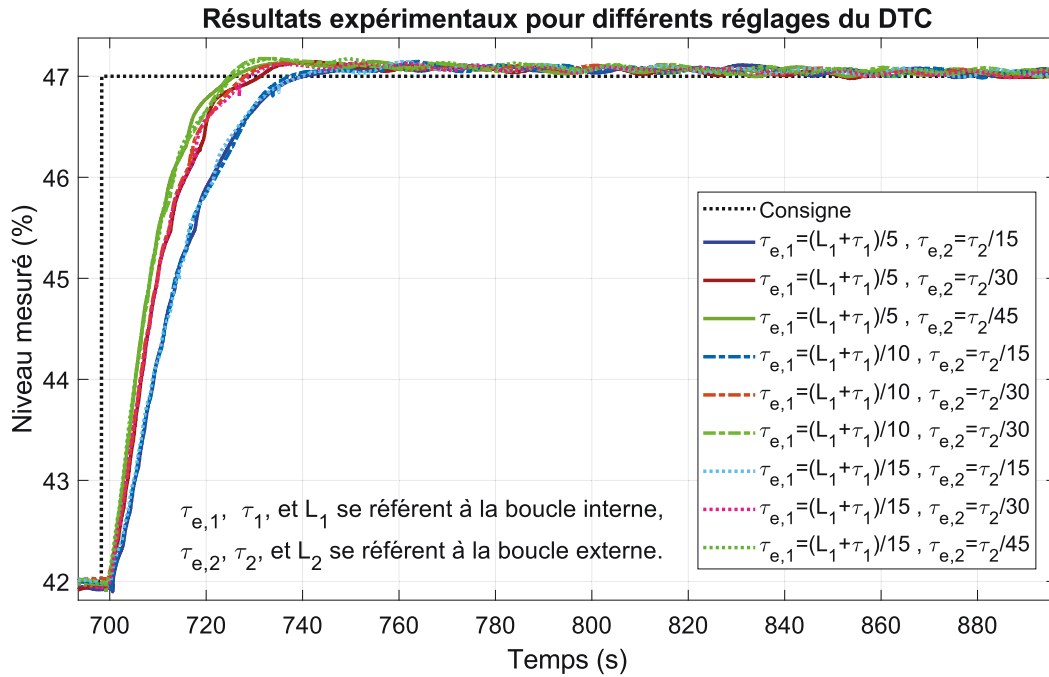


Figure 3.15 Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages du DTC.

Comme observé pour l'IMC, la variation de σ dans la boucle interne de débit n'affecte pas sensiblement les performances de la boucle externe dans l'intervalle étudié, pourvu que l'interne reste nettement plus rapide que l'externe.

Le Tableau 3-12 rapport, pour la boucle externe, les valeurs mesurées de τ_c , du temps de montée et du temps de pointe.

À partir de ces résultats, une loi affine approchée entre τ_c et T_e peut être proposée :

$$\tau_c \approx aT_e + b, \quad a = 1,25, \quad b = 5,$$

Tableau 3-12 Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages du DTC.

Cas	$\sigma = 15$	$\sigma = 30$	$\sigma = 45$
Paramètre T_e	8.26	4.13	2.75
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	15.13	10.49	8.28
Temps de montée (100%)	37.42	28.15	24.89
Temps de pointe	63.49	37.45	32.46

où b représente le délai minimal agrégé (constante de temps effective + temps mort) de la réponse en boucle ouverte. Ces constats montrent qu'il est possible de spécifier dès le dimensionnement initial les caractéristiques dynamiques recherchées en boucle fermée.

3.7.4 Commande par mode glissant dynamique–NPID

Les sections précédentes ont mis en évidence que, avec son réglage initial, le DSMC–NPID présente une performance globale limitée (temps d'établissement et ITAE élevés), tout en conservant deux atouts majeurs : une bonne tolérance aux incertitudes (Figure 3.6) et des comportements de la commande particulièrement lissés (Figures 3.7 et 3.8). Nous examinons ici un ajustement ciblé des paramètres, en faisant varier λ (pondération de la surface) et τ_f (constante de filtrage du terme dérivé), la boucle interne et les autres gains étant maintenus constants. Pour chaque couple (λ, τ_f) , un essai échelon est appliqué sur la boucle externe et les caractéristiques dynamiques et de régime établi sont extraites ; un exemple de réponses est donné dans la Figure 3.16 et la synthèse des mesures figure au Tableau 3-13.

Augmenter λ réduit l'erreur résiduelle et favorise l'accrochage sur la surface de glissement, au prix d'une sollicitation transitoire légèrement accrue. Diminuer τ_f accélère la réponse, nous avons un temps de montée et un temps de pointe plus courts, mais accroît la sensibilité au bruit et le risque de micro-oscillations si le positionneur n'est

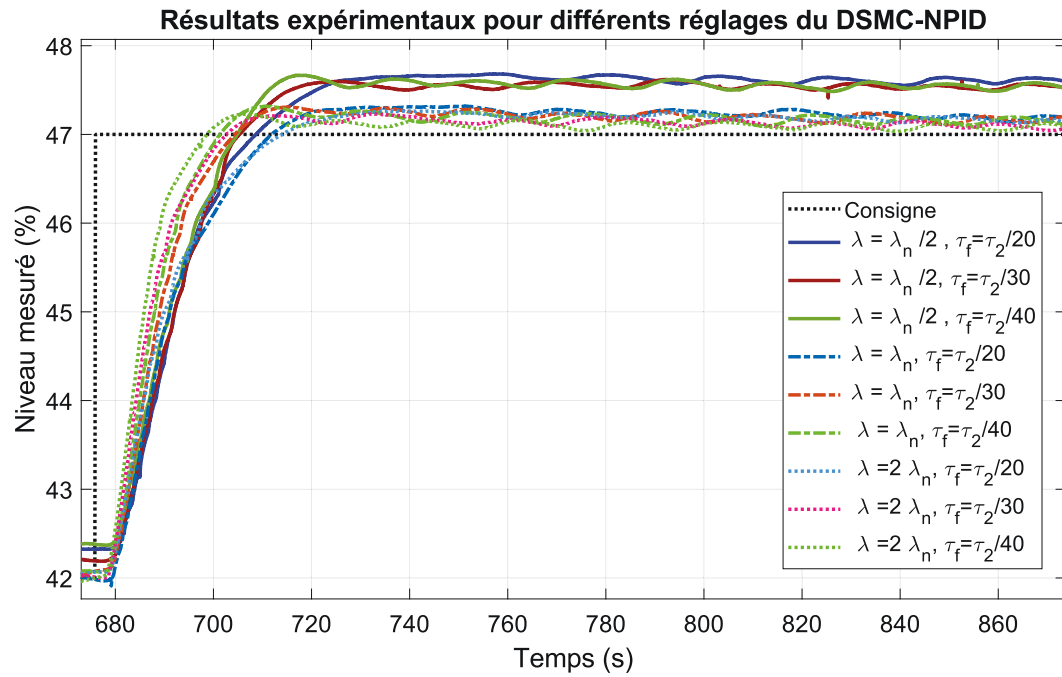


Figure 3.16 Résultats expérimentaux du niveau du réservoir pour différents réglages du DSMC-NPID.

Tableau 3-13 Indices temporels des résultats expérimentaux de la boucle de niveau pour différents réglages du DSMC-NPID.

Case	$\tau_f = \frac{\tau_2}{20}$	$\tau_f = \frac{\tau_2}{30}$	$\tau_f = \frac{\tau_2}{40}$
	$\lambda = \lambda_n / 2 = 5.25$		
Steady-state error (%)	12	10.4	10.4
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	16.94	16.78	15.68
Temps de montée (90%)	25.74	25.74	24.7
	$\lambda = \lambda_n = 10.5$		
Steady-state error (%)	3.64	3.52	2.40
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	15.78	13.6	12.51
Temps de montée (90%)	28.5	22.02	19.98
	$\lambda = 2 \lambda_n = 21$		
Steady-state error (%)	2.53	1.40	1.20
Constante de temps mesurée τ_c (63%)	15.39	11.78	10.37
Temps de montée (90%)	27.26	20.44	16.74

pas suffisamment amorti. Le gain k_d pourrait contribuer à améliorer l'amortissement et contenir le dépassement ; il n'est toutefois pas modifié dans cette série d'essais.

En pratique, une combinaison d'augmentation de λ et de diminution de τ_f permet d'améliorer la dynamique tout en préservant la douceur caractéristique du DSMC–NPID. Le réglage retenu résulte d'un compromis entre rapidité, précision stationnaire et lissage de l'actionnement.

3.8 Analyse de complexité d'implémentation

Le Tableau 3-14 présente la synthèse des ressources logicielles utilisées et des temps d'exécution mesurés pour chaque méthode de commande; les mesures de temps ont été obtenues avec Studio 5000 Task Monitor.

Tableau 3-14 Analyse de la complexité et du temps d'exécution des différentes stratégies de contrôle.

Analyse de la complexité							
Instructions employées	PI-PI	PID-PI	PID-PID	MSP	DTC	SMC-PID	DSMC-NPID
ADD/SUB	2	1		7	9	14	8
MUL/DIV				2	12	18	11
PI	2	1			2		1
PIDE		1	2				
LDLG				8	6	2	2
DEDT				4	2		1
HILL				4	2	2	2
INTG						2	2
DERV						2	1
ABS						2	1
XPY						2	1
SEL							3
LEQ/GEQ							3
Analyse du temps d'exécution							
Temps d'exécution moyen [μs]	44	90	105	200	238	320	300
Temps d'exécution maximal [μs]	53	103	136	234	279	347	325

À configuration identique, Ziegler–Nichols, Cohen–Coon et Chien–Hrones–Reswick requièrent le même nombre d'instructions et des ressources logicielles équivalentes, par ex. PI–PI, PID–PI ou PID–PID.

M-2DOF-SP désigne le prédicteur de Smith 2DOF modifié ; R-DTC le compensateur robuste de temps mort 2DOF.

L'IMC-PID utilise une configuration PID–PID.

Le temps d'exécution est obtenu à l'aide de l'outil Studio 5000 Task Monitor.

Sur le plan de la complexité, la hiérarchie est nette. Les lois classiques avec les trois combinaisons PI-PI, PID-PI et PID-PID s'appuient sur un nombre réduit de blocs standards (PI/PIDE) et très peu d'arithmétique, ce qui favorise lisibilité et maintenance.

Les méthodes robustes, MSP et DTC ajoutent des briques de compensation et de filtrage (LDLG, DEDT, HILL) et requièrent davantage d'opérations arithmétiques notamment des MUL/DIV, reflet de la modélisation explicite des retards. Les commandes à modes glissants SMC–PID et DSMC–NPID sont les plus denses, combinant non-linéarités (ABS, XPY), filtrage et dérivation (INTG, DERV), ainsi que de la logique (SEL, LEQ/GEQ), d'où un coût logiciel plus élevé.

Les mesures de temps d'exécution mettent en évidence une progression cohérente avec la complexité des structures. Le correcteur PI–PI constitue la référence, avec un temps moyen de ($44\mu s$). Le passage à une action dérivée augmente le coût de calcul, avec ($90\mu s$) pour PID–PI, soit environ un facteur 2, puis ($105\mu s$) pour PID–PID, correspondant à un facteur 2.4. Les stratégies robustes présentent des durées plus élevées, atteignant ($200\mu s$) pour le MSP, soit un facteur 4.6, et ($238\mu s$) pour le DTC, soit un facteur 5.4. Les approches par mode glissant affichent les temps les plus importants, avec ($300\mu s$) pour DSMC–NPID, soit un facteur 6.8, et ($320\mu s$) pour SMC–PID, soit un facteur 7.3.

Par ailleurs, les valeurs maximales restent proches des moyennes, comprises entre ($53\mu s$) et ($347\mu s$), et le rapport maximum sur moyenne se situe typiquement entre 1.1 et 1.3. Cette faible variabilité traduit une bonne prédictibilité temporelle, essentielle dans un contexte d'exécution déterministe sur API. Enfin, rapportés à une période d'échantillonnage représentative de ($10ms$), ces temps ne mobilisent qu'une fraction réduite du budget de calcul, allant d'environ (0.3%) pour PI–PI à (3.2%) pour SMC–PID, ce qui laisse une marge d'ordonnancement confortable pour les autres tâches d'automatisme.

En pratique, ces résultats suggèrent que les méthodes classiques offrent un coût minimal et une maintenabilité élevée lorsque l'incertitude est limitée et que les contraintes d'ingénierie priment. L'IMC–PID, de complexité comparable à PID–PID, apporte un amortissement et une sobriété intéressants pour un surcoût modéré. Les méthodes robustes

(DTC, MSP) introduisent un surcoût d'un facteur 2 à 3 par rapport à PID-PID, cohérent avec la robustesse accrue aux retards et aux perturbations. Enfin, les réglages au modes glissant sont les plus exigeantes en calcul, mais conservent une marge importante vis-à-vis des contraintes temps réel usuelles. Le choix final relève donc du compromis entre coût de calcul, facilité de mise en œuvre et exigences dynamiques du procédé.

3.9 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a présenté, de manière complète, une première étude de cas industrielle consacrée au contrôle en cascade du niveau d'un réservoir, avec l'objectif de comparer plusieurs familles de lois de commande dans un contexte représentatif des procédés continus soumis à des retards, perturbations et incertitudes. Après la description du banc d'essai et l'établissement d'une modélisation de référence, différentes stratégies ont été conçues et évaluées de façon progressive : correcteurs classiques PI et PID (ZN, CC, CHR), approches basées sur le modèle interne et la compensation du temps mort (IMC-PID, MSP, DTC) et lois robustes à modes glissants. L'analyse s'est appuyée sur des simulations, une étude de robustesse sous écart de modèle, puis une validation expérimentale sur API, complétée par une analyse de complexité d'implémentation.

Les résultats montrent des comportements nettement différenciés. Les réglages Ziegler-Nichols et Cohen-Coon offrent des réponses rapides en nominal, mais se révèlent plus sensibles aux incertitudes et aux variations de paramètres. Les réglages Chien-Hrones-Reswick privilégient un compromis plus amorti et stable, au prix d'une dynamique plus lente. Les méthodes à modèle interne se distinguent par une meilleure prise en compte du retard : l'IMC-PID apparaît comme une solution particulièrement cohérente, notamment pour le rejet des perturbations d'entrée avec un effort de commande maîtrisé, tandis que les contrôleurs MSP modifié et DTC sont plus avantageux lorsque

les perturbations affectent la charge en sortie. Les lois à modes glissants fournissent une commande généralement plus lissée, mais avec des performances intégrées et des temps de mise en régime moins favorables dans ce cadre.

Sur le plan de l'implémentation, toutes les stratégies restent compatibles avec les contraintes temps réel d'un PLC, tout en révélant une hiérarchie de complexité cohérente avec leur structure. Au final, ce chapitre fournit une base expérimentale et méthodologique solide, et prépare le transfert vers le chapitre 4, où ces compromis performance–robustesse–complexité sont réévalués dans un contexte embarqué et en conditions de terrain.

Chapitre 4 - Étude de cas 2 : Plateforme embarquée hétérogène pour le contrôle d'un robot agricole

4.1 Introduction du chapitre

Ce chapitre présente la seconde étude de cas du mémoire, dédiée au contrôle de vitesse d'un robot mobile agricole au sein d'une plateforme embarquée hétérogène. L'objectif est d'évaluer, dans un contexte mobile et contraint, la mise en œuvre de stratégies de commande pour assurer un suivi fiable à une basse vitesse, condition essentielle pour des tâches agricoles réalisées au plus près des cultures. À cette échelle de vitesse, la dynamique du robot devient particulièrement sensible aux frottements, aux irrégularités du sol, aux variations de charge et aux effets de quantification, ce qui rend l'évaluation expérimentale déterminante.

Le chapitre débute par la description du robot et de son environnement d'utilisation, puis détaille l'architecture embarquée retenue, fondée sur une répartition des fonctions entre FPGA et Raspberry Pi pour concilier déterminisme de la commande et souplesse de supervision. Les moteurs de traction sont ensuite modélisés afin de supporter la conception des contrôleurs, puis les lois sélectionnées sont discrétisées et préparées pour l'implantation. L'évaluation est conduite successivement en simulation, puis par une analyse d'empreinte matérielle sur FPGA, avant une validation expérimentale à vide et en charge. Enfin, une expérimentation de suivi de trajectoire fermée permet d'apprécier, au-delà du suivi de vitesse, les limites d'une boucle interne seule et les implications pour un pilotage global du robot.

4.2 Description du système

4.2.1 Description du robot agricole et environnement d'utilisation

Le second cas d'étude de ce mémoire est consacré à un robot mobile à vocation agricole, utilisé comme plateforme expérimentale pour l'évaluation de stratégies de commande implantées sur FPGA. Le robot adopte une configuration différentielle classique : deux roues motrices montées à l'arrière assurent la propulsion, tandis que deux roues pivotantes à l'avant contribuent au support et à l'équilibre de la structure. Ce choix de cinématique permet de générer les mouvements de translation et de rotation à partir des vitesses angulaires indépendantes des roues gauche et droite, tout en conservant une architecture mécanique compacte et robuste, adaptée aux déplacements en milieu extérieur.

La structure mécanique du robot est dimensionnée pour évoluer à une faible vitesse dans des environnements agricoles, typiquement sur des sols meubles ou irréguliers (terre, gravier, herbe). Le châssis supporte l'ensemble des sous-systèmes embarqués ; actionneurs, capteurs, électronique de puissance et de commande, ainsi que des charges additionnelles potentielles liées à l'application finale. Dans le cadre de ce travail, le robot est principalement utilisé comme banc d'essai mobile pour la validation de lois de commande de vitesse, sans mise en œuvre d'un outil agricole spécifique.

La Figure 4.1 présente le prototype réel du robot agricole utilisé dans cette étude. Nous y distinguons le châssis, les deux roues motrices arrière, les deux roues pivotantes avant, ainsi que la partie supérieure dédiée à l'intégration de l'électronique de puissance et des cartes de commande.



Figure 4.1 Prototype du robot agricole utilisé comme plateforme expérimentale - Groupe de recherche en électronique industrielle, UQTR.

4.2.2 Architecture embarquée et communication

Du point de vue matériel, le système embarqué du robot agricole regroupe deux moteurs à courant continu équipés par deux encodeurs quadratiques optiques pilotés par une électronique de puissance dédiée, ainsi qu'une carte FPGA et un micro-ordinateur Raspberry Pi. L'ensemble est alimenté par une batterie embarquée, qui peut être rechargée, lorsque les conditions d'ensoleillement le permettent, à l'aide d'un panneau solaire installé sur le robot.

Le FPGA constitue le cœur du système de commande. Il génère les signaux de modulation de largeur d'impulsion (MLI) appliqués aux étages de puissance, et lit les informations issues des encodeurs incrémentaux ainsi que des capteurs de courant et de tension. Il implémente aussi les différentes lois de commande discrétisées (PI, PID, MSP, DTC) pour les moteurs gauche et droit, la logique de contrôle est ainsi entièrement exécutée dans le FPGA, avec une période d'échantillonnage unique pour l'ensemble de la boucle de vitesse. Également il assure la communication avec le Raspberry Pi.

Le Raspberry Pi, embarqué à bord du robot, ne participe pas à la boucle de commande interne. Il reçoit les données envoyées périodiquement par le FPGA et les enregistre pour une analyse hors ligne. La communication numérique entre le FPGA et le Raspberry Pi est assurée par un bus série synchrone de type interface périphérique série (SPI), utilisé pour transférer périodiquement les grandeurs d'intérêt sans perturber le fonctionnement temps réel de la commande. Il est également connecté à l'unité de mesure inertielle (IMU) fixée sur le châssis. Dans ce travail, seule la vitesse angulaire selon l'axe vertical (z) fournie par l'IMU est exploitée pour estimer l'évolution de l'orientation du robot dans le cadre du modèle cinématique présenté ultérieurement.

Le robot est équipé aussi d'une manette radio (RC) permettant une prise de main manuelle. Le récepteur associé est relié à la carte FPGA, qui interprète les ordres de la manette pour commander directement les moteurs ou, selon le mode de fonctionnement choisi, pour autoriser ou interrompre l'application automatique de la référence de vitesse. Cette fonctionnalité est particulièrement utile pour les phases de mise au point, de sécurité et de repositionnement du robot sur le terrain.

L'intégration de ces différents éléments repose sur une électronique d'interface soignée. Des optocoupleurs sont utilisés à la fois pour assurer l'isolation galvanique entre la partie puissance et la logique de commande, et pour adapter les interfaces électriques entre les

différents sous-systèmes. En particulier, ils permettent de concilier les niveaux logiques à 3.3 V de la carte FPGA avec ceux à 5 V de certains capteurs, modules périphériques ou de la chaîne RC, tout en limitant l'influence des bruits et perturbations issus des étages de puissance. Les cartes DC–DC complètent ce dispositif en fournissant, à partir de la batterie et des signaux de commande MLI, les tensions nécessaires à l'alimentation des moteurs.

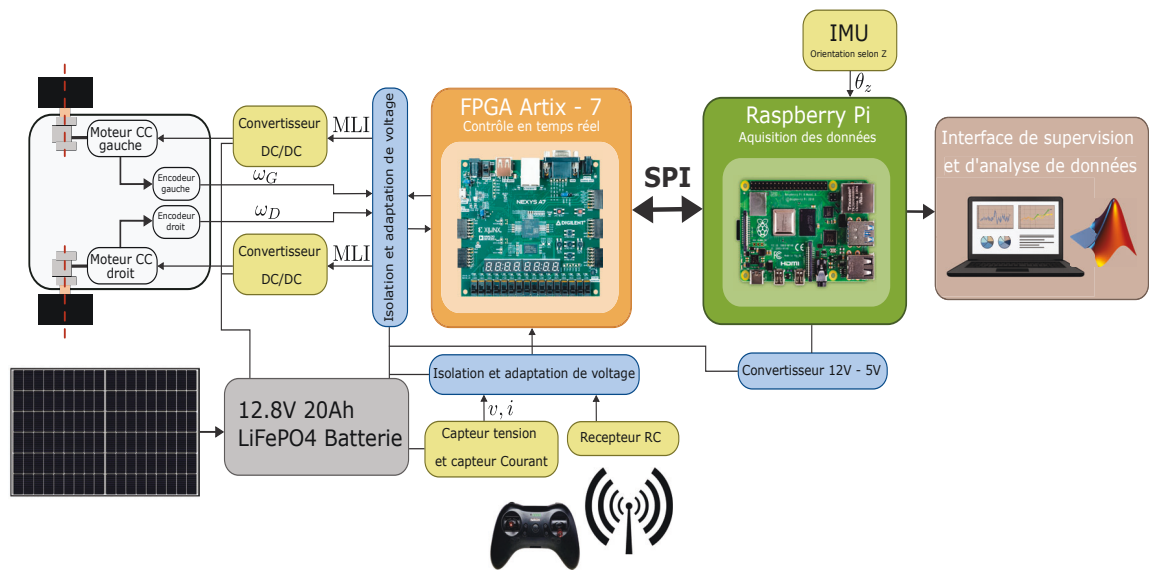


Figure 4.2 Diagramme fonctionnel de l'architecture embarquée du robot agricole.

La Figure 4.2 illustre le diagramme fonctionnel de l'architecture embarquée, en mettant en évidence les différents sous-systèmes (commande temps réel sur FPGA, supervision sur Raspberry Pi, chaîne d'actionnement, capteurs et interfaces de communication ainsi que les flux d'information). La Figure 4.3 synthétise ensuite l'organisation de l'ensemble de l'architecture électronique embarquée, tandis que le Tableau 4-1 récapitule les principaux composants matériels et les caractéristiques du robot agricole.

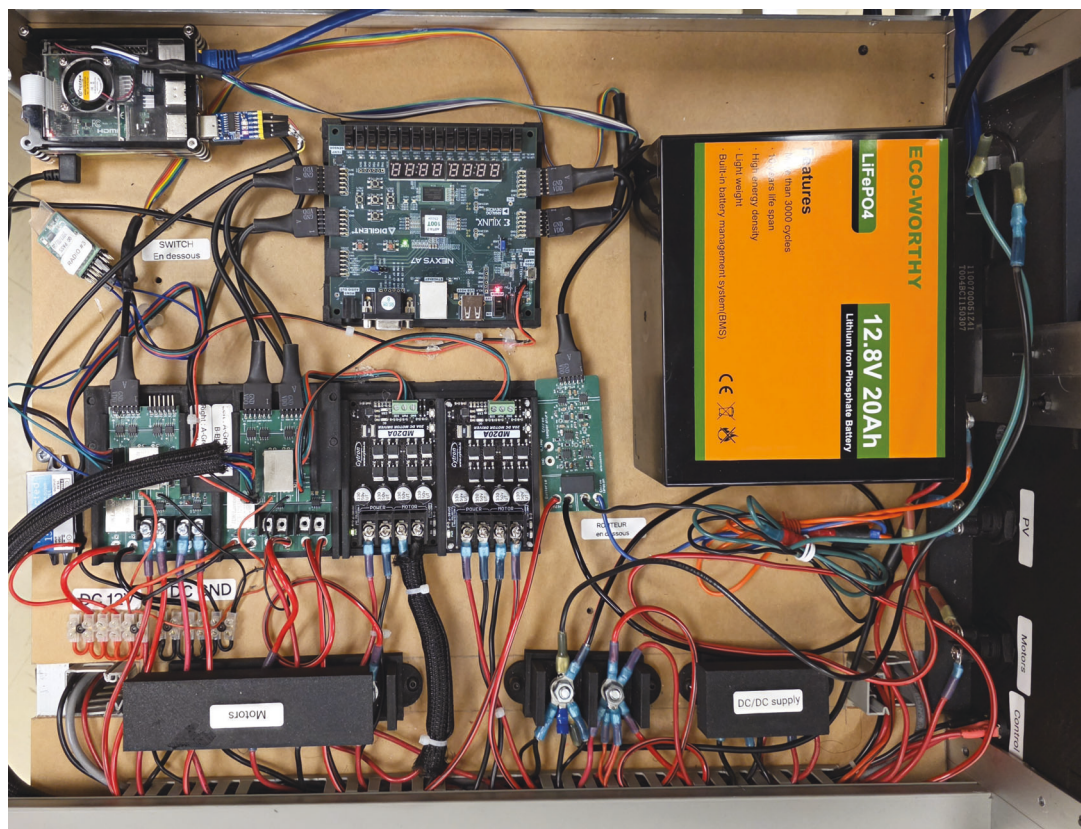


Figure 4.3 Architecture électronique embarquée du robot - Groupe de recherche en électronique industrielle, UQTR.

Tableau 4-1 Caractéristiques et principaux composants électroniques utilisés sur le robot agricole.

Élément	Référence / Description
Rayon des roues (r)	0.12m
Voie de l'essieu ($2d$)	0.74m
Masse du robot (m)	38 kg
Boîte de réduction (R)	16
Moteurs à courant continu	Ampflow E30-150-12-G16
Encodeurs	USDigital E3-500-375-NE-E-D-3
FPGA	Xilinx Artix-7
CPU	Raspberry Pi-4
Cartes DC-DC moteurs	Cytron MD20A
Unité de mesure inertielle (IMU)	WTGAHRS2 MPU9250
Émetteur RC	T8S Radiolink
Récepteur RC	R8XM
Batterie	ECO-WORTHY LiFePO4 12.8V 20Ah

4.3 Modélisation du système et conception des contrôleurs

4.3.1 Modélisation mathématique des moteurs de traction

Les essais en boucle ouverte ont été menés en imposant des paliers sur le rapport cyclique de la commande MLI appliquée à chaque moteur et en enregistrant la vitesse angulaire correspondante à partir des encodeurs incrémentaux. Un programme de test codé en VHDL su Vivado a été implanté sur la carte FPGA afin de générer automatiquement ces paliers de commande, tandis que le Raspberry Pi assurait l'enregistrement des données à une période d'échantillonnage T_s de l'ordre de quelques dixièmes de millisecondes.

Les séries temporelles obtenues pour les moteurs gauche et droit ont ensuite été importées et traitées sous MATLAB. Chaque courbe de réponse à un échelon de commande a été ajustée par un modèle de type premier ordre avec temps mort (FOPTD), décrit par l'équation (2.2), de manière à estimer pour chaque moteur les paramètres de gain statique, de constante de temps et de temps mort.

La fonction de transfert retenue pour le moteur $i \in \{G, D\}$ (gauche ou droit) s'écrit :

$$G_i(s) = \frac{K_i}{\tau_i s + 1} e^{-L_i s}, \quad (4.1)$$

où K_i désigne le gain statique, τ_i la constante de temps et L_i le temps mort global de la chaîne.

Les paramètres identifiés pour les moteurs gauche et droit sont rassemblés dans le Tableau 4-2, qui met en évidence d'éventuelles asymétries entre les deux côtés (gain, constante de temps ou temps mort légèrement différents). Dans la plage de fonctionnement considérée (basse vitesse, commande modérée), ces modèles FOPTD fournissent un compromis satisfaisant entre simplicité et fidélité. Ils sont utilisés dans la suite du chapitre

pour la conception et l'évaluation, en simulation puis en expérimentation, des contrôleurs de vitesse.

Tableau 4-2 Paramètres des modèles des moteurs gauche et droite.

Moteur	Gain statique (K)	Constante de temps (τ) [s]	Temps mort (L) [s]
Gauche	2.25	0.119	0.0040
Droite	2.54	0.105	0.0035

4.3.2 Discrétisation des contrôleurs

Les lois de commande retenues pour la régulation de la vitesse des moteurs sont constituées des contrôleurs classiques PI et PID réglés selon les méthodes de Ziegler–Nichols, Cohen–Coon et Chien–Hrones–Reswick, complétés par les commandes robustes ; le régulateur IMC–PID, le prédicteur de Smith modifié (MSP) et le compensateur de temps mort (DTC). Pour le contrôle de vitesse le mode glissant n'est pas retenu. Les paramètres de ces contrôleurs sont calculés, dans un premier temps, en continu et rassemblés dans le Tableau 4-3.

Tableau 4-3 Paramètres des contrôleurs implémentés.

Méthode	Boucle de vitesse - Moteur gauche	Boucle de vitesse - Moteur droit
Ziegler-Nichols - PI	$k_c = 12.0, t_i = 0.013$	$k_c = 10.6, t_i = 0.012$
Ziegler-Nichols - PID	$k_c = 16.0, t_i = 0.008, t_d = 0.0020$	$k_c = 14.17, t_i = 0.007, t_d = 0.0018$
Cohen-Coon - PI	$k_c = 12.04, t_i = 0.012$	$k_c = 10.66, t_i = 0.011$
Cohen-Coon - PID	$k_c = 17.89, t_i = 0.0097, t_d = 0.0014$	$k_c = 15.84, t_i = 0.0085, t_d = 0.0013$
Chien-Hrones-Reswick - PI	$k_c = 4.67, t_i = 0.139$	$k_c = 4.13, t_i = 0.122$
Chien-Hrones-Reswick - PID	$k_c = 8.0, t_i = 0.119, t_d = 0.50$	$k_c = 7.08, t_i = 0.105, t_d = 0.50$
IMC-PID	$\tau_c = \frac{\tau_1 + L_1}{5} = 0.024, k_c = 3.61, t_i = 0.039, t_d = 0.0008$	$\tau_c = \frac{\tau_2}{5} = 0.021, k_c = 3.20, t_i = 0.035, t_d = 0.0007$
Prédicteur de Smith modifié (MSP)	$\lambda_1 = 0.1, \lambda_2 = 0.5$	$\lambda_1 = 0.1, \lambda_2 = 0.5$
Compensateur robuste de temps mort (DTC)	$Dm = \frac{L_1}{4} = 0.0009, T_0 = 1.54Dm = 0.0015,$ $T_e = \frac{\tau_1 + L_1}{30} = 0.004, T_1 = 0.006$	$Dm = \frac{L_2}{4} = 0.0008, T_0 = 1.54Dm = 0.0013,$ $T_e = \frac{\tau_2}{30} = 0.0035, T_1 = 0.0053$

En vue de l'implantation sur FPGA, l'ensemble des contrôleurs a ensuite été discrétisé en adoptant une période d'échantillonnage commune de $T_s = 0.1\text{ms}$. Ce choix a été retenu afin de disposer d'une fréquence d'actualisation suffisamment élevée pour suivre fidèlement la dynamique du système, notamment au regard des temps morts identifiés, de l'ordre de 0.35ms pour le moteur droit et 0.4ms pour le moteur gauche. Une telle période, nettement inférieure à ces temps caractéristiques, permet de mieux représenter le comportement rapide du système, d'exploiter efficacement les capacités de traitement temps réel du FPGA, et de rester cohérente avec la cadence de mise à jour des mesures fournies par l'encodeur.

Deux approches sont considérées : la discrétisation associée au maintien d'ordre zéro (ZOH) et la transformation bilinéaire de Tustin. Pour le passage du domaine continu au domaine discret, la variable s est approximée, selon la méthode utilisée, par les expressions suivantes :

$$s \approx \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \quad (4.2)$$

pour la discrétisation de type ZOH, et

$$s \approx \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.3)$$

pour la transformation bilinéaire de Tustin.

Pour chacun des éléments constitutifs du contrôleur ; termes proportionnel, intégral et dérivatif, compensateurs MSP/DTC et modèles FOPTD utilisés en interne, les méthodes de discrétisation retenues fournissent une expression discrète, ensuite réécrite sous forme d'équations récursives directement exploitables en arithmétique fixe. Les principales expressions obtenues pour ces éléments sont rassemblées dans le Tableau 4-4 pour la méthode ZOH et le Tableau 4-5 pour la méthode de Tustin.

Tableau 4-4 Discrétisation des blocs de commande classiques par la méthode ZOH.

Bloc de commande	Modèle continu	Modèle discret (ZOH)
Proportionnel	$P(s) = K_p \cdot e(s)$	$P[z] = K_p \cdot e[z]$
Intégral	$I(s) = \frac{K_i}{s} \cdot e(s)$	$I[z] = K_i \cdot T_s \cdot e[z] + I[z - 1]$
Dérivé	$D(s) = K_d \cdot \frac{s}{N s + 1} \cdot e(s)$	$D[z] = \frac{K_d}{N + T_s} \cdot (e[z] - e[z - 1]) + \frac{N}{N + T_s} \cdot D[z - 1]$
Premier ordre	$F(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \cdot e(s)$	$F[z] = \frac{K \cdot T_s}{\tau + T_s} \cdot e[z] - \frac{\tau}{\tau + T_s} \cdot F[z - 1]$
Compensateur Lead-Lag	$C(s) = \frac{zs + 1}{ps + 1} \cdot e(s)$	$C[z] = \frac{z + T_s}{p + T_s} \cdot e[z] - \frac{z}{p + T_s} \cdot e[z - 1] + \frac{p}{T_s + p} \cdot C[z - 1]$

Tableau 4-5 Discrétisation des blocs de commande classiques par la méthode de Tustin.

Bloc de commande	Modèle continu	Modèle discret (Tustin)
Proportionnel	$P(s) = K_p \cdot e(s)$	$P[z] = K_p \cdot e[z]$
Intégral	$I(s) = \frac{K_i}{s} \cdot e(s)$	$I[z] = \frac{K_i \cdot T_s}{2} \cdot (e[z] + e[z - 1]) + I[z - 1]$
Dérivé	$D(s) = K_d \cdot \frac{s}{N s + 1} \cdot e(s)$	$D[z] = \frac{2K_d}{2N + T_s} \cdot (e[z] - e[z - 1]) + \frac{T_s - 2N}{T_s + 2N} \cdot D[z - 1]$
Premier ordre	$F(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \cdot e(s)$	$F[z] = \frac{K \cdot T_s}{2\tau + T_s} \cdot (e[z] - e[z - 1]) + \frac{T_s - 2\tau}{T_s + 2\tau} \cdot F[z - 1]$
Compensateur Lead-Lag	$C(s) = \frac{zs + 1}{ps + 1} \cdot e(s)$	$C[z] = \frac{2z + T_s}{2p + T_s} \cdot e[z] - \frac{T_s - 2z}{2p + T_s} \cdot e[z - 1] + \frac{T_s - 2p}{T_s + 2p} \cdot C[z - 1]$

4.4 Évaluation en simulation des contrôleurs

Dans cette section, les stratégies de commande sont d'abord examinées en simulation avant leur implantation sur FPGA. Les modèles FOPTD obtenus pour les moteurs sont

utilisés dans une boucle fermée de contrôle de vitesse implantée dans l'environnement MATLAB/Simulink, en s'appuyant sur des blocs de SYSTEM GENERATOR de Xilinx, et soumise à un échelon de consigne choisi dans le domaine opérationnel du robot. Les contrôleurs sont modélisés dans leur forme discrète pour une période d'échantillonnage $T_s = 0.1\text{ms}$, selon les deux méthodes de discrétisation ZOH et Tustin.

Pour alléger la présentation, seules les réponses obtenues pour le moteur gauche sont détaillées dans la suite, le comportement du moteur droit étant similaire. La Figure 4.4 illustre un exemple de réponse simulée en conditions nominales, qui servira de base à la comparaison des différentes lois de commande.

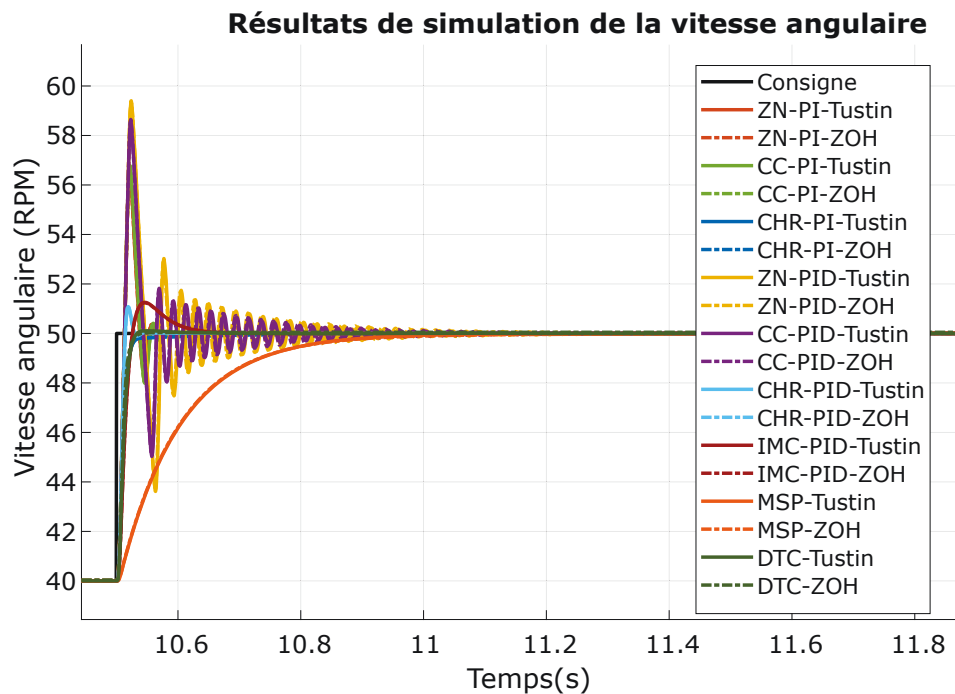


Figure 4.4 Résultats de simulation de la vitesse angulaire (moteur gauche).

Une analyse temporelle de la réponse à la consigne échelon a été réalisée afin de comparer objectivement les différentes lois de commande, à partir des indices $t_{r\pm 2\%}$, $t_{63\%}$ et $t_{10-90\%}$ présentés dans le Tableau 4-6. Ces indicateurs permettent respectivement

d'évaluer la vitesse de stabilisation autour de la consigne, la rapidité de la phase initiale de réponse et la dynamique de montée principale.

Tableau 4-6 Indices Temporels des résultats de simulation du système de contrôle de vitesse.

Méthode de contrôle	Méthode de discrétisation							
	ZOH				Tustin			
	$t_{r\pm 2\%}$ (ms)	$t_{63\%}$ (ms)	$t_{10-90\%}$ (ms)	$M_p(\%)$	$t_{r\pm 2\%}$ (ms)	$t_{63\%}$ (ms)	$t_{10-90\%}$ (ms)	$M_p(\%)$
Ziegler-Nichols - PI	71.10	8.977	7.724	64.45	71.43	8.977	7.724	64.47
Ziegler-Nichols - PID	450.5	9.087	7.723	93.40	426.5	9.066	7.723	93.96
Cohen-Coon - PI	74.71	8.977	7.724	67.44	75.173	8.977	7.724	67.76
Cohen-Coon - PID	398.5	9.087	7.723	86.05	360.6	9.087	7.723	86.47
CHR - PI	34.44	11.70	15.56	00.00	36.53	11.72	15.64	00.00
CHR - PID	26.30	9.113	8.214	10.99	26.36	9.116	8.229	10.82
IMC-PID	23.85	13.19	16.03	12.40	23.86	13.22	16.05	12.57
MSP	408.3	101.3	218.3	00.00	396.3	102.3	219.2	00.00
DTC	27.43	10.44	13.96	1.120	27.19	11.85	15.79	1.184

Les résultats obtenus montrent que les correcteurs PI issus des réglages de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon se caractérisent par une montée très rapide, comme l'indiquent les faibles valeurs de $t_{63\%}$ et de $t_{10-90\%}$. Toutefois, cette rapidité initiale s'accompagne d'un dépassement très important, supérieur à 64%, ce qui prolonge la phase transitoire et dégrade la qualité de la stabilisation. À l'inverse, le correcteur CHR–PI présente une réponse sans dépassement avec une montée plus progressive, mais une convergence plus propre vers la consigne. Pour les correcteurs PID, les réglages de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon conservent des temps de montée très faibles, mais génèrent des dépassements encore plus marqués, atteignant des valeurs très élevées. Ces oscillations importantes augmentent fortement le temps de réponse global et rendent ces réglages moins intéressants du point de vue de la stabilité transitoire. En revanche, CHR–PID offre un comportement nettement plus équilibré, en combinant un temps de réponse

court, des temps transitoires réduits et un dépassement modéré. Il constitue ainsi un meilleur compromis entre rapidité et amortissement. Parmi les commandes robustes, IMC–PID présente le temps de réponse le plus faible, ce qui traduit une stabilisation particulièrement rapide. La commande DTC se distingue également par de bonnes performances dynamiques, avec un temps de réponse voisin de celui de CHR–PID, tout en conservant un très faible dépassement, de l'ordre de 1%, ce qui met en évidence un comportement bien amorti. À l'opposé, MSP demeure la méthode la moins performante sur le plan dynamique : malgré l'absence de dépassement, elle présente les temps caractéristiques les plus élevés, ce qui traduit une réponse lente et peu réactive.

En complément de l'analyse temporelle, nous quantifions, comme pour le chapitre précédent, la performance globale au moyen d'indices intégrés calculés sur l'erreur et la commande. Le Tableau 4-7 présente, les indices ISE (précision globale), ITAE (sensibilité aux erreurs tardives), l'énergie de commande I , ainsi que l'indice combiné P défini à l'équation (3.3), pour les deux discrétisations ZOH et Tustin.

Tableau 4-7 Indices de performances des résultats de simulation du système de contrôle de vitesse.

Méthode de contrôle	Méthode de discrétisation							
	ZOH				Tustin			
	ISE	ITAE	I	P	ISE	ITAE	I	P
Ziegler–Nichols – PI	1.113	0.004	1.585	1.653	1.118	0.004	1.585	1.661
Ziegler–Nichols – PID	2.413	0.064	1.677	13.42	2.454	0.058	1.676	12.47
Cohen–Coon – PI	1.181	0.004	1.588	1.803	1.188	0.004	1.588	1.817
Cohen–Coon – PID	1.896	0.048	1.653	10.19	1.912	0.041	1.651	8.922
CHR – PI	0.815	0.006	1.537	2.034	0.817	0.007	1.537	2.141
CHR – PID	0.686	0.002	1.554	1.028	0.689	0.001	1.554	1.011
IMC–PID	0.975	0.006	1.537	2.036	0.978	0.006	1.537	2.022
MSP	5.346	0.103	1.505	22.14	5.405	0.117	1.504	24.84
DTC	0.770	0.002	1.545	1.091	0.844	0.002	1.538	1.125

Les indices de performance confirment globalement les tendances observées à partir

des réponses temporelles. Les correcteurs PI issus de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon présentent des valeurs d’ITAE très faibles, de l’ordre de 0.004, ce qui traduit une erreur pondérée dans le temps relativement limitée. Cependant, leurs valeurs d’ISE restent plus élevées que celles des méthodes les plus performantes, ce qui montre que l’énergie globale de l’erreur demeure importante. Le correcteur CHR–PI améliore ce comportement, avec une diminution de l’ISE et de l’indice I, ce qui reflète une meilleure qualité globale de la réponse.

Pour les correcteurs PID, les réglages de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon donnent les performances les moins satisfaisantes. Leurs valeurs d’ISE, d’ITAE et de l’indice global P sont nettement plus élevées, ce qui traduit des réponses plus oscillatoires et un effort de commande plus important. À l’inverse, CHR–PID présente les meilleurs résultats parmi les PID classiques, avec les plus faibles valeurs d’ISE et d’ITAE ainsi qu’un indice P proche de l’unité, ce qui indique une bonne précision et un comportement mieux amorti. Parmi les commandes robustes, DTC et IMC–PID présentent également de bonnes performances globales. DTC se distingue par de faibles valeurs d’ISE et d’ITAE, ainsi qu’un indice P réduit, ce qui confirme un bon compromis entre précision, stabilité et effort de commande. IMC–PID offre des performances intermédiaires, meilleures que celles des réglages classiques de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon, mais légèrement moins favorables que celles de CHR–PID et de DTC. En revanche, MSP apparaît comme la méthode la moins performante selon ces critères, avec les valeurs les plus élevées de l’ISE, de l’ITAE et de P, malgré un indice I relativement faible.

Enfin, la comparaison entre les discrétisations ZOH et Tustin met en évidence des écarts très faibles, aussi bien sur les indices temporels que sur les indices de performance. Les résultats obtenus restent donc globalement similaires d’une méthode de discrétisation à l’autre, sans modification de la hiérarchie des stratégies de contrôle, ce qui montre que,

dans cette étude, le comportement du système dépend davantage du réglage du contrôleur que de la technique de discrétisation adoptée.

4.5 Analyse de complexité d'implémentation

Les analyses temporelles et intégrées ayant mis en évidence des performances très proches entre ZOH et Tustin, cette section recentre la comparaison sur les aspects d'implémentation. Nous évaluons l'empreinte matérielle des différentes lois de commande sur la cible FPGA Artix-7, dans des conditions de synthèse homogènes ; même période d'échantillonnage T_s , arithmétique fixe, options d'optimisation identiques. Le Tableau 4-8 synthétise l'utilisation des ressources par famille (PI, PID, MSP et DTC) et par méthode de discrétisation ZOH et Tustin.

L'Artix-7 utilisé dans ce projet met à disposition 63,400 LUTs (Look-Up Table) de type Slice, dont jusqu'à 19,000 peuvent être configurées en LUT mémoire, ainsi que 126,800 registres de type flip-flop. À ce niveau de capacité, l'ensemble des contrôleurs implantés reste très compact, avec une occupation inférieure à 4% des LUTs et à 1% des registres. La hiérarchie des coûts matériels demeure constante, des structures les plus simples vers les plus élaborées, en suivant l'ordre PI, puis PID, puis DTC, puis MSP. Les correcteurs PI sont les plus économes, avec une utilisation comprise entre 1.27 et 1.43% des LUTs et entre 0.39 et 0.44% des registres. Le passage aux correcteurs PID traduit l'ajout de l'action dérivée et de son filtrage, ce qui augmente l'occupation à environ 2.5% des LUTs et 0.6% des registres. Du côté des stratégies robustes, le DTC reste modéré avec 3.45 à 3.55% des LUTs, tandis que le MSP apparaît comme le plus coûteux avec 3.72 à 3.88%, en raison des mécanismes de prédiction et des boucles de correction supplémentaires.

L'analyse au niveau des primitives confirme une implémentation majoritairement en logique distribuée. Les bascules FDRE dominent pour la réalisation des registres, quelques

Tableau 4-8 Analyse de complexité de l'utilisation détaillée des ressources FPGA pour les différentes stratégies de contrôle.

Ressource	PI		PID		MSP		DTC	
	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin
LUTs (Sites)								
LUT totales	803	905	1573	1590	2357	2458	2188	2248
LUT totales (%)	1,27	1,43	2,48	2,51	3,72	3,88	3,45	3,55
LUT logiques	747	817	1485	1502	2301	2402	2036	2096
LUT logiques (%)	1,18	1,29	2,34	2,37	3,63	3,79	3,21	3,31
LUT mémoire	56	88	88	88	56	56	152	152
LUT mémoire (%)	0,29	0,46	0,46	0,46	0,29	0,29	0,80	0,80
Registres & mémoire								
Flip-flop registres	495	559	751	784	1010	1072	963	1154
Flip-flop registres (%)	0,39	0,44	0,59	0,62	0,80	0,85	0,76	0,91
Ressources spécialisées								
CARRY4	124	139	250	257	432	446	387	403
Détail primitives								
FDRE	495	559	751	784	982	1044	935	1126
FDSE	0	0	0	0	28	28	28	28
SRLC32E	56	88	88	88	56	56	152	152

FDRE : bascule D avec horloge, validation (clock enable) et reset synchrone, utilisée pour les registres classiques.

FDSE : bascule D avec horloge, validation et set synchrone, utilisée pour des registres initialisés ou forcés à '1'.

SRLC32E : LUT configurée en registre à décalage de 32 bits avec enable, utilisée comme mémoire distribuée pour implémenter des retards et intégrateurs.

FDSE apparaissent pour des besoins d'initialisation synchrone, principalement dans MSP et DTC, et les ressources SRLC32E sont utilisées de façon ciblée pour implémenter des retards et des intégrateurs, avec une présence plus marquée dans le DTC. Enfin, aucune des variantes n'utilise de blocs DSP48 ni de mémoire BRAM, ce qui laisse ces ressources spécialisées entièrement disponibles pour d'autres fonctions temps réel, telles que le filtrage, l'estimation ou la gestion avancée des entrées-sorties.

Afin d'obtenir une vision globale de l'occupation matérielle du système embarqué, et non uniquement de la loi de commande, une synthèse de la consommation FPGA du code complet est présentée après l'analyse détaillée des contrôleurs. Dans cette

évaluation, le contrôleur le plus coûteux, à savoir le MSP, est retenu afin de représenter le cas le plus défavorable. Le calcul prend en compte l'ensemble des blocs nécessaires au fonctionnement temps réel du robot, incluant la génération MLI, l'acquisition et le décodage des mesures de courant et de tension, la lecture des encodeurs, le décodage des signaux de commande RC, la génération de la référence de vitesse, ainsi que la logique de communication SPI avec le Raspberry Pi. Au total, l'architecture complète utilise 9490 LUTs, soit 14.97% de l'Artix-7, dont 9378 LUTs logiques représentant 14.83% et 112 LUTs mémoire représentant 0.58%. Elle mobilise également 3884 registres, soit 3.06%, correspondant à 3651 flip-flops, soit 2.87%, avec une utilisation marginale de latches de 0.19%. Cette synthèse confirme que, même dans la configuration la plus exigeante, la plateforme conserve une marge importante pour des extensions futures, tout en garantissant une implantation embarquée robuste.

S'agissant de la discrétisation, nous observons une sur-consommation faible mais systématique pour Tustin (LUTs, registres, CARRY4), liée à la forme bilinéaire où il y a plus de termes à sommer/retarder. À l'inverse, ZOH conduit à des formes récursives plus directes, une mise à l'échelle fixe plus simple et des chaînes arithmétiques plus courtes, ce qui facilite la tenue du timing. Compte tenu de la quasi-équivalence des performances, des caractéristiques temporelles, de la moindre complexité de programmation, et de l'empreinte matérielle légèrement plus faible, la discrétisation ZOH est retenue pour la suite du chapitre et pour l'ensemble des essais expérimentaux. Les versions Tustin demeurent utilisées comme points de comparaison en simulation.

4.6 Évaluation expérimentale

Les essais expérimentaux ont été conduits sous deux conditions complémentaires afin de caractériser la dynamique des boucles de vitesse. Dans un premier temps, des essais

à vide ont été réalisés avec les roues libres et le robot sans charge, de manière à isoler le comportement intrinsèque du système de commande et à évaluer les performances propres des contrôleurs dans des conditions idéalisées. Dans un second temps, des essais en charge ont été effectués dans des conditions plus proches de l'application réelle visée. Ces tests ont été menés sur un terrain gazonné, choisi pour se rapprocher de l'environnement futur d'utilisation du robot, notamment dans un contexte agricole. Dans ce cas, le robot est soumis à des contraintes supplémentaires liées au contact avec le sol, aux irrégularités du terrain, à la résistance au roulement, ainsi qu'à l'effet de son propre poids. Ces essais permettent ainsi d'évaluer la robustesse des contrôleurs dans des conditions plus représentatives du fonctionnement réel, en tenant compte des perturbations et des variations de charge que le robot peut rencontrer en pratique.

La commande temps réel est exécutée sur FPGA, avec des contrôleurs discrétisés selon la méthode du maintien d'ordre zéro (ZOH) pour une période d'échantillonnage $T_s = 0.1\text{ms}$ et développés sous SYSTEM GENERATOR. Le Raspberry Pi assure l'acquisition des mesures. La consigne appliquée est un échelon de vitesse dont l'amplitude est choisie dans le domaine opérationnel du robot. Les résultats présentés concernent uniquement le moteur gauche, le côté droit présentant un comportement similaire.

4.6.1 Essais à vide

La Figure 4.5 illustre un exemple représentatif de la réponse à un échelon de vitesse mesurée sur le moteur gauche en essai à vide, qui servira de base à l'analyse des performances.

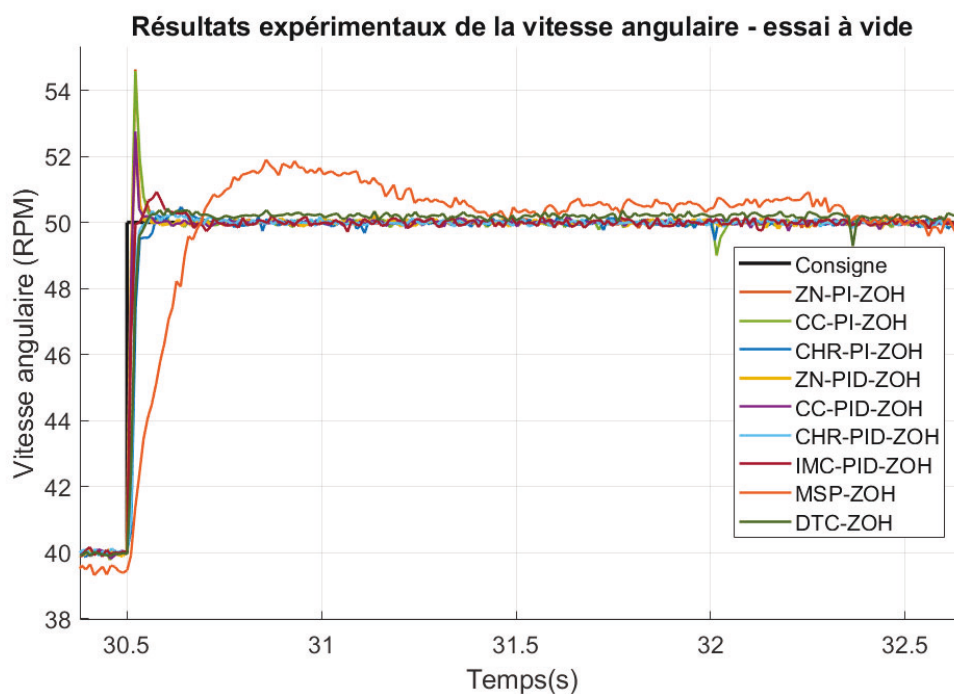


Figure 4.5 Résultats expérimentaux de la vitesse angulaire à vide (moteur gauche).

Tableau 4-9 Indices temporels des résultats expérimentaux à vide du système de contrôle de vitesse.

Méthode de contrôle	$t_{r\pm 2\%}$ (ms)	$t_{63\%}$ (ms)	$t_{10-90\%}$ (ms)	$M_P(\%)$
Ziegler-Nichols - PI	60.61	8.713	11.25	45.17
Ziegler-Nichols - PID	39.96	7.583	9.730	25.69
Cohen-Coon - PI	59.85	7.713	9.285	44.32
Cohen-Coon - PID	40.44	8.000	10.68	26.47
Chien-Hrones-Reswick - PI	153.3	19.99	19.16	4.620
Chien-Hrones-Reswick - PID	75.22	17.67	13.28	3.490
IMC-PID	156.9	9.785	16.88	9.277
Prédicteur de Smith modifié	985.8	98.28	129.9	18.72
Compensateur robuste de temps mort	213.8	17.96	23.84	4.314

Les résultats expérimentaux à vide montrent que les correcteurs issus des réglages de Ziegler-Nichols et de Cohen-Coon demeurent globalement les plus rapides. En particulier, Ziegler-Nichols-PID et Cohen-Coon-PID présentent les temps de réponse les plus faibles, de l'ordre de 40 ms, avec des valeurs réduites de $t_{63\%}$ et de $t_{10-90\%}$, ce qui

traduit une montée rapide et une bonne réactivité. Les versions PI de ces mêmes méthodes affichent également des performances dynamiques élevées, avec des temps de réponse voisins de 60ms. Toutefois, cette rapidité s'accompagne de dépassements importants, compris entre environ 25% et 45%, ce qui révèle des réponses plus oscillatoires.

À l'inverse, les réglages de Chien–Hrones–Reswick se distinguent par un comportement beaucoup mieux amorti. CHR–PI et CHR–PID présentent en effet les plus faibles dépassements, de l'ordre de 3.5% à 4.6%, traduisant une meilleure stabilité transitoire. Cette amélioration se fait cependant au prix d'une réponse plus lente, notamment pour CHR–PI, dont le temps de réponse dépasse 150ms. CHR–PID offre un compromis plus équilibré, avec un temps de réponse intermédiaire d'environ 75ms et un dépassement très modéré.

Parmi les commandes robustes, IMC–PID présente un comportement relativement lent, avec un temps de réponse du même ordre que CHR–PI, bien que son dépassement reste modéré. Le compensateur robuste de temps mort montre une dynamique encore plus lente, avec un temps de réponse supérieur à 200ms, malgré un faible dépassement. À l'opposé, le prédictor de Smith modifié apparaît comme la méthode la moins performante dans cette configuration, avec des temps caractéristiques très élevés, en particulier un temps de réponse proche de 1s, révélant une dynamique nettement plus lente que toutes les autres approches.

La Figure 4.6 suivante présente l'évolution du signal de commande $u(t)$, permettant d'apprécier l'effort demandé au moteur pour chacune des méthodes.

Une analyse des indices de performance expérimentaux à vide a été réalisée à partir de l'ISE, de l'ITAE et des indices I et P présentés dans le Tableau 4-10.

Les indices de performance obtenus à vide confirment globalement les tendances

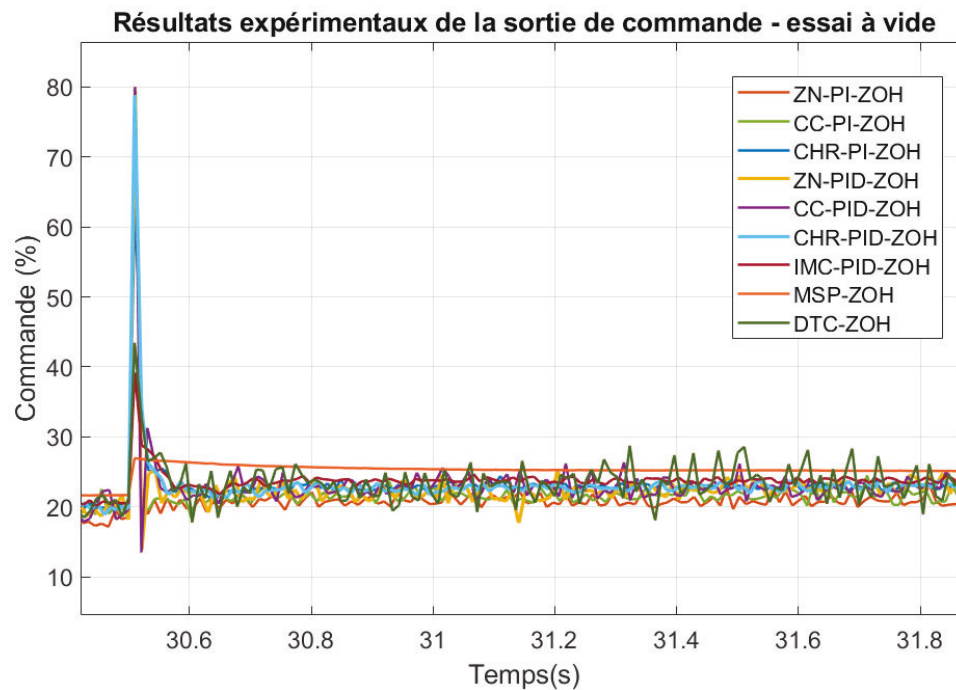


Figure 4.6 Résultats expérimentaux de la sortie de commande pour l'essai à vide (moteur gauche).

observées à partir des indices temporels. Les correcteurs issus de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon présentent les valeurs les plus faibles de l'ISE, de l'ITAE et de l'indice global P , ce qui traduit une meilleure précision globale et des performances dynamiques satisfaisantes. En particulier, Ziegler–Nichols–PID et Cohen–Coon–PID se distinguent par les plus faibles valeurs d'ISE et par un indice global P proche de l'unité, ce qui met en évidence un bon compromis entre rapidité et qualité de régulation. Les versions PI de ces mêmes réglages conservent également de bonnes performances, avec des valeurs faibles des différents indices.

À l'inverse, les correcteurs de Chien–Hrones–Reswick présentent des indices plus élevés, notamment pour le réglage PI, ce qui reflète une réponse plus lente et une erreur accumulée plus importante malgré un comportement mieux amorti. La version PID de CHR améliore sensiblement ces performances, mais reste globalement moins avantageuse

que les réglages de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon selon ces critères.

Parmi les commandes robustes, IMC–PID et le compensateur robuste de temps mort présentent des performances intermédiaires, avec des indices supérieurs à ceux des correcteurs classiques les plus performants. Le prédicteur de Smith modifié apparaît comme la méthode la moins performante du point de vue des indices quantitatifs, avec les valeurs les plus élevées de l'ISE, de l'ITAE, de l'indice I et de l'indice global P , ce qui traduit une réponse lente et une erreur cumulée importante. Néanmoins, l'observation des signaux de commande, Figure 4.6, montre que cette méthode présente une commande particulièrement stable, sans forte demande en tension et avec une évolution quasi continue. Ainsi, bien que ses performances dynamiques soient limitées, le prédicteur de Smith modifié se distingue par une sollicitation plus douce de l'actionneur, ce qui peut constituer un avantage du point de vue de la stabilité de la commande et de la préservation du système d'actionnement.

Tableau 4-10 Indices de performances des résultats expérimentaux à vide du système de contrôle de vitesse.

Méthode de contrôle	ISE	ITAE	I	P
Ziegler-Nichols - PI	0.670	0.169	1.354	1.157
Ziegler-Nichols - PID	0.455	0.190	1.613	1.103
Cohen-Coon - PI	0.611	0.216	1.436	1.226
Cohen-Coon - PID	0.483	0.181	1.621	1.108
Chien-Hrones-Reswick - PI	1.605	0.696	1.604	2.937
Chien-Hrones-Reswick - PID	1.281	0.196	1.617	1.720
IMC-PID	0.996	0.777	1.702	2.674
Prédicteur de Smith modifié	6.404	1.588	1.881	8.273
Compensateur robuste de temps mort	1.232	0.927	1.646	3.128

Dans l'ensemble, ces résultats montrent que la méthode la plus rapide n'est pas nécessairement celle qui offre les meilleures performances globales. Ils mettent ainsi en évidence un compromis entre rapidité de réponse, précision de régulation et effort de commande appliqué au système.

4.6.2 Essais en charge

Dans cette sous-section, les essais en charge ont été réalisés directement sur terrain, avec le robot en déplacement et soumis à un effort résistant réel. Les performances des différentes lois de commande sont évaluées à partir des réponses à une consigne échelon, Figure 4.7, afin d'analyser le suivi de vitesse en conditions représentatives, en tenant compte des perturbations mécaniques, des variations d'adhérence et des irrégularités du sol.

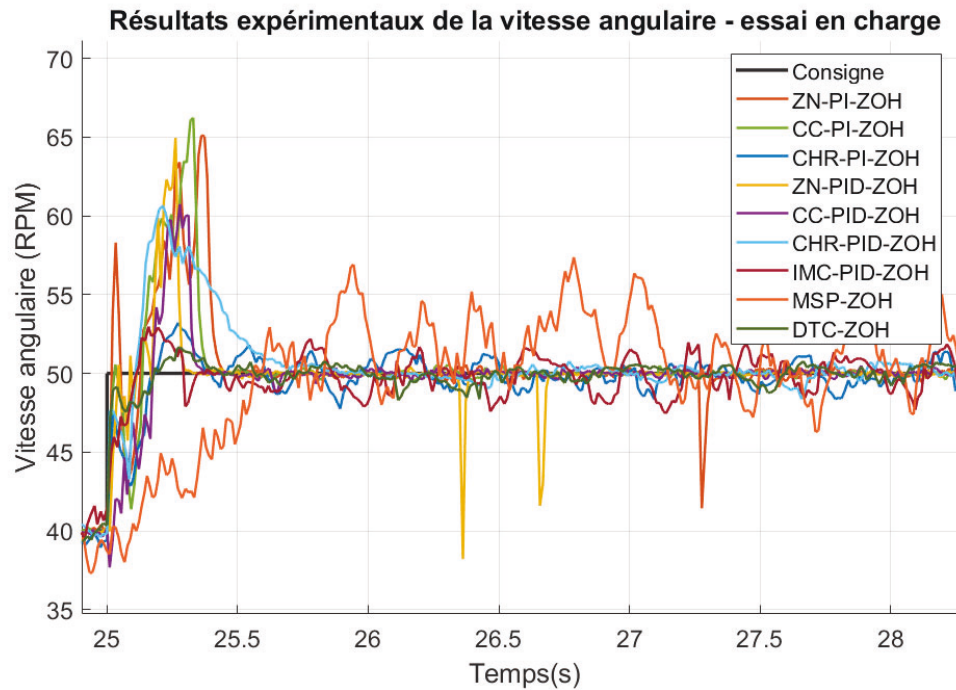


Figure 4.7 Résultats expérimentaux de la vitesse angulaire en charge (moteur gauche).

Les essais à vide et en charge mettent en évidence deux comportements nettement différents. À vide, la réponse à l'échelon est généralement plus propre : la montée vers la consigne est rapide, la stabilisation est plus facile et les courbes restent très proches de la consigne avec de faibles fluctuations, ce qui traduit une dynamique dominée

principalement par le moteur et le contrôleur. En charge, la réponse devient plus dispersée et plus bruitée : nous observons des oscillations et des variations plus importantes autour de la consigne, ainsi qu'une stabilisation moins régulière, car le système subit des perturbations réelles liées au terrain (effort résistant variable, frottements, adhérence, irrégularités du sol). Ainsi, l'essai en charge met davantage en évidence la robustesse des contrôleurs, tandis que l'essai à vide met surtout en valeur leurs performances intrinsèques en conditions idéales.

La Figure 4.8 met en évidence les profils de commande $u(t)$ en charge, ce qui permet d'évaluer la régularité et le niveau de commande requis par chaque méthode.

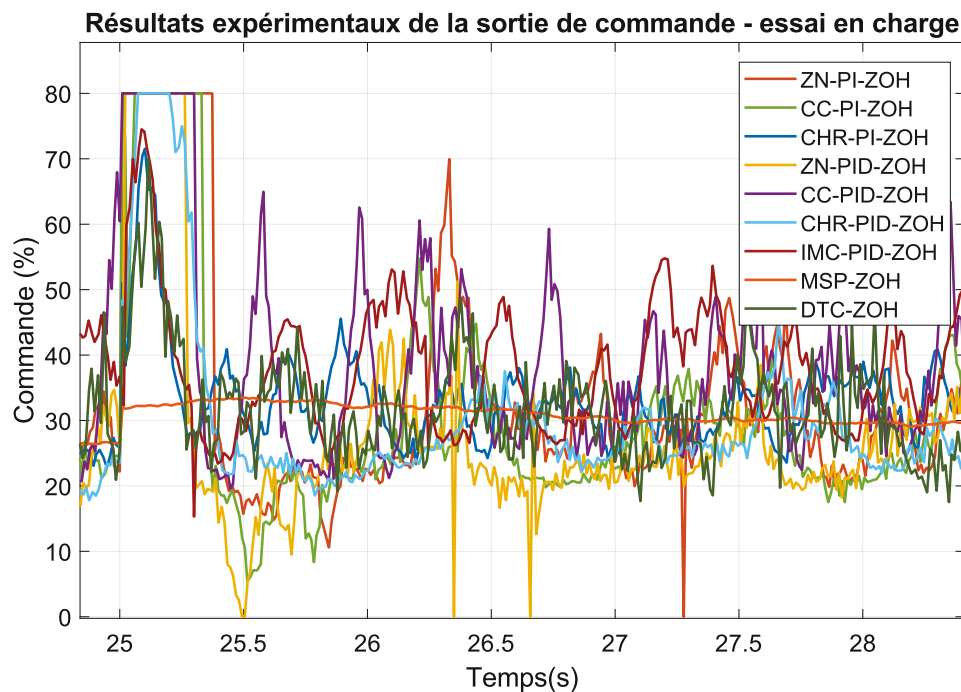


Figure 4.8 Résultats expérimentaux de la sortie de commande pour l'essai en charge (moteur gauche).

Pour une même consigne de vitesse, la comparaison des signaux de commande met

clairement en évidence l'effet de la charge sur l'effort demandé au moteur. À vide, après le transitoire initial lié à l'échelon, la commande se stabilise dans une plage relativement faible et serrée, typiquement entre 20% et 22.7%, Figure 4.6, avec des fluctuations limitées : les correcteurs convergent vers des niveaux proches car l'effort résistant est faible et plus constant. En charge, la commande moyenne augmente nettement et se maintient plutôt entre 25% et 50% selon la méthode, Figure 4.8, ce qui traduit la nécessité de fournir davantage de couple pour compenser les efforts résistants du terrain.

Tableau 4-11 Indices de performances des résultats expérimentaux en charge du système de contrôle de vitesse.

Méthode de contrôle	ISE	ITAE	I	P
Ziegler-Nichols - PI	26.43	1.747	1.953	6.066
Ziegler-Nichols - PID	15.36	1.116	1.299	3.604
Cohen-Coon - PI	26.12	1.058	1.603	5.679
Cohen-Coon - PID	17.30	0.989	2.276	4.193
Chien-Hrones-Reswick - PI	6.902	2.949	1.452	2.684
Chien-Hrones-Reswick - PID	21.00	2.240	1.467	5.083
IMC-PID	5.508	4.011	1.872	2.897
Prédicteur de Smith modifié	46.50	9.804	1.208	12.32
Compensateur robuste de temps mort	1.784	1.662	1.388	1.276

Une analyse des performances en charge a été réalisée à partir des indices ISE, ITAE, I et P présentés dans le Tableau 4-11. Le premier constat est la hausse marquée des erreurs par rapport aux essais à vide, ce qui est cohérent avec la présence de perturbations réelles et d'efforts résistants variables sur terrain.

D'après les résultats du Tableau 4-11, les réglages de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon conservent des valeurs d'ITAE relativement faibles, notamment pour les versions PID, ce qui traduit une meilleure maîtrise de l'erreur au cours du temps. En revanche, leurs valeurs d'ISE et de l'indice global P demeurent assez élevées, ce qui indique une dégradation notable des performances lorsque le système est soumis à la charge.

Les correcteurs de Chien–Hrones–Reswick présentent un comportement plus nuancé. La

version PI se distingue par une valeur d'ISE modérée et un indice global P relativement faible, ce qui traduit un fonctionnement plus régulier dans ces conditions. À l'inverse, la version PID se montre moins avantageuse, avec des indices plus élevés, révélant une adaptation moins efficace au fonctionnement en charge.

Parmi les approches robustes, le compensateur robuste de temps mort se démarque comme la solution la plus convaincante en charge. Il affiche la plus faible valeur d'ISE, un indice I réduit ainsi que l'indice global P le plus bas, ce qui traduit une bonne qualité de régulation, une erreur cumulée limitée et une sollicitation de commande mieux contenue. IMC-PID présente lui aussi des résultats intéressants, avec une valeur d'ISE faible et un indice global P modéré, même si son ITAE reste plus important. À l'opposé, le prédicteur de Smith modifié apparaît de nouveau comme la méthode la moins favorable d'après les critères quantitatifs, avec les valeurs les plus élevées d'ISE, d'ITAE et de l'indice global P , malgré un indice I relativement faible. Par ailleurs, l'observation des signaux de commande en charge montre que le prédicteur de Smith modifié conserve une commande particulièrement régulière, sans dépassement marqué et avec une évolution continue, contrairement à plusieurs autres stratégies dont la commande atteint des niveaux proches de la saturation. Ainsi, même si ses performances dynamiques restent limitées, cette méthode se distingue par une sollicitation plus modérée de l'actionneur, ce qui constitue un atout du point de vue de la robustesse pratique et de la préservation du système d'entraînement.

4.7 Validation expérimentale du suivi d'une trajectoire fermée

4.7.1 Modèle cinématique

Le modèle cinématique est un élément clé pour relier les vitesses des roues au mouvement global du robot. Dans notre cas, le robot est à entraînement différentiel, avec

deux roues motrices arrière et deux roues folles à l'avant. La posture du véhicule dans le repère global est décrite par les coordonnées $x(t)$, $y(t)$ et l'orientation $\theta(t)$. Les vitesses de translation s'écrivent alors

$$\dot{x} = v \cos(\theta), \quad \dot{y} = v \sin(\theta), \quad (4.4)$$

où v est la vitesse linéaire.

Soient r le rayon de roue, R le rapport de réduction et d la demi-voie. Les vitesses angulaires des roues droite ω_R et gauche ω_L , mesurées par les encodeurs, permettent de reconstruire la vitesse linéaire et la vitesse de lacet $\omega = \dot{\theta}$ selon

$$v = \frac{r}{2R}(\omega_D + \omega_G), \quad \omega = \frac{r}{2dR}(\omega_D - \omega_G). \quad (4.5)$$

Nous obtenons ainsi directement les vitesses planes en fonction des vitesses de roues

$$\dot{x} = \frac{r}{2R}(\omega_D + \omega_G) \cos \theta, \quad \dot{y} = \frac{r}{2R}(\omega_D + \omega_G) \sin \theta. \quad (4.6)$$

Enfin, la trajectoire est reconstruite par intégration

$$x(t) = x(t_0) + \int_{t_0}^t v(\tau) \cos \theta(\tau) d\tau, \quad y(t) = y(t_0) + \int_{t_0}^t v(\tau) \sin \theta(\tau) d\tau. \quad (4.7)$$

En pratique, les grandeurs disponibles en temps réel sont ω_R et ω_L issues des encodeurs, ainsi que l'orientation θ fournie par l'IMU. Elles permettent d'estimer v et ω , puis de reconstruire la position (x, y) par intégration des vitesses planes.

4.7.2 Suivi d'une trajectoire fermée

Ce test vise à valider le comportement du robot en suivi d'un parcours fermé lorsque seule la boucle de vitesse est active. La trajectoire de référence est un rectangle de 10×15 m parcouru à vitesse linéaire quasi constante. Pour le parcours rectangulaire, les consignes sont fournies directement sous forme de profils $\omega_{R,ref}$ et $\omega_{L,ref}$. Sur chaque côté, la vitesse roue correspondante est maintenue constante ; les transitions entre paliers utilisent des rampes brèves lissées en S afin d'éliminer les à-coups et de limiter la sollicitation mécanique. Aux virages, la consigne présente des variations courtes et régulières pour réaliser les rotations à 90° sans dépassement des saturations. L'ensemble des profils est ensuite quantifié et synchronisé au pas T_s .

Les Figures 4.9 et 4.10 présentent les profils temporels des consignes de vitesse angulaire pour les roues droite et gauche, respectivement.

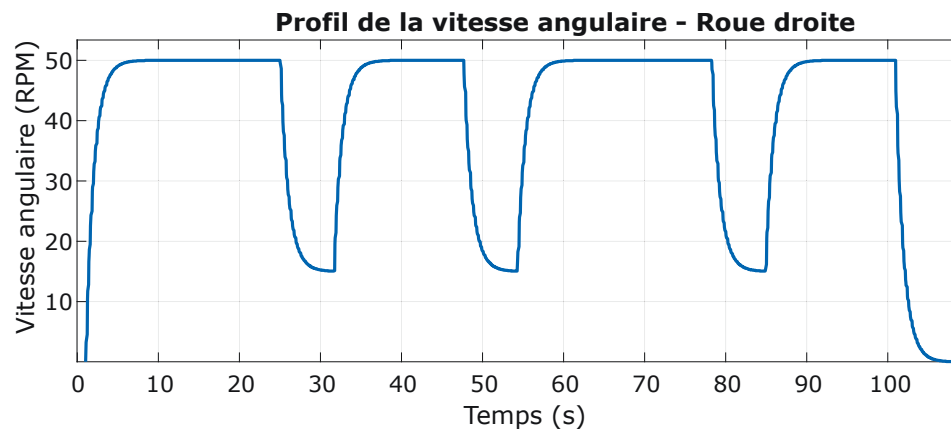


Figure 4.9 Profil de la vitesse angulaire de référence de la roue droite.

Conformément aux résultats précédents et afin de limiter la complexité de calcul et de programmation, seuls des contrôleurs classiques sont testés : PI et PID réglés selon Ziegler–Nichols, Cohen–Coon et Chien–Hrones–Reswick. Les versions ZOH programmées sous SYSTEM GENERATOR sont utilisées pour l'expérimentation.

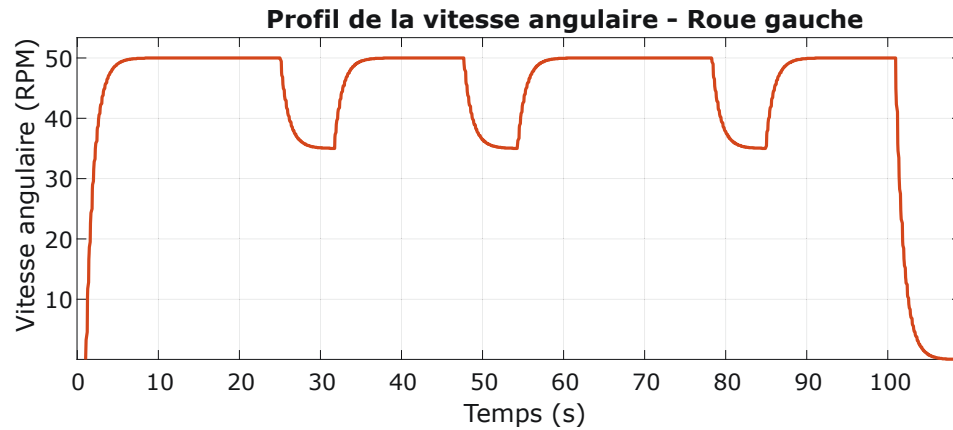


Figure 4.10 Profil de la vitesse angulaire de référence de la roue gauche.

La Figure 4.11 illustre un exemple représentatif du profil de vitesse linéaire $v(t)$, calculé à partir des vitesses de roues via le modèle cinématique, nous y distinguons des paliers quasi constants ($\approx 0.62\text{ m/s}$) sur les segments rectilignes et des transitions lissées lors des virages du parcours rectangulaire.

La Figure 4.12 superpose la trajectoire rectangulaire $10 \times 15\text{ m}$ de référence, tracé noir et

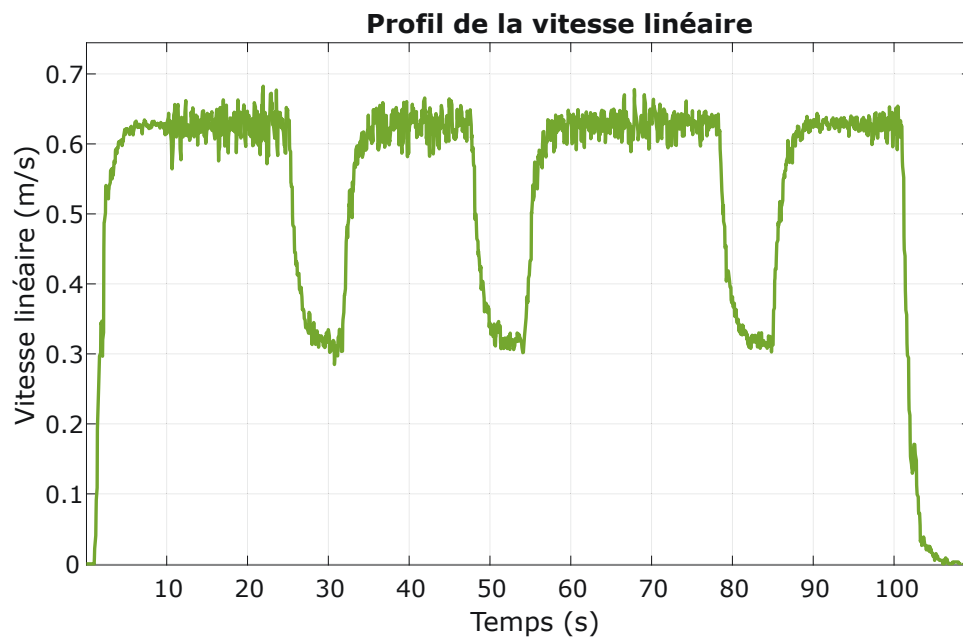


Figure 4.11 Profil de la vitesse linéaire pour la trajectoire rectangulaire.

les trajectoires reconstruites à partir des mesures encodeurs + IMU pour les six contrôleurs classiques selon la discrétisation ZOH.

Le Tableau 4-12 regroupe trois critères géométriques pour le parcours rectangulaire :

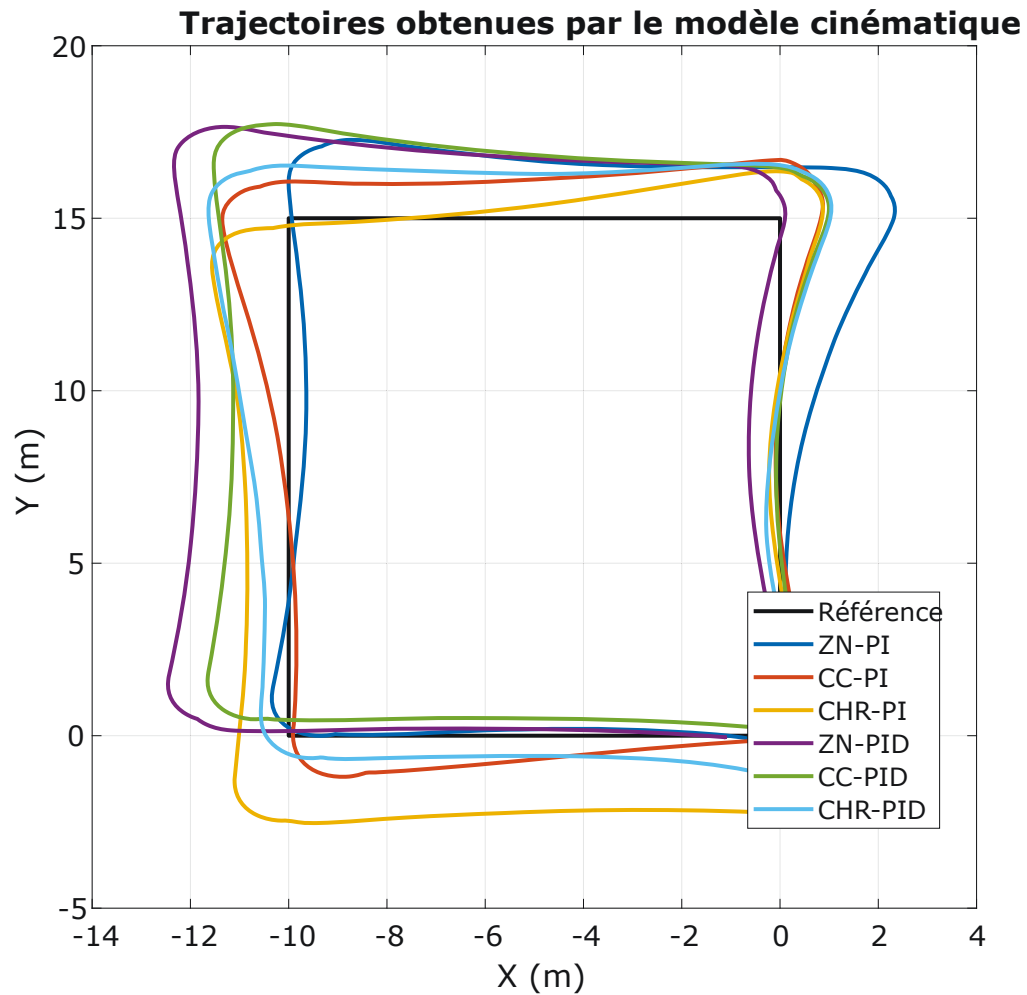


Figure 4.12 Trajectoires obtenues par le modèle cinématique.

la distance mesurée $\hat{S}$, l'erreur relative E_S et l'écart de fermeture $\epsilon_{\text{rectangle}}$. Idéalement, nous attendons $\hat{S} = 50$ m, $E_S = 0\%$ et $\epsilon_{\text{rectangle}} = 0$ m. Dans nos essais, toutes les méthodes surestiment la distance (≈ 56.4 m, soit $E_S \simeq 12.7 - 13.1\%$), ce qui traduit un biais systémique principalement lié à l'odométrie (glissement aux virages, léger désaccord

r/L gauche-droite) plutôt qu'à la loi de commande elle-même. En termes de fermeture, CC-PID ressort nettement meilleur ($\epsilon_{\text{rectangle}} = 0.301 \text{ m}$), suivi par ZN-PI (1.070m) et ZN-PID (1.121m). Viennent ensuite CC-PI (1.492m), CHR-PID (1.672m) et CHR-PI (2.282m). Autrement dit, les réglages conservateurs CHR lissent bien la commande mais ferment moins bien la boucle, alors que CC-PID offre ici la meilleure fidélité géométrique. Ce test met en évidence qu'un contrôle de vitesse seul ne suffit pas à garantir une fidélité géométrique parfaite sur parcours fermé en conditions réelles ; glissement, irrégularités. L'introduction d'une boucle externe de position permettra de réduire l'erreur de fermeture et d'aligner plus précisément les sommets du rectangle, tout en conservant les boucles de vitesse roues comme actions internes rapides.

Tableau 4-12 Indices temporels des résultats expérimentaux du système de contrôle de vitesse.

Méthode de contrôle	Distance parcourue (m)	Erreur (%)	Écart (m)
Référence	50.000	0.000	0.000
Ziegler-Nichols - PI	56.373	12.745	1.070
Ziegler-Nichols - PID	56.473	12.945	1.121
Cohen-Coon - PI	56.487	12.975	1.492
Cohen-Coon - PID	56.484	12.968	0.301
Chien-Hrones-Reswick - PI	56.388	12.777	2.282
Chien-Hrones-Reswick - PID	56.571	13.144	1.672

4.8 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a présenté de manière complète la mise en œuvre d'une commande embarquée sur une plateforme hétérogène FPGA–Raspberry Pi dédiée au contrôle d'un robot agricole différentiel. Après l'identification des moteurs gauche et droit à l'aide de modèles FOPTD, plusieurs lois de commande, à savoir les correcteurs PI et PID réglés par Ziegler–Nichols, Cohen–Coon et CHR, ainsi que les approches IMC–PID, MSP et DTC, ont été discrétisées selon les méthodes ZOH et Tustin, puis implantées sur une carte FPGA Artix–7 avec une empreinte matérielle réduite. Les résultats de simulation ayant mis en évidence des écarts très faibles entre les deux méthodes de discrétisation, la méthode ZOH a été retenue en raison de sa simplicité et de sa mise en œuvre plus directe.

Les essais expérimentaux à vide ont globalement confirmé les tendances observées en simulation. Les réglages issus de Ziegler–Nichols et de Cohen–Coon se sont distingués par leur rapidité, au prix de dépassements plus marqués, tandis que les réglages CHR ont présenté des réponses mieux amorties, mais plus lentes. Les essais en charge, réalisés dans des conditions plus proches du contexte réel d'utilisation du robot, ont davantage mis en évidence l'intérêt des approches robustes. En particulier, le compensateur robuste de temps mort a montré le meilleur compromis entre précision, stabilité et effort de commande, alors que certaines méthodes plus rapides à vide ont vu leurs performances se dégrader sous l'effet des perturbations mécaniques et des variations de terrain. Par ailleurs, le prédicteur de Smith modifié, bien que moins performant du point de vue des indices dynamiques, s'est distingué par une commande particulièrement stable et continue, sollicitant moins fortement l'actionneur.

Ces résultats montrent ainsi que le choix d'une stratégie de commande ne peut pas reposer uniquement sur la rapidité de la réponse. Il doit également tenir compte de la

qualité de régulation, de la robustesse en présence de charge et de la modération de l'effort de commande. Dans un environnement relativement maîtrisé, des correcteurs classiques bien réglés peuvent offrir des performances satisfaisantes avec une mise en œuvre simple. En revanche, lorsque les conditions de fonctionnement deviennent plus contraignantes, l'apport de stratégies plus robustes devient plus significatif. Enfin, l'écart de fermeture observé lors du parcours rectangulaire met en évidence les limites d'une régulation fondée uniquement sur la vitesse et justifie l'intégration future d'une boucle externe de contrôle de position. Ainsi, ce chapitre valide une architecture de commande embarquée temps réel à la fois sobre, reproductible et extensible, constituant une base solide pour le pilotage du robot à basse vitesse en environnement agricole.

Chapitre 5 - Conclusion

Ce mémoire a porté sur la conception, l'implantation et l'évaluation de lois de commande appliquées à des systèmes dynamiques soumis à des délais, à des perturbations et à des incertitudes, tout en intégrant explicitement les contraintes d'implémentation temps réel. L'approche adoptée a consisté à comparer, selon une méthodologie commune, des correcteurs classiques de type PI/PID, des stratégies fondées sur le modèle interne et la compensation du temps mort, telles que l'IMC–PID, les structures à deux degrés de liberté et les compensateurs de temps mort, ainsi que des méthodes robustes basées sur le mode glissant. Cette comparaison a été menée à partir d'indicateurs temporels, de critères intégrés de performance, d'une analyse de l'effort de commande et d'une évaluation de la complexité d'implantation, afin de proposer une appréciation équilibrée entre qualité de suivi, robustesse et coût pratique de mise en œuvre.

La première étude de cas, consacrée au contrôle en cascade d'un réservoir industriel, a permis d'établir un cadre d'analyse expérimental reproductible et représentatif des procédés continus. Elle a montré que les réglages classiques peuvent fournir de bonnes performances en régime nominal, mais qu'ils restent plus sensibles aux variations de paramètres et aux écarts de modélisation. À l'inverse, les approches fondées sur le modèle interne se sont révélées plus aptes à prendre en compte l'effet du délai et à maintenir un comportement plus régulier en présence de perturbations. Dans ce contexte, l'IMC–PID est apparu comme une solution particulièrement cohérente et robuste, tandis que les structures à deux degrés de liberté et les compensateurs de temps mort se sont montrés particulièrement pertinents lorsque les perturbations affectaient davantage la charge en sortie. Les stratégies à modes glissants ont, quant à elles, mis en évidence une commande plus sobre, mais avec un compromis moins favorable sur la rapidité de réponse et sur certains indices globaux de performance dans le cadre étudié.

La seconde étude de cas, portant sur un robot agricole différentiel évoluant à basse vitesse, a prolongé cette analyse dans un contexte embarqué plus contraint, où les exigences de déterminisme, de temps réel et de ressources matérielles deviennent prépondérantes. L'implantation sur une architecture hétérogène FPGA–Raspberry Pi a confirmé la faisabilité d'une exécution temps réel stable, avec une empreinte matérielle réduite, y compris pour les structures de commande les plus élaborées. Les essais expérimentaux réalisés à vide puis en charge ont mis en évidence l'influence majeure des perturbations liées au terrain, des efforts résistants variables et des conditions de contact avec le sol, qui rendent la stabilisation plus délicate et renforcent la nécessité de stratégies robustes. Ces résultats ont également conduit à un constat important : lorsque la dynamique recherchée est déjà suffisamment rapide et que l'environnement reste relativement maîtrisé, des correcteurs classiques correctement réglés peuvent offrir un très bon compromis entre performances et simplicité d'implantation. À l'inverse, des approches plus complexes peuvent engendrer un coût plus élevé de réglage, de calibration et de validation, sans apporter systématiquement un gain proportionnel en conditions réelles. Enfin, la validation du suivi d'une trajectoire fermée a mis en évidence les limites d'une régulation basée uniquement sur la vitesse, ce qui justifie l'ajout futur d'une boucle externe de position afin d'améliorer la précision globale du déplacement.

En synthèse, ce travail montre que le choix d'une stratégie de commande ne peut pas être guidé uniquement par la performance nominale, mais doit être envisagé comme un compromis entre précision de suivi, robustesse au délai et aux perturbations, effort de commande, complexité d'implantation et contraintes de la plateforme. Dans la continuité de ces résultats, les perspectives naturelles concernent l'intégration d'une boucle externe de contrôle de position/trajectoire au-dessus de la boucle de vitesse, l'amélioration du comportement en charge par compensation des frottements et perturbations, l'optimisation

des représentations numériques en virgule fixe sur FPGA, ainsi qu’une campagne expérimentale élargie sur différents terrains et niveaux de charge avec une exploitation renforcée des capteurs pour l’estimation et la stabilité.

Dans le cadre de cette maîtrise, les travaux réalisés ont également conduit à des contributions scientifiques. Les articles suivants, auxquels nous avons participé, s’inscrivent dans la continuité des thématiques abordées dans ce mémoire :

- **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. [2]
- A. Bodian, A. Cardenas, **D. Ouardani**, J. Ouakrim, and A. B.-B. Abdelghani, “Implementing wireless charging system for semi-autonomous agricultural robots,” *Energies*, vol. 18, no. 17, p. 4624, 2025. [33].
- J. Ouakrim, A. Bodian, **D. Ouardani**, and A. Cardenas, “FPGA implementation and performance evaluation of classic PID, IMC and DTC for BLDC motor control,” *Vehicles*, vol. 8, no. 2, p. 42, 2026. [3]

Références

- [1] I. J. Moreno, **D. Ouardani**, D. Chaparro-Arce, and A. Cardenas, “Real-time hardware-in-the-loop emulation of path tracking in low-cost agricultural robots,” *Vehicles*, vol. 5, pp. 894–913, 2023.
- [2] **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.
- [3] J. Ouakrim, A. Bodian, **D. Ouardani**, and A. Cardenas, “FPGA implementation and performance evaluation of classic PID, IMC and DTC for BLDC motor control,” *Vehicles*, vol. 8, no. 2, p. 42, 2026.
- [4] E. Tural and R. E. Ergün, “Design and validation of a real-time FPGA-based PID control system for angular positioning in servo-hydraulic actuators,” *Machines*, vol. 14, no. 3, p. 315, 2026.
- [5] A. Pomerleau and E. Poulin, “Manipulated variable based PI tuning and detection of poor settings: An industrial experience,” *ISA Transactions*, vol. 43, no. 3, pp. 445–457, 2004.
- [6] J.-P. Richard, “Time-delay systems: An overview of some recent advances and open problems,” *Automatica*, vol. 39, no. 10, pp. 1667–1694, 2003.
- [7] Q. Bi, W.-J. Cai, E.-L. Lee, Q.-G. Wang, C.-C. Hang, and Y. Zhang, “Robust identification of first-order plus dead-time model from step response,” *Control Engineering Practice*, vol. 7, no. 1, pp. 71–77, 1999.
- [8] Q. T. Dam, R. E. H. Thabet, S. A. Ali, and F. Guérin, “Delay estimation for nonlinear systems with unknown output delay,” *IEEE Control Systems Letters*, vol. 7, pp. 1219–1224, 2023.
- [9] B. C. Torrico, J. S. Barros, F. J. S. Vasconcelos, F. G. Nogueira, and J. E. Normey-Rico, “Control of cascaded series dead-time processes with ideal achievable disturbance attenuation using a predictors-based structure,” *Journal of Process Control*, vol. 137, p. 103193, 2024.
- [10] K. Chandran, R. Murugesan, S. Gurusamy, K. A. Mohideen, S. Pandiyan, A. Nayyar, M. Abouhawwash, and Y. Nam, “Modified cascade controller design for unstable processes with large dead time,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 157 022–157 036, 2020.
- [11] A. G. Diful, “Comparative study of PID tuning methods for processes with large and small delay times,” in *2018 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET)*, 2018, pp. 1–7.
- [12] E. Boe and H.-C. Chang, “Dynamics and tuning of systems with large delay,” in *1988 American Control Conference*, 1988, pp. 1572–1578.
- [13] C. Knospe, “PID control,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 26, no. 1, pp. 30–31, 2006.

- [14] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, vol. 64, no. 8, pp. 759–765, 1942.
- [15] K. L. Chien, J. A. Hrones, and J. B. Reswick, "On the automatic control of generalized passive systems," *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, vol. 74, no. 2, pp. 175–183, 1952.
- [16] G. H. Cohen and G. A. Coon, "Theoretical consideration of retarded control," *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, vol. 75, no. 5, pp. 827–834, 1953.
- [17] O. J. M. Smith, "A controller to overcome dead time," *ISA Journal*, vol. 6, no. 2, pp. 28–33, 1959.
- [18] W. Zhang, Y. Sun, and X. Xu, "Two degree-of-freedom smith predictor for processes with time delay," *Automatica*, vol. 34, no. 10, pp. 1279–1282, 1998.
- [19] J. E. Normey-Rico and E. F. Camacho, "A unified approach to design dead-time compensators for stable and integrative processes with dead-time," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 2, pp. 299–305, 2002.
- [20] M. Shamsuzzoha and M. Lee, "IMC filter design for PID controller tuning of time delayed processes," in *PID Controller Design Approaches*, M. Vagia, Ed. Rijeka: IntechOpen, 2012, ch. 12.
- [21] K. J. Astrom, C. C. Hang, and B. C. Lim, "A new smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 2, pp. 343–345, 1994.
- [22] N. Abe and K. Yamanaka, "Smith predictor control and internal model control: A tutorial," in *SICE 2003 Annual Conference*, vol. 2, 2003, pp. 1383–1387.
- [23] C. E. Garcia and M. Morari, "Internal model control: A unifying review and some new results," *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 21, no. 2, pp. 308–323, 1982.
- [24] D. E. Rivera, M. Morari, and S. Skogestad, "Internal model control: PID controller design," *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 25, no. 1, pp. 252–265, 1986.
- [25] I.-L. Chien, "IMC-PID controller design: An extension," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 21, no. 7, pp. 147–152, 1988, 2nd International IFAC Symposium on Adaptive Control of Chemical Processes 1988 (ADCHEM '88), Lyngby, Copenhagen, Denmark, 17–19 August.
- [26] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, no. 2, pp. 212–222, 1977.
- [27] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung, "Variable structure control: A survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2–22, 1993.
- [28] J. Liu and X. Wang, *Advanced Sliding Mode Control for Mechanical Systems Design*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2011.

- [29] O. E. Camacho, C. Smith, and E. Chacon, "Toward an implementation of sliding mode control to chemical processes," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE '97)*, vol. 3, 1997, pp. 1101–1105.
- [30] J. Villacres, M. Herrera, N. Sotomayor, and O. Camacho, "A fuzzy sliding mode controller from a reduced order model: A mobile robot experimental application," in *2017 4th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, 2017, pp. 0674–0678.
- [31] M. Vásquez, J. Yanascual, M. Herrera, A. Prado, and O. Camacho, "A hybrid sliding mode control based on a nonlinear PID surface for nonlinear chemical processes," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 40, p. 101361, 2023.
- [32] E. Báez, Y. Bravo, P. Leica, D. Chávez, and O. Camacho, "Dynamical sliding mode control for nonlinear systems with variable delay," in *2017 IEEE 3rd Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*, 2017, pp. 1–6.
- [33] A. Bodian, A. Cardenas, **D. Ouardani**, J. Ouakrim, and A. B.-B. Abdelghani, "Implementing wireless charging system for semi-autonomous agricultural robots," *Energies*, vol. 18, no. 17, p. 4624, 2025.

Annexe A - Comparative Analysis of PID and Robust IMC Control in Cascaded Processes With Time-Delay

Received 26 July 2024, accepted 16 September 2024, date of publication 25 September 2024, date of current version 8 October 2024.

Digital Object Identifier 10.1109/ACCESS.2024.3467922



RESEARCH ARTICLE

Comparative Analysis of PID and Robust IMC Control in Cascaded Processes With Time-Delay

DINA OUARDANI¹, (Student Member, IEEE),
ABDOULAYE BODIAN¹, (Graduate Student Member, IEEE),

AND ALBEN CARDENAS¹, (Member, IEEE)

Research Group in Industrial Electronics (GREI), Electrical and Computer Engineering Department, University of Quebec at Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G8Z 4M3, Canada

Corresponding author: Dina Ouardani (dina.ouardani@uqtr.ca)

This work was supported in part by MITACS, and in part by the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada—NSERC.

ABSTRACT Control of time-delay processes can be achieved by using industrial PID or implementing Internal Model based Controllers (IMC). During the last century, several methods have been proposed in the literature for tuning such controllers based on models obtained by open-loop tests. The model approximation is typically a first-order plus time-delay (FOPTD) or a delayed integration process (DIP). This paper presents a comparative analysis of popular methods used in PID, robust IMC control and Sliding Mode Control (SMC). The study includes, for each method, the analysis of the impact of model mismatch on performance, their ability to reject input and output disturbances, and their complexity. The paper provides results of numerical simulations and experiments in a cascade control loop of a pump-valve-tank system where the system is presented as two cascaded FOPTD models representing, respectively, the actuator and the tank.

INDEX TERMS Process control, delay systems, proportional-integral-derivative (PID) tuning, internal model control, sliding mode control, robustness.

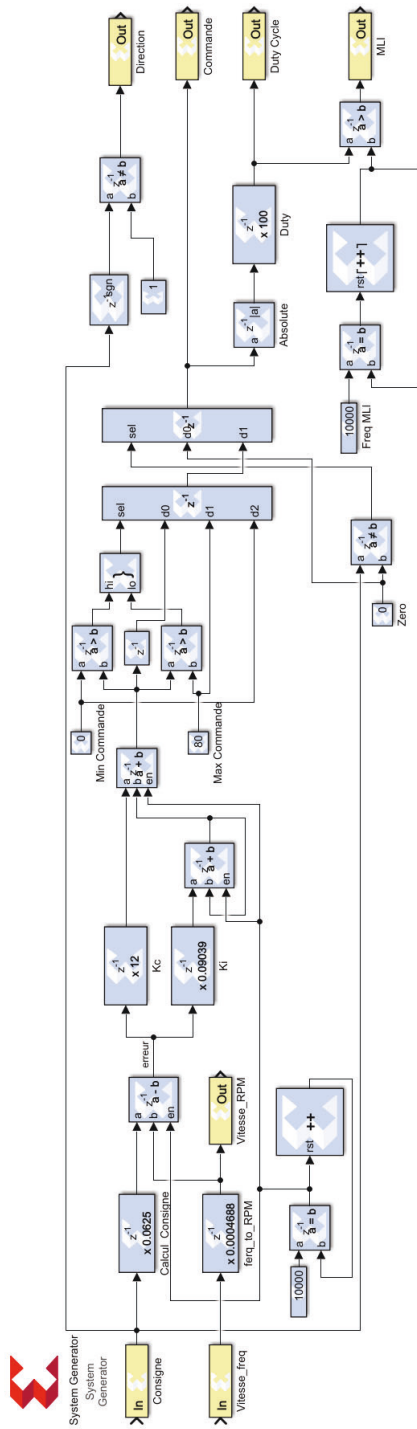
I. INTRODUCTION

Complex electromechanical systems such as vehicles, robots and industrial reactors (e.g., electrothermal, electrochemical or biochemical systems) are processes in which several conversions are carried out in cascade. Such consecutive energy conversions can result in significant time delays that can have an important impact on control loops. Time delays or dead times reduce the phase margin of the systems, and if they are not well managed, they can compromise the stability of the closed-loop system [1]. Advances in industry and new technologies powered by semiconductors have facilitated the implementation of industrial control systems based on

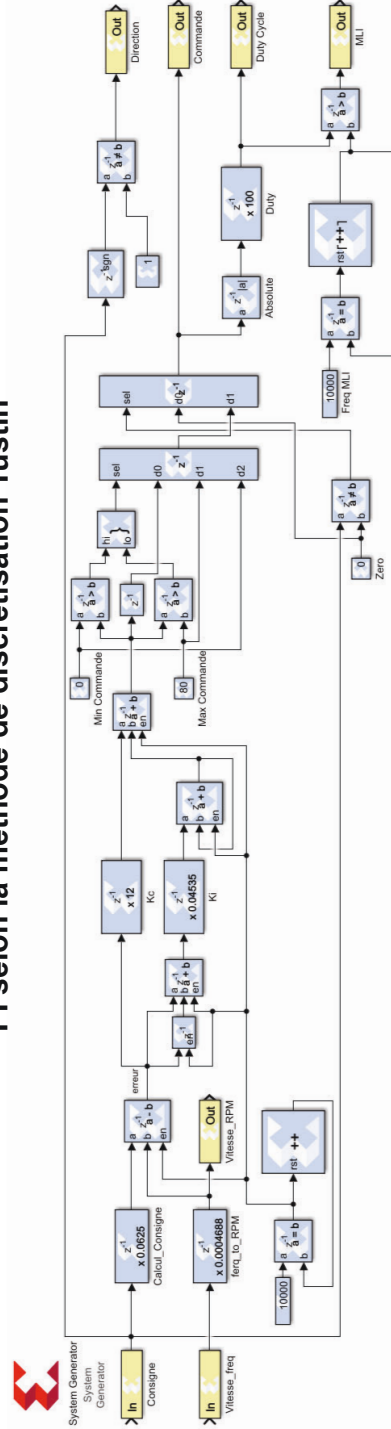
As early as the 1940s, adjustment laws were proposed to allow the use of PIDs in industrial process control. Ziegler and Nichols proposed in 1942 [2] a set of tuning rules based on process models built from experimental tests. Some years later, Chien et al., in 1952 [3], and Cohen and Coon, in 1953 [4], proposed modified versions of tuning rules looking for improved performances of PID. These first proposals for adjustment techniques are still used in the industry and offer acceptable performance in most cases [5], [6]. Thanks to their simplicity and ease of implementation using industrial PLCs, these methods are employed in industry and in other applications of control systems where a detailed dynamic

Annexe B - Implémentation sous SYSTEM GENERATOR des différents contrôleurs

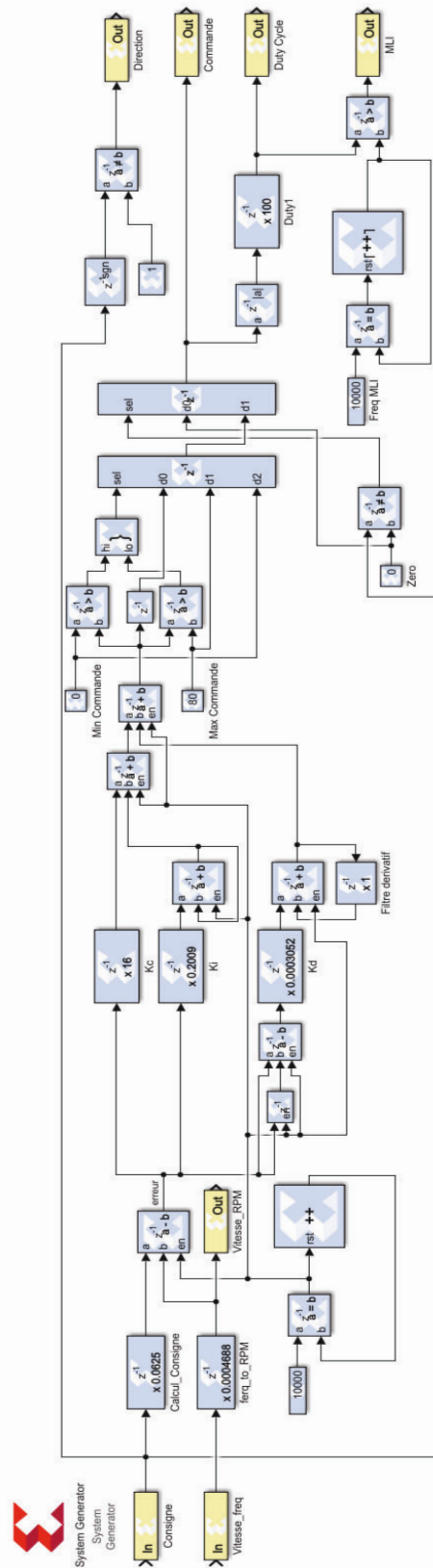
PI selon la méthode de discrétisation ZOH



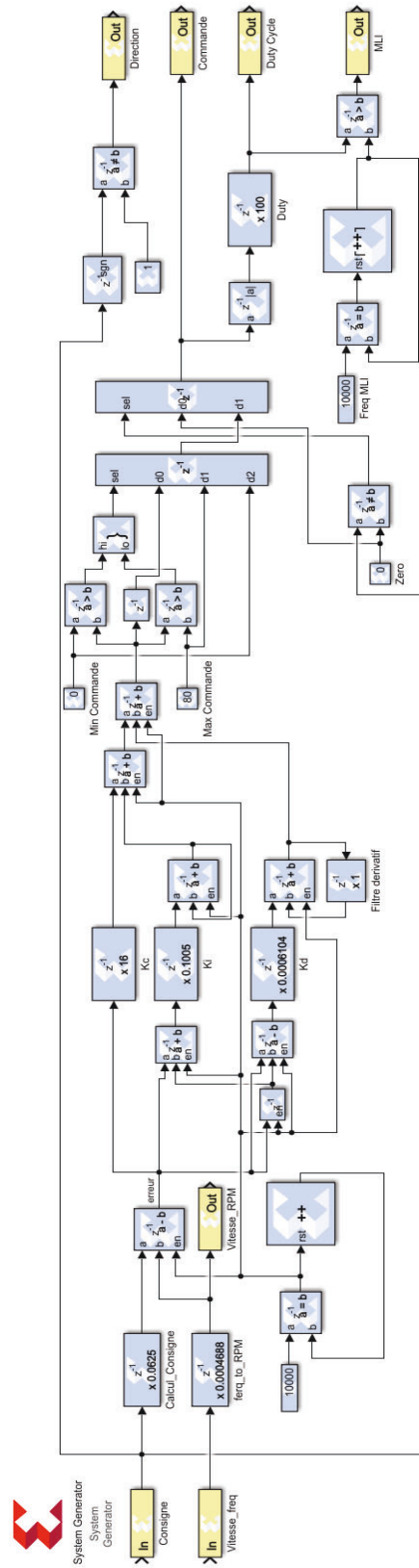
PI selon la méthode de discrétisation Tustin



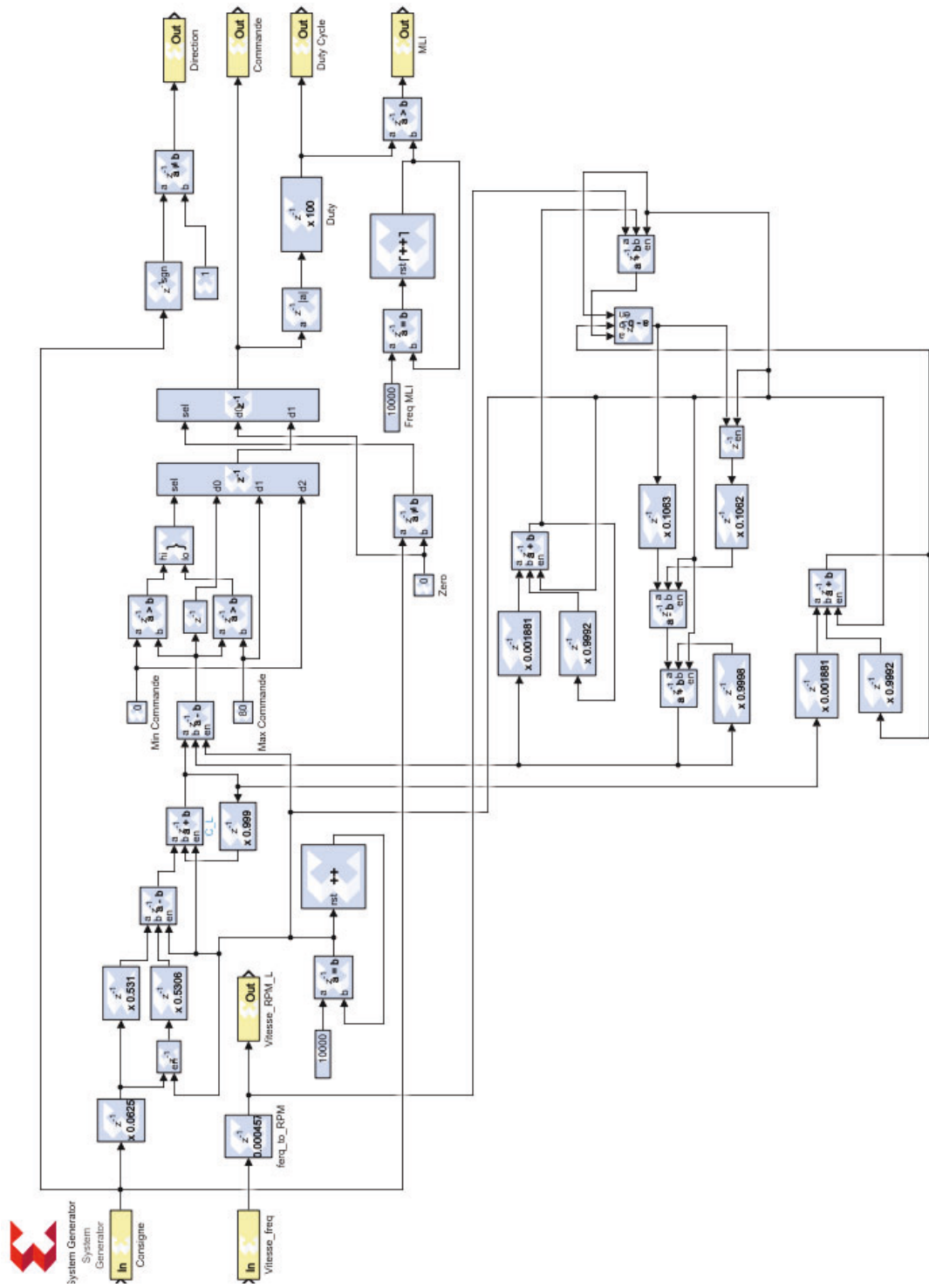
PID selon la méthode de discrétisation ZOH



PID selon la méthode de discrétisation Tustin



Prédicteur de Smith modifié selon la méthode de discrétisation ZOH



Prédicteur de Smith modifié selon la méthode de discrétisation Tustin

