REPUBLIQUEALGERIENNEDEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRYOFHIGHEREDUCATION
AND SCIENTIFIC RESEARCH

HIGHER SCHOOLINAPPLIED

SCIENCES –T L E M C E N–

وزارةالتعليمالعاليو البحثالعلم

المدرسةالعليافيالعلومالتطبيقية

-تلمسان-

Pourl'obtentiondudiplôme MASTER

Mémoiredefind'étude

Spécialité : Automatique

Filière : Automatique

Présenté par : Maryliz MERZOUK

Thème

Commande d'un système de ventilation par un régulateur PID.

Soutenupubliquement,le 18/06/2026devantlejurycomposéde:

Nom et Prénom	Grade	Établissement	Rôle
Dr. DIDI Ibtissem	MCA	ESSA Tlemcen	Présidente du jury
M. BOUKLI HACENE Lotfi Fazil	MAB	ESSA Tlemcen	Directeur de thèse
Dr. M'HAMDI Mohammed	MCB	ESSA Tlemcen	Co-Directeur
Dr. MOKHTARI Rida	MCA	ESSA Tlemcen	Examinateur 1
Dr. ARICHI Faycal	MCA	ESSA Tlemcen	Examinateur 2

Annéeuniversitaire :2025/2026

Dédicace

À mon père,

Celui qui m'a appris la valeur du travail, de la persévérance, de l'honnêteté et qui m'a aimé sans conditions. Merci pour tous les sacrifices que tu as consentis afin de m'offrir les meilleures conditions pour réussir. Ton courage, ta sagesse et ton soutien constant ont toujours été pour moi un exemple à suivre.

À ma mère,

Aucune parole ne saurait exprimer toute ma reconnaissance pour ton amour infini, ta tendresse, tes prières et ton dévouement sans limite. Merci pour chaque effort, chaque encouragement et chaque moment où tu as cru en moi, même dans les périodes les plus difficiles. Ta présence et ton affection ont été une source inestimable de motivation tout au long de mon parcours.

A Samir MESSAOUDI

Qui a été présente dans les moments les plus difficiles de mon parcours, merci pour ton soutien, tes encouragements et ta confiance lorsque j'en avais le plus besoin.

Mme Aya Righi et à M. Ramzi

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Mme Aya Righi et à M. Ramzi pour leur précieuse aide tout au long de la rédaction et de l'organisation de ce mémoire. Leurs conseils avisés, leur disponibilité et leur soutien m'ont été d'une grande utilité et ont contribué de manière significative à l'aboutissement de ce travail. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma sincère reconnaissance.

À vous,

Ce travail est le fruit de vos sacrifices, de votre patience et de votre confiance. Si j'ai pu atteindre cette étape aujourd'hui, c'est avant tout grâce à votre soutien indéfectible.

Que Dieu vous accorde une longue vie, une bonne santé, le bonheur et la sérénité.

Avec tout mon amour, mon respect et ma profonde gratitude,

Je vous dédie ce mémoire.

Remerciements

Je remercie en premier lieu mon Dieu de m'avoir accordé la santé, la volonté et la patience nécessaires pour mener à bien ce travail.

Je tiens à exprimer ma vive reconnaissance à **M. Mohammed Mssirdi**, dont l'enseignement rigoureux et l'investissement pédagogique ont largement contribué à ma formation et ont posé les bases scientifiques de ce travail.

Mes sincères remerciements vont à mon encadrant **M. Boukli Hacene Lotfi Fazil** et à mon co-encadrant **M. M'Hamedi Mohammed**, pour m'avoir suivie et soutenue afin de pouvoir réaliser ce travail. Je leur exprime ma gratitude pour leur disponibilité, leurs précieux conseils et le soutien qu'ils m'ont apporté tout au long de la préparation de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont aux membres du jury, **Dr. Didi Ibtissem**, présidente, ainsi que **Dr. Mokhtari Rida** et **Dr. Arichi Faycal**, examinateurs, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de corriger et d'évaluer ce travail.

Je tiens également à exprimer ma sincère gratitude à **M. ADJIM Ramz-Eddine Abderrezak**, ingénieur au FabLab, pour son aide précieuse et sa disponibilité tout au long de la réalisation pratique de ce projet. Son accompagnement technique et ses conseils avisés m'ont été d'un grand soutien dans la mise en œuvre de la plateforme expérimentale.

sEnfin, je remercie chaleureusement tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce mémoire, ainsi que l'ensemble des professeurs ayant contribué à ma formation. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde et sincère reconnaissance.

Résumé

Ce mémoire présente la modélisation et la synthèse d'un régulateur destiné à la régulation de la température d'un système de ventilation. À partir d'un modèle du premier ordre obtenu par identification expérimentale, les régulateurs P, PI et PID ont été étudiés à l'aide de la compensation de pôle, du réglage manuel et du PID Tuner. Les performances ont été évaluées selon l'erreur statique, le temps de réponse, le dépassement ($D \leq 10\%$) et la stabilité. Les résultats de simulation montrent que le régulateur PI constitue le meilleur compromis en assurant une erreur statique nulle, un faible dépassement et une bonne robustesse. Cette étude fournit une base théorique pour une future implémentation expérimentale.

Mots-clés : Régulation thermique, Régulateur PI, Régulateur PID, Compensation de pôle, Identification des systèmes, MATLAB/Simulink.

Abstract

This thesis presents the modeling and controller design for the temperature regulation of a ventilation system. Based on a first-order model obtained through experimental identification, P, PI and PID controllers were designed using pole compensation, manual tuning and PID Tuner. The controllers were evaluated according to steady-state error, response time, overshoot ($D \leq 10\%$) and stability. Simulation results show that the PI controller provides the best compromise, ensuring zero steady-state error, low overshoot and good robustness. This work provides a theoretical basis for future experimental implementation.

Keywords: Thermal regulation, PI controller, PID controller, Pole compensation, System identification, MATLAB/Simulink.

الملخص

يتناول هذا العمل نمذجة وتصميم متحكم لتنظيم درجة حرارة نظام تهوية.
PID و **PI** و **P** انطلاقًا من نموذج من الرتبة الأولى تم الحصول عليه بالاعتماد على التعريف التجريبي، تمت دراسة المتحكمات
PID Tuner. باستعمال الطريقة تعويض القطب، والضبط اليدوي، و
والاستقرار ($D \leq 10\%$) تم تقييم الأداء اعتمادًا على الخطأ الدائم، وزمن الاستجابة، والتجاوز.
PI أظهرت نتائج المحاكاة أن متحكم
يحقق أفضل توازن من حيث إلغاء الخطأ الدائم، وتقليل التجاوز، وضمان متانة النظام، مما يجعله أساسًا مناسبًا للتطبيق تجريبي مستقبلي.

الكلمات المفتاحية: متحكم PI، متحكم PID، تعريف الأنظمة، تعويض القطب، التنظيم الحراري، MATLAB/Simulink.

Table des matières

Dédicace I
Remerciements II
Résumé III
Abstract IV
الملخص V
Liste des figures IX
Liste des tableaux X
Liste des abréviations XI
Introduction Générale 1
I Chapitre 1 Introduction au système de ventilation 3
I.1 Introduction 3
I.2 Les types de systèmes de ventilation industrielle 3
I.2.1 Ventilation naturelle 3
I.2.2 Ventilation mécanique à vitesse fixe 4
I.2.3 Ventilation mécanique à vitesse variable (VMV) 4
I.2.4 Ventilation par circulation de fluide caloporteur 5
I.2.5 Systèmes de climatisation industrielle 5
I.3 Description de la Ventilation mécanique à vitesse variable 6
I.3.1 Le contrôle 6
I.3.2 La précision 6
I.3.3 L'économie d'énergie 6
I.4 Principes de la Modulation de Vitesse 6
I.5 Conclusion 7
II Chapitre 2 Presentation de regulateur PID 8
II.1 Introduction 9
II.2 Structure du Régulateur PID 9
II.2.1 Action Proportionnelle (P) 10
II.2.2 Action Intégrale (I) 10
II.2.3 Action Dérivée (D) 11
II.3 Formulations Mathématiques 11
II.3.1 Forme Temporelle Continue 11
II.3.2 Fonction de Transfert (Domaine de Laplace) 12

II.3.3 Forme Discrète pour Implémentation Numérique 12
II.3 Analyse des Performances Visées 13
II.4.1 Précision en Régime Permanent 13
II.4.2 Rapidité de la Réponse 13
II.4.3 Stabilité et Amortissement 14
II.4 Méthodes de Synthèse et Réglage des Paramètres 14
II.5.1 Méthodes Empiriques : Ziegler-Nichols 14
II.5.2 Méthode de la Réponse Indicielle (Boucle Ouverte) 15
II.5.3 Méthode du Pompage (Boucle Fermée) 16
II.5 Méthodes Analytiques 16
II.6.1 Méthode de Compensation des Pôles 16
II.6 Conclusion 17
III Chapitre 3 Modélisation et identification du système thermique 18
III.1 Introduction 20
III.2 Modélisation thermodynamique 20
III.3.1 Équations thermiques et bilan énergétique 20
III.3.2 Hypothèses de linéarisation et Justification du Premier Ordre L'équation principale : 22
III.3 Identification de (G(s)) Système de ventilation thermique 26
III.4.1 Modèle théorique (approche physique) 28
III.4.2 Méthode expérimentale directe (lecture de courbe) 28
III.4.3 Méthode de Broïda (identification graphique avec retard) 30
III.4 Analyse 31
III.5 Conclusion 32
Chapitre 4Simulation de système et interprétation 18
4.1 Introduction 33
4.1 Cahier de charge 33
IV.2.1 Critères de performance temporelle 33
IV.2.2 Critère de stabilité 35
IV.2.3 Contraintes physiques du système 36
IV.2.4 Tableau récapitulatif du cahier des charges 37
4.3 Simulation en boucle ouverte et préparation à la régulation 38
IV.3.1 Objectif de la simulation 38

IV.3.2 Modèle retenu 38
4.4 Méthode de compensation de pôles 39
IV.4.3 Régulateur proportionnel (P) 40
IV.4.4 Régulateur proportionnel-intégral (PI) 43
IV.4.5 Régulateur proportionnel-intégral-dérivé (PID) 46
4.5 Méthode de Réglage manuel 52
IV.5.1 Principe 52
IV.5.2 Régulateur P 53
IV.5.3 Régulateur PI 56
IV.5.4 Régulateur PID 59
IV.6.1 Régulateur P 63
IV.6.2 Régulateur PI 64
IV.6.3 Régulateur PID 66
4.7 Méthode du pompage (Ziegler-Nichols en boucle fermée) 67
4.8 Tableau récapitulatif et conclusion 67
Conclusion générale 70
Bibliographie 72

Liste des figures

Figure I.1 : Schématisation d'une boucle de contrôle 6
Figure I.2 : Signal PWM 7
Figure I.3: Influence du rapport cyclique sur la tension moyenne 7
Figure II.1: Schéma de la structure d'un PID 9
Figure IV.1 : Réponse indicielle en boucle ouverte 39
Figure IV.2 : Schéma bloc de système 39
Figure IV.3 : Variation de la commande pour régulateur P méthode de compensation de pôle 41
Figure IV.4 : Variation de la température pour régulateur P méthode de compensation de pôle 42
Figure IV.5 : Variation de la commande pour régulateur PI méthode de compensation de pôle 45
Figure IV.6 : Variation de la température pour régulateur PI méthode de compensation de pôle 46
Figure IV.7 : Variation de la température pour régulateur PID méthode de compensation de pôle ... 48
Figure IV.8: Variation de la commande pour régulateur PID méthode de compensation de pôle 48
Figure IV.9 : Diagramme de bode FTBO corrigée 51
Figure IV.10 : Schéma Simulink régulateur P 53
Figure IV.11 : Résultat Kp= -1 (réglage manuel) 53
Figure IV.12: Résultat Kp= -3 (réglage manuel) 54
Figure IV.13 : Résultat Kp= -7(réglage manuel) 55
Figure IV.14 : Résultat Kp= -10 (réglage manuel) 55
Figure IV.15 : Schéma Simulink régulateur PI 56
Figure IV.16: Résultat PI de 1er essai (réglage manuel) 56
Figure IV.17 : Résultat PI de 2e essai (réglage manuel) 57
Figure IV.18 : Résultat PI de 3e essai (réglage manuel) 58
Figure IV.19 : Résultat PI de 4e essai (réglage manuel) 58
Figure IV.20 : Schéma Simulink de régulateur PID 59
Figure IV.21 : Résultat PID de 1er essai (réglage manuel) 60
Figure IV.22 : Résultat PID de 2e essai (réglage manuel) 60
Figure IV.23 : Résultat PID de 3e essai (réglage manuel) 61
Figure IV.24 : Résultat PID du 4e essai (réglage manuel) 62
Figure IV.25 : Résultat PID du 5e essai (réglage manuel) 62
Figure IV.26 : tuning Simulink 63
Figure IV.27 : Valeur des gains obtenus par PID Tuner pour le régulateur P 64
Figure IV.28 : Résultat de tuning pour P 64
Figure IV.29 : valeurs de gains de tuning pour PI 65
Figure IV.30 : Résultat de tuning pour PI 65
Figure IV.31 : Valeurs de gains tuning pour P 66
Figure IV.32 : Résultat de tuning pour PID 66

Liste des tableaux

III-1 : Données communes à toutes les méthodes 27
IV-1 : Critère Erreur statique 34
IV-2: Critère de temps de réponse 34
IV-3 : Critère dépassement 35
IV-4 : Critère de stabilité 35
IV-5 : critère marge de gain et marge de phase 36
IV-6 : Saturation de la commande 37
IV-7 : Tableau récapitulatif du cahier des charges 37
IV-9 : Tableau récapitulatif des valeurs de résultats de régulateurs 68

Liste des abréviations

Abréviation	Signification
ADC	Convertisseur Analogique-Numérique (Analog-to-Digital Converter)
Arduino IDE	Arduino Integrated DevelopmentEnvironment
CAN	Convertisseur Analogique-Numérique
CO	Monoxyde de carbone
D	Action Dérivée (dans PID)
DHT11	Digital Humidity and Temperature sensor 11
ENA / ENB	Enable A / Enable B (broches de validation L298N)
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
GPL	Gaz de Pétrole Liquéfié (LPG)
I	Action Intégrale (dans PID)
I/O	Entrées / Sorties (Input/Output)
IHM	Interface Homme-Machine
IoT	Internet of Things (Internet des objets)
LCD	Liquid Crystal Display (affichage à cristaux liquides)
LED	Light Emitting Diode (diode électroluminescente)
LPG	Liquefied Petroleum Gas (Gaz de pétrole liquéfié)
MATLAB	Matrix Laboratory (logiciel de calcul numérique)
MG	Marge de gain
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM en français)
MQ-9	Capteur de gaz semi-conducteur (monoxyde de carbone, méthane, GPL)
Mφ	Marge de phase
P	Action Proportionnelle (dans PID)
PCF8574	Circuit intégré d'extension d'entrées/sorties I2C
PID	Proportionnel-Intégral-Dérivé (régulateur)
PI	Proportionnel-Intégral (régulateur)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulation de Largeur d'Impulsion)
RH	Humidité Relative (Relative Humidity)
SCL	Serial Clock Line (horloge I2C)
SDA	Serial Data Line (données I2C)
Simulink	Environnement de simulation graphique MATLAB
SRAM	Static Random Access Memory
TTL	Transistor-Transistor Logic
USB	Universal Serial Bus

Introduction Générale

Introduction Générale

La régulation thermique constitue aujourd'hui un enjeu majeur dans de nombreux domaines industriels et embarqués. Le maintien d'une température stable au sein d'une enceinte ventilée est essentiel pour garantir la fiabilité des équipements, la sécurité des installations et l'efficacité énergétique. Parmi les solutions existantes, les systèmes de ventilation à vitesse variable associés à des correcteurs de type PID offrent un compromis intéressant entre simplicité de mise en œuvre, coût et performances.

Ce mémoire de master s'inscrit dans une démarche de modélisation et d'analyse théorique. Son objectif principal est d'établir un modèle dynamique représentatif du comportement thermique d'une enceinte ventilée, d'identifier ses paramètres à partir de méthodes expérimentales et de synthétiser un correcteur PI adapté aux performances attendues (stabilité, précision, rapidité, rejet de perturbations).

Ce travail constitue la phase amont d'une étude plus large. En effet, les résultats obtenus dans ce mémoire – modèle identifié, paramètres du correcteur, simulations – sont destinés à être implantés et validés expérimentalement dans un second mémoire d'ingénieur, dédié à la réalisation d'un prototype réel sur carte Arduino. Ainsi, le présent document ne comporte pas de validation expérimentale, mais fournit les fondements théoriques nécessaires à celle-ci.

La problématique centrale est la suivante : comment modéliser un système thermique lent à partir de mesures en boucle ouverte, et comment synthétiser un correcteur PID garantissant une erreur statique nulle, un temps de réponse inférieur à 150 secondes et un dépassement maîtrisé ?

Pour y répondre, ce mémoire est structuré en plusieurs chapitres. Le premier présente un état de l'art des systèmes de ventilation et des technologies associées. Le second détaille la structure, les formulations mathématiques et les méthodes de réglage du régulateur PID. Le troisième chapitre est consacré à la modélisation thermodynamique du procédé et à l'identification expérimentale de ses paramètres (gain statique, constante de temps, retard pur). Enfin, le quatrième chapitre expose la synthèse du correcteur PI par compensation de pôle, compare plusieurs méthodes de réglage (manuel, automatique) et analyse les performances simulées par rapport au cahier des charges.

Introduction Générale

L'ensemble de ces travaux théoriques servira de base à une implantation réelle, présentée dans un mémoire d'ingénieur distinc

I Chapitre 1Introduction au Système de Ventilation

I.1 Introduction

La question du contrôle thermique est au cœur de nombreuses installations industrielles et électroniques modernes. Que ce soit dans un centre de données, un tableau de distribution électrique ou une armoire de commande, la chaleur produite par le fonctionnement des composants représente l'un des principaux facteurs de dégradation et de défaillance. Face à cette réalité, la ventilation s'impose non plus comme un simple accessoire, mais comme un maillon essentiel dans la chaîne de fiabilité des systèmes.

La ventilation, dans son sens le plus fondamental, consiste à assurer un renouvellement ou un brassage de l'air au sein d'un espace donné, dans le but de maintenir une température compatible avec le bon fonctionnement des équipements qui s'y trouvent. Ce principe, bien qu'intuitif, prend une dimension tout autre lorsqu'il s'agit de le mettre en œuvre de façon automatique, précise et économe en énergie.

Ce premier chapitre a pour vocation d'introduire le cadre général du travail. Il commence par un tour d'horizon des grandes familles de systèmes de ventilation rencontrées dans le monde industriel, afin de situer notre réalisation dans un contexte plus large. Il se clôt ensuite sur une réflexion sur l'importance de la modélisation thermique, qui constitue le socle méthodologique de toute la démarche de régulation développée dans les chapitres suivants.

I.2 Les types de systèmes de ventilation industrielle

Le marché industriel propose aujourd'hui une grande variété de solutions de ventilation, chacune répondant à des contraintes spécifiques en termes de puissance, d'encombrement, de précision et de coût. On distingue généralement plusieurs grandes familles, que nous allons passer en revue ci-dessous

I.2.1 Ventilation naturelle

La ventilation naturelle est la forme la plus ancienne et la plus simple de gestion thermique. Elle repose sur les principes physiques de convection : l'air chaud, moins dense,

monte naturellement et est remplacé par de l'air plus frais. Ce phénomène peut être exploité de façon passive, sans aucune pièce mécanique mobile, à travers des ouvertures, des grilles ou des cheminées de ventilation.

Si ce type de ventilation présente l'avantage d'être totalement silencieux et de ne consommer aucune énergie électrique, ses limites sont évidentes dans un contexte industriel : il est difficilement contrôlable, fortement dépendant des conditions ambiantes, et ne peut pas assurer un refroidissement suffisant lorsque les densités de puissance dissipée deviennent importantes.

- **Domaines d'application :** Armoires électriques basse tension à faible dissipation, locaux techniques en zones tempérées, bâtiments industriels à faible densité énergétique.

I.2.2 Ventilation mécanique à vitesse fixe

La ventilation mécanique constitue une étape importante dans l'évolution des systèmes de refroidissement. Elle fait appel à des ventilateurs électriques le plus souvent des moteurs à courant continu ou des moteurs AC fonctionnant à une vitesse constante, prédéfinie lors de la conception.

Ce type de solution est largement répandu dans les équipements électroniques grand public et industriels d'entrée de gamme. Le principal inconvénient tient au fait que le ventilateur tourne toujours à sa vitesse maximale, indépendamment de la charge thermique réelle. Cela se traduit par une consommation d'énergie inutilement élevée dans les phases de faible sollicitation, par une usure prématurée des roulements et, surtout, par un niveau sonore parfois incompatible avec certains environnements de travail.

- **Domaines d'application :** Alimentations électroniques, appareils informatiques d'entrée de gamme, systèmes embarqués sans contraintes d'économie d'énergie.

I.2.3 Ventilation mécanique à vitesse variable (VMV)

La ventilation à vitesse variable représente une avancée significative par rapport à la solution précédente. La commande du moteur est ici assurée par un signal de type PWM (Modulation de Largeur d'Impulsion), qui permet d'ajuster de façon continue la tension effective appliquée aux bornes du ventilateur, et donc sa vitesse de rotation.

Cette approche est celle retenue dans le présent projet. Le microcontrôleur Arduino génère un signal PWM dont le rapport cyclique varie entre 0 et 100 %, correspondant à des valeurs numériques entre 0 et 255. Ce signal est transmis au pont en H L298N, qui pilote le ventilateur DC 12V. La vitesse du ventilateur est ainsi directement proportionnelle à la commande issue du correcteur automatique.

Les avantages de cette approche sont multiples : consommation d'énergie réduite aux besoins réels du système, durée de vie des équipements prolongée, niveau acoustique maîtrisé, et surtout possibilité d'intégrer une régulation automatique en boucle fermée, ce qui est précisément l'objet de ce travail.

- **Domaines d'application :** Serveurs, baies de brassage réseau, armoires de commande industrielle, variateurs de vitesse, systèmes embarqués nécessitant une régulation thermique précise.

I.2.4 Ventilation par circulation de fluide caloporteur

Pour les applications à très forte densité thermique, comme les processeurs haute performance, les onduleurs de grande puissance ou les armoires haute tension, la ventilation par air seul ne suffit plus. On recourt alors à des systèmes de circulation de fluide caloporteur (eau, huile ou fluide frigorigène) qui captent la chaleur au plus proche de la source et la transportent vers un échangeur distant.

Ces systèmes, bien que très efficaces thermiquement, sont nettement plus complexes à mettre en œuvre, plus coûteux et nécessitent une maintenance régulière (surveillance des fuites, renouvellement du fluide). Ils sortent du cadre de ce projet mais méritent d'être mentionnés pour offrir une vision complète du panorama industriel.

- **Domaines d'application :** Refroidissement de processeurs haute performance, convertisseurs de puissance, centrales électriques, salles de serveurs à haute densité.

I.2.5 Systèmes de climatisation industrielle

À l'extrémité haute du spectre en termes de sophistication et de coût, on trouve les systèmes de climatisation industrielle, qui mettent en œuvre un cycle thermodynamique complet (compression, condensation, détente, évaporation) pour abaisser la température d'un local ou d'une enceinte bien en dessous de la température ambiante.

Ces installations sont indispensables dans les environnements où les exigences thermiques sont très strictes, comme les salles blanches, les chambres froides ou certains locaux informatiques. Leur dimensionnement, leur régulation et leur maintenance relèvent du domaine du génie climatique et dépassent le cadre de ce projet.

- **Domaines d'application :** Salles informatiques, laboratoires de métrologie, industries agroalimentaires, locaux médicaux sensibles.

I.3 Description de la Ventilation mécanique à vitesse variable

C'est la capacité d'un moteur à ne pas tourner uniquement à son maximum (100 %). Grâce à un variateur, on peut ajuster sa rotation précisément entre 0 % et 100 % selon le besoin du moment. Les avantages clés sont :

I.3.1 Le contrôle

Vitesse fixe : Le ventilateur est "aveugle". Il tourne à fond même s'il n'y a personne dans la pièce.

- Vitesse variable : On crée une boucle. Si un capteur détecte qu'il fait trop chaud, il envoie l'information au microcontrôleur afin que le ventilateur s'accélére et ajuste la

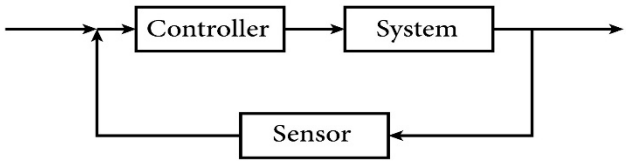


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.1 : Schématisation d'une boucle de contrôle*

température.

I.3.2 La précision

Au lieu de s'allumer et de s'éteindre brutalement (ce qui use le matériel), le ventilateur ajuste sa vitesse en douceur. Cela permet de stabiliser la température sans jamais dépasser la consigne.

I.3.3 L'économie d'énergie

Un moteur qui tourne à 80 % de sa vitesse consomme beaucoup moins qu'un moteur à 100 %.

C'est l'avantage majeur car on adapte la puissance à la charge réelle.

I.4 Principes de la Modulation de Vitesse

La modulation de vitesse s'appuie sur un principe clé qui est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ce procédé repose sur la génération d'un signal binaire périodique, qui alterne entre un état haut (tension maximale) et un état bas (tension nulle). La durée de ces états, proportionnée par le rapport cyclique, détermine la tension moyenne appliquée au moteur. En ajustant ce rapport cyclique, on contrôle efficacement la puissance délivrée, sans devoir modifier directement la tension de manière analogique.

Ce système offre un rendement élevé, car les composants de commutation travaillent essentiellement en saturation ou en coupure, réduisant ainsi les pertes par dissipation. En réalité, le moteur reçoit une tension rectangulaire, oscillant rapidement entre un état haut pendant un temps Ton, et un état bas pendant un temps Toff.

Le rapport cyclique, défini comme α = Ton/ (Ton + Toff), varie de 0 % à 100 % et permet ainsi de moduler la tension moyenne appliquée, offrant un contrôle précis et économe en énergie.

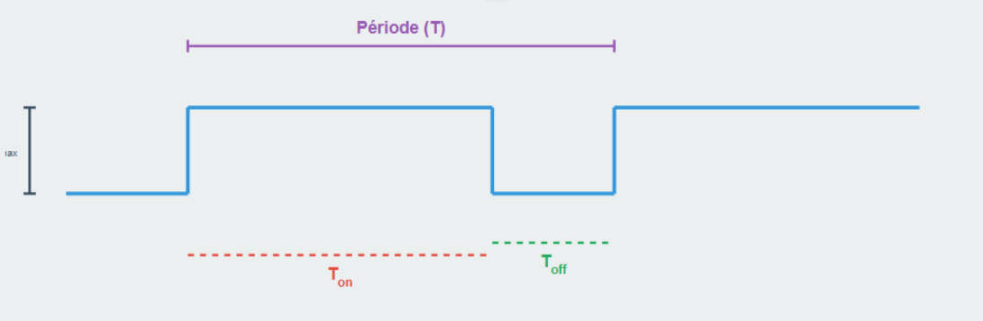
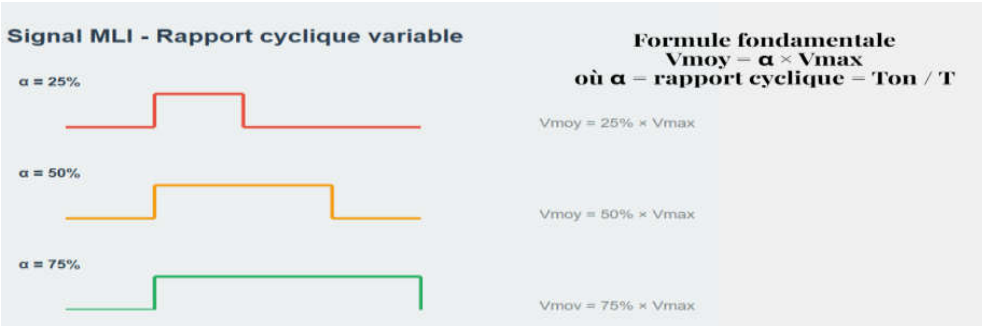


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style***



I.5 Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de présenter de manière claire les différentes technologies de ventilation utilisées dans l'industrie, depuis les solutions les plus simples

*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.3: Influence du rapport cyclique sur la tension moyenne*

comme la convection naturelle, jusqu'aux systèmes plus avancés de climatisation. Cette vue d'ensemble nous aide à mieux comprendre où se situe notre projet et pourquoi les choix techniques retenus sont adaptés aux objectifs visés.

Par ailleurs, la commande des actionneurs, notamment des moteurs de ventilation, repose sur des techniques modernes issues de l'électronique de puissance, telles que la modulation de largeur d'impulsion. Grâce à cette approche, il est possible d'obtenir un réglage précis, continu et énergétiquement efficace du système de ventilation.

Cependant, maîtriser la commande des actionneurs ne suffit pas à garantir un fonctionnement optimal. Une question essentielle se pose alors : comment assurer une régulation fiable et stable de la température, malgré les perturbations extérieures et les variations de charge ?

Pour répondre à cette problématique, il est nécessaire d'introduire une stratégie de commande en boucle fermée. C'est dans ce contexte qu'intervient le correcteur PID (Proportionnel–Intégral–Dérivé), largement utilisé en automatique industrielle pour améliorer la précision, la rapidité et la stabilité des systèmes.

II Chapitre 2Présentationdu régulateur PID

II.1 Introduction

Le régulateur PID (Proportionnel-Intégral-Dérivé) constitue l'une des structures de contrôle les plus répandues dans le domaine de l'automatique industrielle. Sa popularité s'explique par sa capacité à fournir un compromis efficace entre simplicité de mise en œuvre et performances de régulation. Dans le cadre de notre système de ventilation automatique, ce régulateur va permettre d'ajuster la vitesse du ventilateur en fonction de l'écart entre la température mesurée et la température désirée, tout en assurant une réponse rapide, stable et précise du système.

Ce chapitre présente de manière détaillée la structure du régulateur PID, ses formulations mathématiques, l'analyse de ses performances ainsi que les méthodes permettant de déterminer les paramètres de réglage optimaux. L'objectif est de comprendre comment chaque composante du régulateur contribue au comportement global du système et comment ces paramètres peuvent être ajustés pour répondre aux exigences spécifiques de notre application.

II.2 Structure du Régulateur PID

Le régulateur PID est une structure de commande par retour d'état qui génère un signal de commande u(t) en fonction de l'erreur e(t) entre la consigne r(t) et la grandeurmesurée y(t) du système. L'erreur est définie comme :

$$e(t) = r(t) - y(t) II:1$$

Le signal de commande u(t) est construit comme une combinaison linéaire de trois actions complémentaires, chacune agissant sur un aspect différent de la dynamique du système. Cette

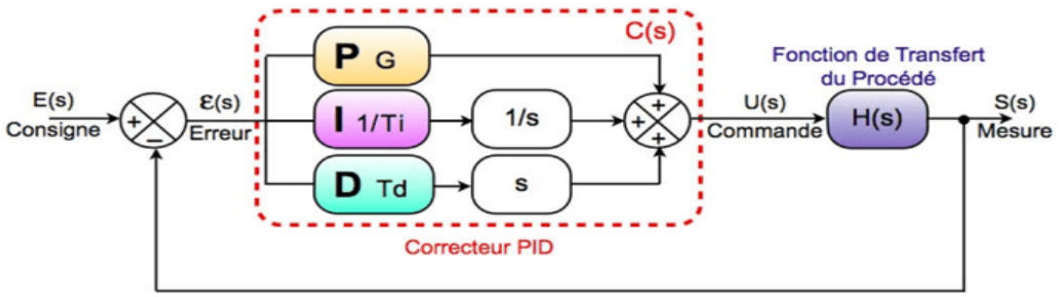


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.4: Schéma de la structure d'un PID*

structure tripartite confère au PID sa polyvalence et sa capacité à s'adapter à une grande variété de processus industriels.

II.2.1 Action Proportionnelle (P)

L'action proportionnelle constitue le cœur du régulateur. Elle génère une commande directement proportionnelle à l'erreur instantanée selon la relation :

$$U\ \ (t) = K\ \ \times e(t) II{:}2$$

Où K□ représente le gain proportionnel et e(t) l'écart entre la consigne et la mesure. Cette action présente plusieurs caractéristiques théoriques importantes. La réactivité immédiate permet une correction instantanée dès l'apparition d'une erreur, assurant ainsi une réponse rapide du système aux variations de consigne ou aux perturbations. Toutefois, un inconvénient majeur de l'action proportionnelle seule réside dans la persistance d'une erreur statique en régime établi. En effet, pour maintenir une commande non nulle capable de compenser les perturbations permanentes, l'erreur ne peut être annulée complètement. Cette limitation fondamentale justifie l'introduction de l'action intégrale dans les régulateurs industriels.

II.2.2 Action Intégrale (I)

L'action intégrale a été introduite précisément pour éliminer l'erreur statique inhérente à l'action proportionnelle. Elle calcule l'intégrale de l'erreur au cours du temps

$$U_{\mathrm{i}}(t) = K_{\mathrm{i}} \times \int {}_0{}^{\mathrm{t}} e(\tau) d\tau = (K\ \ /T_{\mathrm{i}}) \times \int {}_0{}^{\mathrm{t}} e(\tau) d\tau \qquad II{:}3$$

Où K_i est le gain intégral et T_i la constante de temps intégrale. Les propriétés fondamentales de cette action reposent sur le principe d'accumulation temporelle. Tant qu'il existe une erreur résiduelle, l'intégrale continue de croître, augmentant ainsi la commande jusqu'à ce que l'erreur devienne nulle. Cette propriété garantit une précision parfaite en régime permanent et permet de compenser automatiquement les perturbations constantes ou lentement variables sans modification de la consigne. Toutefois, l'action intégrale introduit un déphasage supplémentaire de -90° dans la fonction de transfert, ce qui peut dégrader la marge de phase du système. Le phénomène de saturation, appelé windup intégral, survient lorsque l'actionneur atteint ses limites physiques : l'intégrateur continue d'accumuler l'erreur, créant un terme intégral excessif susceptible de provoquer un dépassement important lors du retour en zone linéaire.

II.2.3 Action Dérivée (D)

L'action dérivée apporte une dimension anticipative au régulateur en réagissant à la vitesse de variation de l'erreur :

$$u_D(t) = K_D \times de(t)/dt = K \times T_D \times de(t)/dt \qquad II:4$$

Où K_D est le gain dérivé et T_D la constante de temps dérivée. Cette action présente un caractère anticipatif en réagissant à la tendance de l'erreur plutôt qu'à sa valeur instantanée, permettant une correction préventive avant l'amplification de l'écart. L'action dérivée introduit un déphasage de +90° qui améliore la marge de phase du système, autorisant ainsi l'augmentation des gains proportionnel et intégral tout en préservant la stabilité. Elle agit comme un amortissement actif réduisant les oscillations transitoires. Cependant, le calcul de la dérivée amplifie considérablement les bruits de mesure à haute fréquence, générant des commandes erratiques. L'implémentation pratique nécessite généralement un filtrage passe-bas pour atténuer cette sensibilité. L'action dérivée ne réagit pas aux erreurs constantes puisque $de/dt = 0$, elle ne peut donc être utilisée seule et vient compléter les actions proportionnelle et intégrale.

II.3 Formulations Mathématiques

Le régulateur PID peut être exprimé sous différentes formes mathématiques selon le domaine d'analyse considéré et le type d'implémentation visé.

II.3.1 Forme Temporelle Continue

La forme continue du régulateur PID s'écrit comme la somme des trois actions :

$U(t) = K \times \left[e(t) + (1/T_i) \times \int_0^t e(\tau)d\tau + T_D \times de(t)/dt\right]$ **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**:1

Où les paramètres sont définis comme suit :

- K□ : Gain proportionnel, détermine l'amplitude de la réaction à l'erreur
- T_i : Constante de temps intégrale (en secondes), contrôle la vitesse d'action de l'intégrateur
- T_D : Constante de temps dérivée (en secondes), détermine l'ampleur de l'anticipation

Une formulation alternative utilise directement les gains indépendants :

$U(t) = K \times e(t) + K_i \times \int_0^t e(\tau)d\tau + K_D \times de(t)/dt$***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****:2*

Avec $K_i = K/T_i$ et $K_D = K \times T_D$. Cette forme est souvent privilégiée lors de l'implémentation numérique car elle permet un réglage indépendant de chaque gain.

II.3.2 Fonction de Transfert (Domaine de Laplace)

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation temporelle, on obtient la fonction de transfert du régulateur :

$C(s) = U(s)/E(s) = K \times (1 + 1/(T_i \times s) + T_D \times s)$***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****:3*

Cette expression peut être réécrite sous forme rationnelle :

$C(s) = K \times (T_i \times T_D \times s^2 + T_i \times s + 1)/(T_i \times s)$***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****:4*

Cette formulation révèle que le PID est un régulateur de type II (deux intégrateurs en boucle ouverte incluant celui du processus), ce qui garantit une erreur statique nulle pour des consignes en échelon et des perturbations constantes.

II.3.3 Forme Discrète pour Implémentation Numérique

Pour l'implémentation sur microcontrôleur (comme une carte Arduino Uno), le régulateur PID doit être discrétisé. En utilisant la méthode d'Euler avec une période d'échantillonnage T_e :

$u[k] = K \times e[k] + K_i \times T_e \times \Sigma_{=0}^{k} e[j] + (K_D/T_e) \times (e[k] - e[k-1])$ **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**:5

Où k représente l'instant d'échantillonnage actuel. Pour une implémentation efficace, on utilise souvent une forme récursive :

- Terme proportionnel :$P[k] = K \times e[k]$
- Terme intégral :$I[k] = I[k-1] + K_i \times T_e \times e[k]$
- Terme dérivé :$D[k] = (K_D/T_e) \times (e[k] - e[k-1])$
- Commande totale : $u[k] = P[k] + I[k] + D[k]$

Cette formulation récursive présente l'avantage de ne nécessiter que le stockage de deux valeurs : l'erreur précédente e [k-1] et la somme intégrale I [k-1], ce qui est particulièrement adapté aux microcontrôleurs à mémoire limitée.

II.3 Analyse des Performances Visées

Les performances d'un régulateur PID s'évaluent selon plusieurs critères qui peuvent être contradictoires. Le réglage optimal consiste à trouver le meilleur compromis entre ces différents objectifs.

II.4.1 Précision en Régime Permanent

La précision se mesure par l'erreur statique ε□, c'est-à-dire la différence persistante entre la consigne et la sortie une fois le régime transitoire terminé :

$$\varepsilon = lim(t \to \infty)[r(t) - y(t)]$$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***:6

Pour un régulateur PID complet avec action intégrale, l'erreur statique est théoriquement nulle pour des consignes et perturbations de type échelon. Cette propriété fondamentale découle du caractère intégrateur qui accumule l'erreur jusqu'à son annulation complète. Cependant, plusieurs facteurs théoriques peuvent limiter cette précision idéale. La quantification de la mesure introduit une erreur minimale incompressible liée à la résolution finie du convertisseur analogique-numérique. La saturation de l'actionneur empêche le système d'augmenter indéfiniment la commande lorsque les limites physiques sont atteintes, pouvant ainsi laisser subsister une erreur résiduelle. Les zones mortes présentes dans certains actionneurs créent une non-linéarité autour de la consigne où le système ne réagit pas aux commandes de faible amplitude.

II.4.2 Rapidité de la Réponse

La rapidité caractérise la vitesse à laquelle le système atteint sa valeur finale après un changement de consigne ou l'apparition d'une perturbation. Elle se quantifie principalement par deux indicateurs temporels. Le temps de montée t□ représente la durée nécessaire pour passer de 10% à 90% de la valeur finale et indique la réactivité initiale du système.

Le temps de réponse à 5%, noté t□%, mesure le temps au bout duquel la réponse reste définitivement dans une bande de ±5% autour de la valeur finale. Ce second critère s'avère

plus significatif car il englobe l'ensemble du régime transitoire incluant les oscillations éventuelles et caractérise véritablement la convergence du système vers son état d'équilibre.

II.4.3 Stabilité et Amortissement

La stabilité constitue une exigence absolue pour tout système asservi : un système instable présente des oscillations divergentes qui rendent la régulation impossible. L'analyse de stabilité s'effectue dans le domaine fréquentiel par l'évaluation des marges de stabilité qui quantifient la robustesse du système face aux incertitudes de modélisation et aux variations paramétriques.

La marge de gain M□, exprimée en décibels, indique de combien le gain de boucle peut être augmenté avant que le système n'atteigne le seuil d'instabilité. Une marge de gain typiquement acceptable se situe au-delà de 6 dB. La marge de phase Mφ, exprimée en degrés, représente le retard de phase supplémentaire tolérable avant l'apparition d'oscillations entretenues. Une marge de phase courante excède 45°, avec des valeurs autour de 60° assurant un compromis satisfaisant entre stabilité et rapidité de réponse.

L'amortissement caractérise le comportement transitoire du système lors de variations de consigne ou de perturbations. Le coefficient d'amortissement ζ définit le régime dynamique : une valeur $\zeta = 1$ correspond à l'amortissement critique où le système atteint sa valeur finale sans oscillation ni lenteur excessive, un coefficient $\zeta < 1$ engendre un régime oscillatoire amorti avec dépassement, tandis qu'un coefficient $\zeta > 1$ produit un régime apériodique lent sans dépassement. Le dépassement maximal D%, exprimé en pourcentage de la valeur finale, quantifie l'amplitude de la première oscillation. Les spécifications industrielles acceptent généralement un dépassement compris entre 5% et 20%, selon les contraintes applicatives.

II.4 Méthodes de Synthèse et Réglage des Paramètres

Le réglage des paramètres K□, T_i et T_D (ou équivalemment K□, K_i et K_D) est une étape cruciale qui conditionne directement les performances du système asservi. Plusieurs approches existent, allant de méthodes empiriques rapides à des techniques analytiques plus élaborées.

II.5.1 Méthodes Empiriques : Ziegler-Nichols

Les méthodes empiriques de Ziegler-Nichols sont parmi les plus utilisées car elles ne nécessitent qu'une connaissance limitée du modèle du processus. Deux variantes principales existent.

- Limites des méthodes de Ziegler-Nichols

Ces méthodes visent une marge de phase d'environ 30-40°, ce qui peut générer un dépassement important, typiquement entre 20% et 50%, pour certains systèmes. Elles ne constituent pas une solution optimale universelle pour tous les types de processus et représentent plutôt un point de départ nécessitant souvent un affinage manuel ultérieur. Les paramètres obtenus privilégient la rapidité de réponse au détriment de l'amortissement du système.

II.5.2 Méthode de la Réponse Indicielle (Boucle Ouverte)

Cette méthode repose sur l'analyse de la réponse du système en boucle ouverte à un échelon de commande. Le processus expérimental se déroule en trois étapes distinctes.

L'étape d'acquisition consiste à appliquer un échelon de commande u(t) d'amplitude ΔU au système en boucle ouverte, régulateur débranché, puis à enregistrer l'évolution temporelle de la sortie y(t). L'identification des paramètres s'effectue en traçant la tangente au point d'inflexion de la courbe de réponse. Cette tangente coupe l'axe du temps en un point définissant le retard τ et atteint la valeur finale ΔY après un temps (τ + T), où T représente la constante de temps apparente du processus. Le gain statique se calcule par le rapport $K = \Delta Y / \Delta U$ entre la variation de sortie et la variation de commande.

Une fois les paramètres τ, T et K identifiés, les coefficients du régulateur PID complet se déterminent selon les formules de Ziegler-Nichols :

$K = 1{,}2 \times \left(T/(K \times \tau)\right)$, $T_i = 2 \times \tau$, $T_D = 0{,}5 \times \tau$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***:7

Cette méthode est particulièrement adaptée pour des processus stables présentant un comportement de type premier ordre avec retard.

II.5.3 Méthode du Pompage (Boucle Fermée)

Cette méthode alternative consiste à faire osciller le système en boucle fermée pour déterminer directement les paramètres PID. La première étape configure un régulateur purement proportionnel en annulant les actions intégrale et dérivée ($T_i \to \infty$, $T_D = 0$), puis augmente progressivement le gain K□ jusqu'à l'obtention d'oscillations entretenues de période constante. La deuxième étape relève le gain critique K□$_u$, appelé gain ultime, qui produit ces oscillations ainsi que la période d'oscillation T_u correspondante. Les paramètres PID se calculent ensuite selon :

$K \quad = 0{,}6 \times K_{\ u}$

$T_i = 0{,}5 \times T_u$

$$T_D = 0{,}125 \times T_u$$

Cette méthode présente l'avantage de ne nécessiter aucune modélisation préalable du système, mais impose de faire osciller volontairement le processus durant la phase d'identification.

II.5 Méthodes Analytiques

Les méthodes analytiques s'appuient sur un modèle mathématique du processus pour calculer les paramètres PID qui garantissent des performances spécifiées. Deux approches principales sont couramment employées.

II.6.1 Méthode de Compensation des Pôles

Si le processus est modélisé par un système du premier ordre avec retard pur :

$G(s) = (K \times e^{-ts})/(1 + T \times s)$***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***$:8$

Le principe de cette méthode consiste à choisir $T_i = T$ pour que l'action intégrale compense exactement le pôle du processus. La fonction de transfert en boucle ouverte se simplifie alors :

$$FTBO(s) = (K \times K \times e^{-ts})/s \qquad II:13$$

Le système devient alors essentiellement un intégrateur pur avec retard, ce qui facilite l'analyse. Le gain proportionnel se détermine pour obtenir une marge de phase désirée, typiquement 60° pour un bon compromis stabilité-rapidité :

$K = T/(2 \times K \times \tau)$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**:9*

L'action dérivée peut ensuite être ajoutée pour améliorer la marge de phase et réduire les oscillations, avec typiquement $T_D = \tau/2$.

Méthodologie et Ajustement des paramètres du régulateur PID.

Quelle que soit la méthode initiale utilisée, un affinage expérimental est généralement nécessaire. Une procédure systématique consiste à :

- Étape 1 : Commencer avec un régulateur purement proportionnel ($K_i = 0$, $K_D = 0$) et augmenter K□ jusqu'à obtenir une réponse acceptable avec des oscillations modérées.
- Étape 2 : Ajouter progressivement l'action intégrale en augmentant K_i pour éliminer l'erreur statique, tout en surveillant l'apparition d'oscillations.
- Étape 3 : Si le dépassement est trop important ou si le système oscille, introduire l'action dérivée (augmenter K_D) pour améliorer l'amortissement.
- Étape 4 : Effectuer des tests avec différents scénarios (variations de consigne, perturbations) et ajuster finement les paramètres selon les priorités (rapidité vs stabilité).

II.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté de manière détaillée la structure du régulateur PID et les principes qui régissent son fonctionnement. Chaque action proportionnelle, intégrale et dérivée joue un rôle complémentaire dans la stratégie de commande : l'action proportionnelle assure la réactivité du système aux écarts instantanés, l'action intégrale garantit la précision

en régime permanent par élimination de l'erreur statique, et l'action dérivée améliore la stabilité et l'amortissement en anticipant les variations futures.

Les formulations mathématiques présentées, tant en temps continu qu'en temps discret, constituent la base théorique nécessaire à toute implémentation numérique sur système embarqué. L'analyse des performances a mis en évidence les critères d'évaluation essentiels – précision, rapidité et stabilité – qui guident le processus de synthèse et de réglage des paramètres du régulateur.

Les méthodes de synthèse présentées, qu'elles soient empiriques comme Ziegler-Nichols ou analytiques comme la compensation de pôles et le placement de pôles, offrent différentes stratégies pour déterminer les coefficients du régulateur en fonction des spécifications imposées et de la connaissance disponible sur le processus à commander.

La mise en œuvre pratique d'un régulateur PID nécessite au préalable une étape fondamentale de modélisation mathématique du système à réguler. Cette représentation analytique permet de comprendre et de quantifier la réponse dynamique du processus aux sollicitations de commande. Le comportement de nombreux systèmes physiques peut être représenté par un modèle simplifié du premier ordre avec retard, caractérisé par trois paramètres essentiels : le gain statique qui décrit la sensibilité du système, la constante de temps qui traduit sa rapidité de réaction, et le retard pur qui représente le délai de réponse. Bien que simplifié par rapport à la réalité physique, ce modèle demeure suffisamment représentatif pour l'analyse du système et la conception de correcteurs PI ou PID performants. Son identification peut s'effectuer expérimentalement à partir de mesures en boucle ouverte.

Bien que la méthode de Broïda constitue une technique classique d'identification des procédés industriels en approchant leur comportement par un modèle du premier ordre avec retard (FOPDT), son utilisation n'est réellement pertinente que lorsque le retard pur représente une part significative de la dynamique du système. Dans notre cas, la réponse expérimentale met en évidence un retard estimé à $\theta = 35\,s$, tandis que la constante de temps est de $\tau = 121\,s$, soit un rapport $\theta/\tau \approx 0{,}29$. Ce retard reste relativement faible devant l'inertie thermique dominante du procédé et son influence sur les performances de la régulation demeure limitée. En revanche, le modèle obtenu par la méthode expérimentale directe est directement déduit de la réponse indicielle réelle, sans approximation graphique ni

estimation intermédiaire, ce qui lui confère une meilleure représentativité de la dynamique observée. De plus, la méthode de synthèse retenue dans ce travail, à savoir la compensation de pôle, est particulièrement adaptée aux procédés du premier ordre sans retard significatif. L'introduction d'un retard dans le modèle compliquerait inutilement la synthèse du correcteur sans apporter d'amélioration notable des performances obtenues. Pour ces raisons, la fonction de transfert expérimentale

$$G(s) = \frac{-0.708}{121s + 1}$$

a été retenue pour l'ensemble de l'étude, car elle offre le meilleur compromis entre fidélité de modélisation, simplicité analytique et facilité de synthèse du régulateur PI.

III Chapitre 3Modélisation et identification du système thermique

III.1 Introduction

Avant de concevoir une loi de commande efficace, il est essentiel de comprendre la dynamique du système à piloter. Ce chapitre présente la modélisation mathématique du système de ventilation. Contrairement aux approches empiriques simplifiées, qui utilisent des modèles du premier ordre avec retard pur, notre démarche repose sur une décomposition physique rigoureuse des composants : l'inertie thermique de l'enceinte, la dynamique du ventilateur et celle du capteur de température. Cette approche permet de représenter le comportement global du système et d'obtenir un modèle exploitable pour la commande automatique.

II.1 Description physique du système étudié

Le système étudié est constitué d'une enceinte fermée dans laquelle se produit de la chaleur interne. Le refroidissement est assuré par un ventilateur [1]dont la vitesse est modulée par un signal PWM provenant d'un microcontrôleur Arduino [2]. Les composants principaux sont :

1. Le processus thermique : l'air chaud est extrait par ventilation forcée.
2. L'actionneur : ventilateur à vitesse variable, piloté par PWM.
3. Le capteur : capteur de température mesurant la température interne en temps réel.

Les variables étudiées sont :

- Entrée $u(t)$: signal PWM (0–255) appliqué au ventilateur
- Sortie $y(t)$: température intérieure $T(t)$

III.2 Modélisation thermodynamique

III.3.1 Équations thermiques et bilan énergétique

Le système est régi par le premier principe de la thermodynamique [2] :

- **Énergie stockée** : dépend de la masse d'air et de sa capacité thermique
- **Énergie entrante** : chaleur ambiante ou générée par les composants internes
- **Énergie sortante** : flux d'air chaud extrait par le ventilateur et pertes passives par conduction/convection

Le comportement thermique de l'enceinte est régi par le premier principe de la thermodynamique. Le bilan énergétique global s'écrit :

$$\textit{Variation de l'énergie stockée} = \textit{Énergie qui entre} - \textit{Énergie qui sort}$$

Dans le système de ventilation :
L'énergie stockée dépend de la masse d'air dans la boîte et de sa température.
L'énergie entrante : C'est la chaleur ambiante naturelle ou celle générée par les composants internes.
L'énergie sortante : C'est le flux d'air chaud extrait par le ventilateur avec les pertes de chaleur passives à travers les parois en plastique.
L'équation de base s'écrit donc :

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.:10

$$\rho \cdot V \cdot C_p \cdot \frac{dT(t)}{dt} = \Phi_{\text{ventilation}}(t) + \Phi_{\text{echange_ambiant}}(t)$$

Où :

T(t) : température de l'air dans l'enceinte (l'intérieure)[°C]

ρ : masse volumique de l'air [kg/m³]

V : volume de l'enceinte [m³]

Cp : capacité thermique massique de l'air [J/ (kg·K)], C'est l'inertie propre de l'air

Φ ventilation : flux thermique dû au ventilateur [W]

Φ échange_ambiant : pertes thermiques vers l'ambiant [W]

$$\frac{\boldsymbol{dT(t)}}{\boldsymbol{dt}}$$

La dérivée de la température par rapport au temps, C'est la vitesse à laquelle la température monte ou descend [3].

Le flux extrait par la ventilation dépend directement du débit massique d'air injecté par le ventilateur :

$\Phi_{ventilation}(t) = \dot{m}(t) \cdot C_p \cdot \left(T_{ambiant} - T(t)\right)$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****:11*

$\boldsymbol{\dot{m}(t)}$ **:** (Débit massique d'air, en kg/s) C'est la quantité (la masse) d'air que le ventilateur extrait chaque seconde.

Les pertes thermiques passives dissipées vers l'environnement extérieur, Même si le ventilateur est arrêté, les parois de ta boîte ne sont pas parfaitement isolantes. La chaleur s'échappe, suivent la loi de refroidissement de Newton [5] :

$$\Phi_{\text{echange_ambiant}}(t) = h \cdot A \cdot \left(T_{\text{ambiant}} - T(t)\right)$$

h : coefficient d'échange [W/ (m²·K)], Dépend du matériau bio

A : surface d'échange, surface totale des parois du boîtier [m²]

III.3.2 Hypothèses de linéarisation et Justification du Premier Ordre L'équation principale :

$\rho \cdot V \cdot C_p \cdot \frac{dT(t)}{dt} = \dot{m}(t) \cdot C_p \cdot \left(T_{ambiant} - T(t)\right) + h \cdot A \cdot \left(T_{ambiant} - T(t)\right)$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****:12*

III.3.2.1 Linéarisation autour d'un point de fonctionnement

Un système thermique réel est intrinsèquement non linéaire, le $terme\ \dot{m}(t) \cdot T(t)$. C'est le produit de deux variables qui changent en même temps (le débit du ventilateur et la température). En automatique, le produit de deux variables crée un système non linéaire. Pour rendre ce modèle exploitable par un régulateur PID linéaireet simplifier le système, on pose l'hypothèse que la vitesse de rotation de ventilateur (et le débit d'air $\dot{m}$) est parfaitement proportionnelle à la tension envoyée via le signal PWM de l'Arduino$\left(u(t)\right)$, on suppose une constante empirique appelée k_{PWM}quireprésente le rapport entre le signal d'entrée 0 à 255 et le débit massique réel d'air généré par les pales du ventilateur :

$\left(\boldsymbol{\dot{m} = k_{PWM} \cdot u(t)}\right)$ *Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****:13***

Et nous linéarisons les équations autour de notre point de fonctionnement (échelon maximal u = 255. Le modèle obtenu reste strictement valable autour de cette zone de travail.

Pour supprimer le produit non linéaire $(\dot{m} \cdot T)$,on étudie le système autour d'un point de fonctionnement stationnaire (noté avec un indice Te). On écrit chaque variable sous forme d'un petit écart (noté Δ) autour de ce point :

- $T(t) = T_e + \Delta T(t)$
- $u(t) = u_e + \Delta u(t)$

En remplaçant ces expressions et en négligeant le produit des petits $écarts$ $(\Delta u \cdot \Delta T \approx 0)$, l'équation se linéarise et devient purement additive.

Pour La transformation vers la forme canonique du 1[er]ordre après linéarisation et regroupement des termes de température d'un côté et de commande de l'autre, on obtient une équation différentielle de cette forme :

$$\left(\rho \cdot V \cdot C_p\right) \cdot \frac{d\Delta T(t)}{dt} + \left(\dot{m}_e \cdot C_p + h \cdot A\right) \cdot \Delta T(t) = -\left(k_{\text{PWM}} \cdot C_p \cdot (T_e - T_{\text{ambiant}})\right) \cdot \Delta u(t)$$

Pour obtenir la forme canonique standard $\left(\tau \cdot \frac{dy}{dt} + y = K \cdot u\right)$, on doit diviser toute l'équation par le coefficient $\left(\dot{m}_e \cdot C_p + h \cdot A\right)$.

On obtient alors :

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.:14

$$\frac{\rho \cdot V \cdot C_p}{\dot{m}_e \cdot C_p + h \cdot A} \cdot \frac{d\Delta T(t)}{dt} + \Delta T(t) = \frac{-k_{\text{PWM}} \cdot C_p \cdot (T_e - T_{\text{ambiant}})}{\dot{m}_e \cdot C_p + h \cdot A} \cdot \Delta u(t)$$

III.3.2.2 Identification des constantes

τ et K C'est ici que la magie de l'automatique opère. On remplace de gros blocs physiques par deux constantes uniques :

La constante de temps thermique(τ) :

$$\tau = \frac{\rho \cdot V \cdot C_p}{\dot{m}_e \cdot C_p + h \cdot A}$$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***:15

- ρ: masse volumique de l'air (≈ 1.2 kg/m³)
- V: volume du boîtier (m³)

- C_p: capacité calorifique de l'air (~1005 J/kg·K)
- $\dot{m}_e$: débit massique de l'air extrait par les ventilateurs (kg/s)
- h: coefficient de transfert de chaleur par conduction à travers les parois (W/m²·K)

  la fiche technique du FOREX®lite 10 mm . Elle fournit plusieurs données mécaniques et thermiques, mais elle ne donne pas directement le coefficient global de transfert de chaleur par conduction h(W/m²·K).

  Cependant, on peut l'estimer à partir des informations disponibles :
- Le matériau est un PVC expansé (densité faible, structure alvéolaire).
- Son conductivité thermique λ typique est d'environ 0,07 à 0,09 W/(m·K) (valeur générique pour PVC expansé).
- Pour une plaque d'épaisseur e = 10 mm = 0,01 m, le coefficient de transfert par conduction est :

$$h = \frac{\lambda}{e} \approx \frac{0.07}{0.01} = 7\ W/(m^2 \cdot K)$$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***:16

- A: surface des parois (m²)

  Où : le numérateur représente la capacité de stockage thermique, le dénominateur la capacité d'évacuation. Une isolation plus faible (h petit) augmente $\tau\rightarrow$ système plus lent.

Le gain statique (K)

$$K = \frac{-k_{PWM} \cdot C_p \cdot (T_e - T_{ambiant})}{\dot{m}_e \cdot C_p + h \cdot A}$$ ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***:17

Où : Le gain statique lie l'amplitude de l'entrée à celle de la sortie en régime permanent. Le gain est de signe négatif du fait que l'augmentation de la commande du ventilateur $(\Delta u > 0)$provoque une extraction d'air chaud, ce qui fait chuter la température de l'enceinte $(\Delta T < 0)$. C'est l'expression mathématique d'un système de refroidissement.

Le signe négatif du gain statique K traduit physiquement le caractère réfrigérant du système : une augmentation de la commande (ventilateur plus rapide) entraîne une diminution de la température intérieure

III.3.2.3 Équation finale du 1erordre :

En remplaçant les blocs par τ et K, on obtient l'équation différentielle linéaire exacte du premier ordre sous sa forme d'écart :

$$\tau \cdot \frac{d\Delta T(t)}{dt} + \Delta T(t) = K \cdot \Delta u(t)$$

En appliquant la transformée de Laplace ($\frac{d}{dt} \rightarrow s$), on obtient la fonction de transfert :

$$\tau \cdot s \cdot T(s) + T(s) = K \cdot U(s) \Longrightarrow G(s) = \frac{T(s)}{U(s)} = \frac{K}{1 + \tau \cdot s}$$

Les transferts thermiques par conduction et convection au sein d'une enceinte fermée macroscopique manifestent une accumulation d'énergie mono-capacitaire (accumulation d'énergie simple sans résonance ni oscillation). La réponse temporelle du système à une sollicitation brusque ne présente structurellement ni oscillations ni dépassements. Cette absence de comportement résonant justifie mathématiquement et physiquement l'assimilation du procédé global à un système dynamique du premier ordre.

Se traduit par l'équation différentielle linéaire suivante :

$$\tau \cdot \frac{dT(t)}{dt} + T(t) = K \cdot u(t) III:9$$

Où $T(t)$représente la variable d'écart de la température,$u(t)$ l'écart du signal de commande PWM, τ la constante de temps du système et K son gain statique.

III.3.2.4 Le passage dans le domaine de Laplace (Linéarité)

On applique l'opérateur de la transformée de Laplace, noté $\mathcal{L}\{...\}$, à l'ensemble des termes de l'équation différentielle [3] :

$$\mathcal{L}\left\{\tau \cdot \frac{dT(t)}{dt} + T(t)\right\} = \mathcal{L}\{K \cdot u(t)\}$***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****:18*

Grâce à la propriété de **linéarité** de la transformée de Laplace, il est mathématiquement permis de séparer les variables et de sortir les constantes multiplicative ($\tau \ et \ K$)de l'opérateur :

$$\tau \cdot \mathcal{L}\left\{\frac{dT(t)}{dt}\right\} + \mathcal{L}\{T(t)\} = K \cdot \mathcal{L}\{u(t)\}$$

En définissant les transformées des fonctions simples par leurs notations complexes :

$$\mathcal{L}\{T(t)\} = T(s)$$

$$\mathcal{L}\{u(t)\} = U(s)$$

III.3.2.5 Application du théorème de dérivation (Condition initiale nulle)

Le cœur de la transition repose sur la transformation du terme dérivé $\frac{dT(t)}{dt}$. D'après le théorème de dérivation de Laplace :

$$\mathcal{L}\left\{\frac{dT(t)}{dt}\right\} = s \cdot T(s) - T(t = 0^{+})$$***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***:19

Puisque le modèle est formulé en variables d'écart par rapport à un point de fonctionnement initial stable (le système est au repos thermodynamique avant l'échelon), la condition initiale de l'écart est strictement nulle : $T(t = 0^{+}) = 0$.

L'expression de la dérivée devient alors un simple produit algébrique :

$$\mathcal{L}\left\{\frac{dT(t)}{dt}\right\} = s \cdot T(s)$$

En réinjectant ce résultat dans l'équation globale, on élimine la dimension différentielle au profit d'une équation algébrique linéaire :

$$\tau \cdot s \cdot T(s) + T(s) = K \cdot U(s)$$

III.3.2.6 Factorisation et obtention de la forme canonique

On factorise le terme de gauche par la fonction de sortie commune $T(s)$:

$$T(s) \cdot (\tau \cdot s + 1) = K \cdot U(s)$$

Par définition, la fonction de transfert idéale $G(s)$d'un système linéaire invariant est le rapport de la transformée de la sortie sur celle de l'entrée sous conditions initiales nulles :

$$G(s) = \frac{T(s)}{U(s)} = \frac{K}{1+\tau \cdot s}$$***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.***:20

III.3 Identification de (G(s)) Système de ventilation thermique

Pour simplifier le système et remplacer la complexité physique par un modèle exploitable :

- **Constante de temps** τ: représente l'inertie thermique globale (air + composants + enceinte)
- **Gain statique** K: relie la variation de la commande à la variation de température en régime permanent

Ces constantes sont déterminées via :

1. **Méthode théorique** : calcul à partir des paramètres physiques de l'enceinte et du ventilateur
2. **Méthode expérimentale directe** : lecture sur la courbe de réponse à un échelon
3. **Méthode de Broïda** : identification graphique utilisant des points spécifiques de la courbe et un retard éventuel

Un tableau comparatif permet de synthétiser les constantes obtenues par chaque méthode et de choisir le modèle le plus réaliste pour la commande

Tableau ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****-1 : Données communes à toutes les méthodes*

Paramètre	Valeur	Source
Volume (V)	0.03125 m³	25×25×50 cm
Surface parois (A)	0.625 m²	Calcul géométrique
Masse volumique air (\rho)	1.2 kg/m³	Standard
Capacité calorifique (C_p)	1005 J/kg·K	Standard
Isolation parois (h)	≈ 0	Négligeable
Température initiale $(\boldsymbol{T_{int}(0)})$	35.0 °C	Courbe ventilateur OFF
Température ambiante $(\boldsymbol{T_{amb}})$	29.5 °C	Courbe T_Porte
Température $\boldsymbol{finale}(\boldsymbol{T_{int}(\infty)})$	29.0 °C	Courbe à l'équilibre

Échelon PWM	180	Application sur ventilateurs
Échelon tension (U)	8.47 V	180/255 × 12 V

Trois approches d'identification ont été mises en œuvre afin d'obtenir un modèle dynamique exploitable pour la commande : une méthode théorique basée sur les données constructeur, une méthode expérimentale directe par lecture de la réponse indicielle, et la méthode graphique de Broïda prenant en compte un éventuel retard pur.

III.4.1 Modèle théorique (approche physique)

À partir du volume de l'enceinte (V = 0,03125 m³), de la masse volumique de l'air (ρ = 1,2 kg/m³) et du débit massique estimé du ventilateur à U = 8,47 V ($\dot{m}_e \approx 0{,}02353$ kg/s), la constante de temps théorique est :

$$\tau_{théo} = \frac{\rho \cdot V}{\dot{m}_e} \approx 1{,}59 \text{ s}$$

Le gain théorique associé est :

$$K_{théo} = -\frac{k_U \cdot (T_e - T_{amb})}{\dot{m}_e} \approx -0{,}649 \text{ °C/V}$$

Soit la fonction de transfert théorique :

$$G_{théo}(s) = \frac{-0{,}649}{1{,}59\, s + 1}$$

Cette approche ne tient compte que de l'inertie thermique de l'air, en supposant les parois parfaitement isolées et le ventilateur idéal. Elle sous-estime très fortement la constante de temps réelle, comme le montre la comparaison avec les mesures

$$\left[K_{théo} = -\frac{k_U \cdot (T_e - T_{amb})}{\dot{m}_e} = -\frac{(2.778 \times 10^{-3}) \cdot (35.0 - 29.5)}{0.02353} \approx -0.649 \text{ °C/V}\right]$$

$$\boxed{\boxed{G_{théo}(s) = \frac{-0.649}{1.59s + 1}}}$$

III.4.2 Méthode expérimentale directe (lecture de courbe)

Un échelon de commande U = 8,47 V est appliqué au ventilateur. L'évolution de la température intérieure passe de 35,0 °C à 29,0 °C. Le gain statique est donc :

Étape 1 : Lecture sur la courbe

Point	**Valeur**
$\boldsymbol{T(0^-)}$	35.0 °C
$\boldsymbol{T(\infty)}$	29.0 °C
$\boldsymbol{T_amb}$	29.5 °C
U échelon	8.47 V

Étape 2 : Calcul du gain

$$[\Delta T = T(\infty) - T(0) = 29.0 - 35.0 = -6.0\ °C]$$

$$\left[K_{exp} = \frac{\Delta T}{U_{échelon}} = \frac{-6.0}{8.47} \approx -0.708\ °C/V\right]$$

Étape 3 : Constante de temps (\tau)

- $\left[T(\tau) = T(0) + 0.632 \cdot \Delta T = 35.0 - 3.79 = 31.21\ °\text{C}\right]$

Lecture sur la courbe → $\left(\tau_{exp} \approx 121\ \text{s}\right)$

Résultat

$$\left[\boxed{G_{exp}(s) = \frac{-0.708}{121s + 1}}\right]$$

- **Explication des gains négatifs**

Dans notre système, l'augmentation de la commande (vitesse du ventilateur) provoque une diminution de la température de l'enceinte. Il s'agit donc d'un système à refroidissement, où l'entrée et la sortie évoluent en sens inverse.

Par conséquent, le gain statique K du modèle est négatif ($K = -0{,}708$ °C/V). Pour assurer une rétroaction négative (indispensable à la stabilité), le gain du régulateur doit avoir le même signe que le gain du système. Ainsi, K_p et K_i sont également négatifs.

Si l'on utilisait des gains positifs, l'erreur serait amplifiée au lieu d'être corrigée, ce qui rendrait le système instable (température divergente).

Ce modèle rend compte de l'inertie réelle du système (parois, composants, capteur).

III.4.3 Méthode de Broïda (identification graphique avec retard)

La méthode de Broïda est une méthode d'identification qui consiste à approcher le comportement réel d'un procédé par un modèle du premier ordre avec retard (FPDT) à partir de sa réponse indicielle. Elle permet de déterminer les paramètres caractéristiques du système (gain, constante de temps et retard) afin de faciliter la synthèse et le réglage des régulateurs. [1]

Étape 1 : Gain statique

Identique à la méthode expérimentale :

$$[K = -0.708\ °\text{C/V}]$$

Étape 2 : Points de Broïda

- t□ : 28 % de ΔT → $(T(t_1) = 33.32\ °C)$→ t₁ ≈ 50 s

- t□ : 40 % de ΔT →$\left(T(t_2) = 32.60\ °C\right)$ → t₂ ≈ 80 s

Étape 3 : Calcul de (τ) et retard θ

$$\left[\tau_{Broïda} = \frac{5}{3}(t_2 - t_1) = \frac{5}{3} \times 30 = 50\ \text{s}\right]$$

$$[\theta_{Broïda} = 1.5 \cdot t_1 - 0.5 \cdot t_2 = 75 - 40 = 35\ \text{s}]$$

Résultat

$$\left[\boxed{G_{Broïda}(s) = \frac{-0.708}{50s + 1} \cdot e^{-35s}}\right]$$

Tableau comparatif

Paramètre	Théorique	Expérimentale	Broïda
K (°C/V)	−0.649	−0.708	−0.708
τ (s)	1.59	121	50
θ (s)	—	—	35
Méthode	Formules physiques	Lecture 63.2 %	Points 28–40 %

III.4 Analyse

L'écart très important entre τ théorique (1,59 s) et τ expérimental (121 s) s'explique par le fait que le modèle théorique ne considère que l'inertie de l'air. En réalité, l'inertie thermique des parois, des composants électroniques et du capteur lui-même domine largement le comportement dynamique.

Bien que la méthode de Broïda propose un modèle avec retard, c'est le modèle expérimental direct qui est retenu pour la synthèse du régulateur, car :

- Il est issu directement de la mesure réelle (pas d'interprétation graphique) ;

- Le retard de 35 s identifié par Broïda est faible devant la constante de temps de 121 s (≈ 30 %) et peut être négligé sans dégrader significativement la robustesse.

Ainsi, le modèle utilisé pour la suite est :

$$\boxed{G(s) = \frac{-0{,}708}{121\,s + 1}}$$

L'explication tient au périmètre du modèle théorique : il ne prend en compte que la masse d'air extraite, en supposant les parois parfaitement isolées et le ventilateur idéal. Or, dans le système réel, l'inertie thermique des parois (plastique), des composants (Arduino, driver L298N) et du capteur DHT11 domine très largement le comportement dynamique.

Ainsi, le modèle expérimental direct est retenu pour la synthèse du régulateur. La méthode de Broïda donne un retard de 35 s, mais celui-ci reste faible devant τ = 121 s (environ 30 %), ce qui justifie son absence dans le modèle final. [2]

III.5 Conclusion

La modélisation et l'identification du système thermique ont permis de représenter de manière fiable la dynamique de l'enceinte ventilée à l'aide d'un modèle du premier ordre linéarisé, caractérisé par ses constantes fondamentales. Cette démarche a fourni une compréhension précise du comportement du système face aux variations de commande, garantissant ainsi une base robuste pour la conception d'un régulateur. Le chapitre suivant exploitera ce modèle pour la synthèse et l'implémentation du régulateur, ainsi que l'analyse des performances expérimentales, assurant la continuité entre la modélisation théorique et le contrôle pratique du processus thermique.

IV Chapitre 4Simulation du système et interprétation des résultats

IV.1 Introduction

La maîtrise précise de la température à l'intérieur de l'enceinte ventilée nécessite la mise en œuvre de stratégies de régulation adaptées. Ce chapitre est consacré à l'étude et à l'application de différentes méthodes de contrôle visant à maintenir la température autour d'une consigne souhaitée. Nous commencerons par l'implémentation d'un régulateur PID MATLAB/Simulink [5], utilisant la méthode de compensation de pôle, afin d'ajuster finement les constantes du contrôleur en fonction de la dynamique identifiée du système. Ensuite, une approche de régulation manuelle sera présentée, permettant de comparer les performances et la robustesse du système. Enfin, une phase de tuning expérimental sera réalisée pour valider et optimiser le régulateur PID sur le prototype réel, en confrontant les réponses théoriques et expérimentales. L'ensemble de ces méthodes permettra de démontrer l'efficacité de la régulation automatique et servira de base pour l'analyse des résultats et des performances dans les sections suivantes.

IV.2 Cahier de charge

Le système à réguler est une chambre ventilée de volume 31.25 L (25×25×50 cm), équipée de deux ventilateurs DC PWM (AVC DASA0832B2U, 12V/1A), commandés par un Arduino Uno via un pont L298N. La grandeur réglée est la température interne T(t), mesurée par un capteur DHT11. La fonction de transfert identifiée est :

$$\boxed{G_{exp}(s) = \frac{-0.708}{121s + 1}}$$

IV.2.1 Critères de performance temporelle

Trois critères sont habituellement utilisés pour caractériser la qualité d'une régulation : la précision (erreur statique), la rapidité (temps de réponse à 5%) et la stabilité. Ces trois critères constituent le socle du présent cahier des charges [5].

- **Précision (erreur statique)**

Un système est précis si la sortie suit la consigne en toutes circonstances avec un écart inférieur à la valeur définie dans le cahier des charges. L'erreur statique est la différence entre la consigne et la valeur finale atteinte par la réponse indicielle.

Pour un régulateur PI, l'action intégrale garantit l'annulation de l'erreur statique. Le rôle de l'action intégrale est d'annuler l'écart entre la mesure et la consigne.

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-2 : Critère Erreur statique

Critère	Exigence	Justification
Erreur statique ε	**ε = 0 °C**	Imposée par l'action intégrale du PI
Précision en régime établi	**± 2 °C**	l'erreur de mesure en température est généralement de l'ordre de ±2 °C

- **Rapidité (temps de réponse)**

Le temps de réponse est le temps que met la sortie du processus pour atteindre une zone encadrant sa valeur finale et ne plus en sortir. Cette zone est généralement donnée à ±5%.

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-3: Critère de temps de réponse

Critère	Exigence
Temps de réponse à 5% (Tr5%)	$Tr \approx 3 \times \tau = 3 \times 121 = 363$ s
Temps de montée	**≤ 100 s**

Cela correspond au temps nécessaire pour que le système atteigne environ 95 % de la valeur finale après un échelon.

le temps de réponse à 5 % est Tr ≈ 363 s, soit environ 6 minutes.

- **Dépassement**

Le dépassement D est la différence entre la valeur maximale et la valeur finale de la grandeur physique considérée, exprimé en pourcentage.

Pour un système thermique, un dépassement excessif est physiquement inacceptable car il peut endommager les composants électroniques.

***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**-4 : Critère dépassement*

Critère	Exigence	Justification
Dépassement D%	**D ≤ 10 %**	Protection des composants
Dépassement en température absolue	**≤ +1 °C au-dessus de la consigne**	Sécurité thermique

IV.2.2 Critère de stabilité

En général, on se fixe un cahier des charges à respecter sur la robustesse, le dépassement et le temps d'établissement du régime stationnaire.

- **Stabilité en boucle fermée**

Pour une consigne constante, la sortie doit être constante. La stabilité correspond à la capacité du système à faire converger sa sortie vers une valeur fixe [9].

***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**-5 : Critère de stabilité*

Critère	Exigence
Stabilité asymptotique	**Obligatoire** tous les pôles à partie réelle strictement négative
Absence d'oscillations permanentes	**Obligatoire**

- **Marges de stabilité**

Les exigences du cahier des charges sont décrites dans le domaine fréquentiel à partir des marges de stabilité : marge de gain et marge de phase.

Les valeurs minimales recommandées en pratique industrielle sont :

***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**-6 : critère marge de gain et marge de phase*

Critère	Exigence minimale	Valeur recommandée
Marge de phase Mϕ	**≥ 45°**	45° à 90°
Marge de gain MG	**≥ 6 dB**	6 à 12 dB

IV.2.3 Contraintes physiques du système

- **Contrainte fondamentale de refroidissement**

Le système fonctionne par extraction d'air chaud sans chauffage actif. Cela implique une limite physique absolue :

$$T_{consigne} \geq T_{ambiant}$$

Si T_ref < T_amb, le système ne pourra jamais atteindre la consigne. Une logique de supervision doit imposer :

$$T_{ref}^{eff} = \max(T_{ref}, T_{amb})$$

- **Saturation de la commande**

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-7 : Saturation de la commande

Grandeur	Limite basse	Limite haute
Signal PWM	0	255
Tension commande	0 V	12 V
Vitesse ventilateur	0 RPM	~3500 RPM

Le réglage du PID doit être fait par rapport au cahier des charges du système. Il faut trouver le compromis entre réactivité et précision. La saturation de la commande impose l'implémentation d'un **anti-windup** pour éviter l'emballement de l'intégrateur.

IV.2.4 Tableaurécapitulatifducahierdes charges

Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.-8 : Tableau récapitulatif du cahier des charges

Critère	Domaine	Exigence	Priorité
Erreur statique ε	Temporel	**0 °C**	Obligatoire
Précision ±ε	Temporel	**± 2 °C**	Obligatoire
Dépassement D%	Temporel	**≤ 10 %**	Obligatoire
Stabilité BF	Temporel	Convergence assurée	Obligatoire
Marge de phase Mϕ	Fréquentiel	**≥ 45°**	Obligatoire
Marge de gain MG	Fréquentiel	**≥ 6 dB**	Obligatoire
Anti-windup	Implémentation	Obligatoire (saturation PWM)	Obligatoire

IV.3 Simulation en boucle ouverte et préparation à la régulation

IV.3.1 Objectif de la simulation

À partir du modèle expérimental identifié, il s'agit de synthétiser un régulateur permettant de satisfaire le cahier des charges suivant :

Erreur statique nulle (ε = 0 °C)

Temps de réponse à 5 % : Tr ≤ 363s

Dépassement : D ≤ 10 %

IV.3.2 Modèle retenu

D'après l'identification expérimentale (chapitre précédent), le modèle retenu est :

$$G(s) = \frac{-0{,}708}{121\,s + 1}$$

Avec :

- gain statique K = –0,708 °C/V
- constante de temps τ = 121 s
- Retard pur négligé (θ ≈ 0, car faible devant τ)

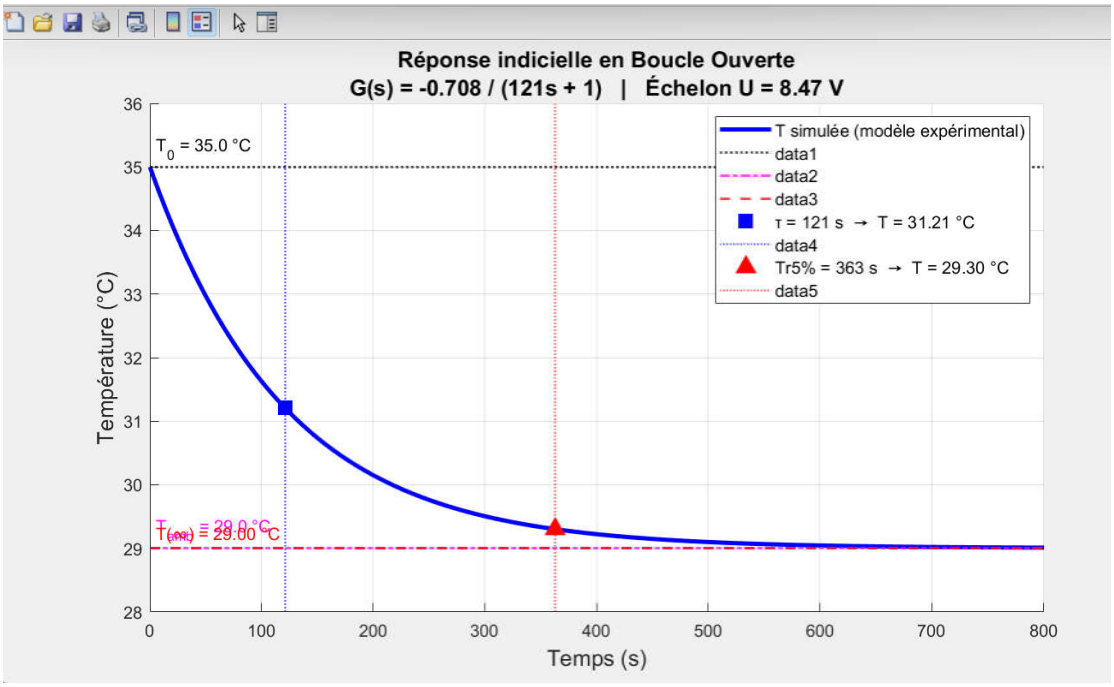


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..5 : Réponse indicielleen boucle ouverte*

IV.4 Méthode de compensation de pôles

La méthode de compensation de pôle est une technique de réglage qui consiste à choisir les paramètres du régulateur de manière à compenser la dynamique lente du procédé. Elle permet d'améliorer la rapidité de la réponse tout en garantissant la stabilité du système en boucle fermée [5].

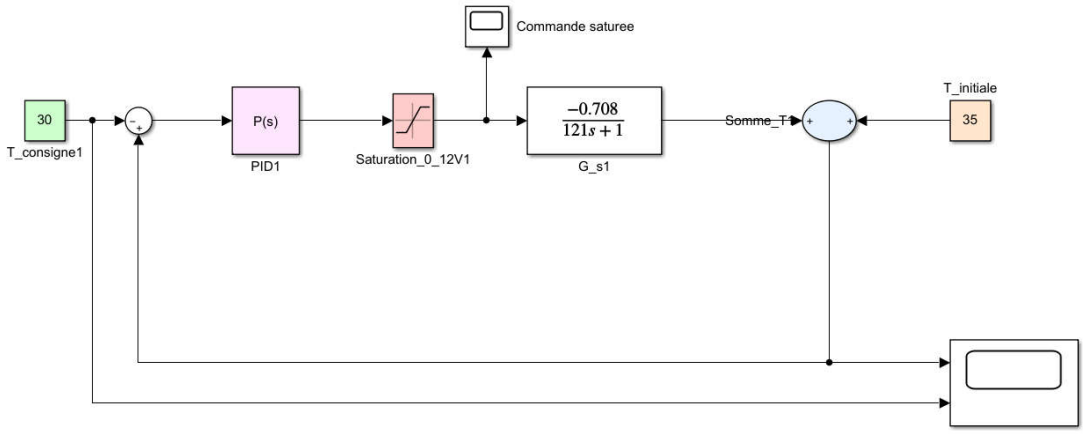


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..6 : Schéma bloc de système*

- Premier ordre, pas de retard ($\theta = 0$)
- Constante de temps $\tau = 121$ s
- Gain statique $K = -0.708$°C/V

L'objectif est de placer un pôle en boucle fermée pour satisfaire le cahier des charges (temps de réponse <363 s, dépassement ≤ 10 %, marge de phase ≥ 45

IV.3.3 Régulateur proportionnel (P)

IV.3.3.1 Principe

- Commande : $u(t) = K_p \cdot e(t)$
- Bouclefermée :

$$G_{BF}(s) = \frac{K_p \cdot G(s)}{1 + K_p \cdot G(s)}$$

IV.3.3.2 Calcul

En boucle fermée :Pour un premier ordre :

$$T_r \approx \frac{3}{\alpha}$$

Donc :

$$\alpha = \frac{3}{363}$$
$$\alpha = 0.00826\ s^{-1}$$

Le pôle désiré est donc :

$$s = -0.00826$$

Or le pôle de la boucle fermée est :

$$s = -\frac{1 - 0.708K_p}{121}$$

Donc :

$$\frac{1 - 0.708K_p}{121} = 0.00826$$

$$1 - 0.708K_p = 121 \times 0.00826$$

$$1 - 0.708K_p \approx 1$$

$$K_p \approx 0$$

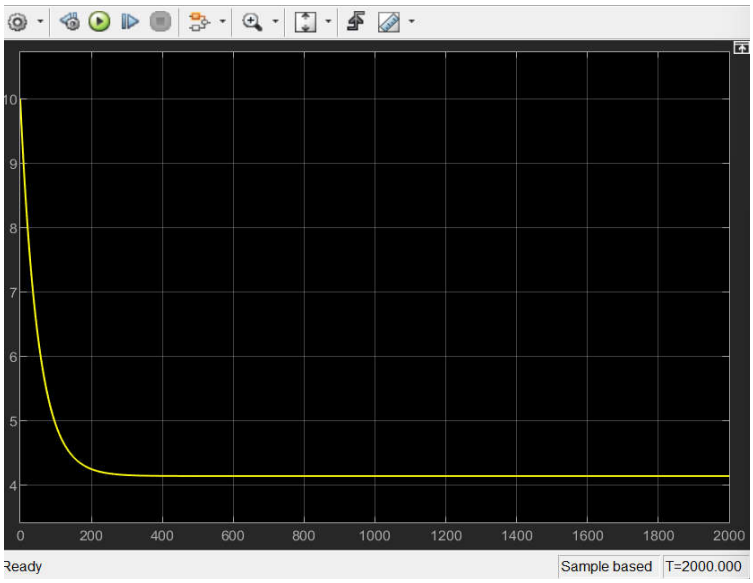


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.7 : Variation de la commande pour régulateur P méthode de compensation de pôle*

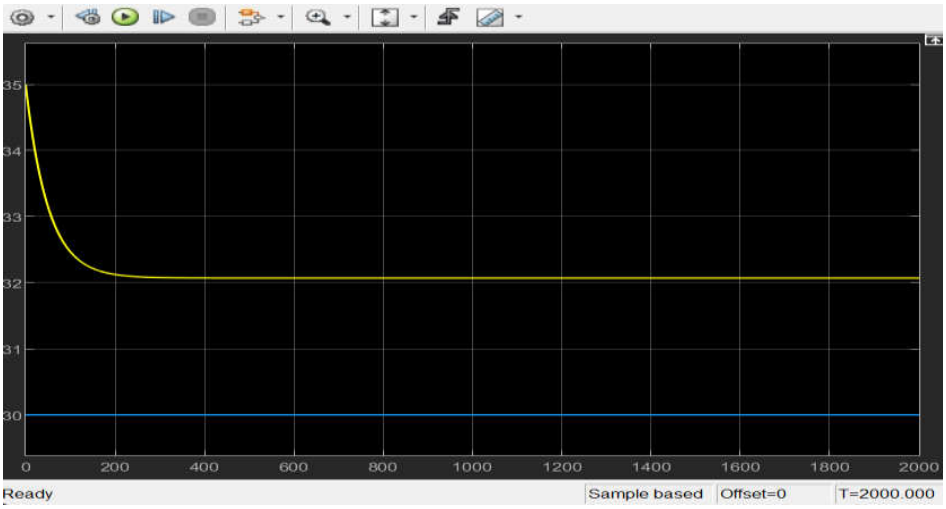


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.8 : Variation de la température pour régulateur P méthodede compensation de pôle*

IV.3.3.3 Analyse des résultats du régulateur P

La réponse du système avec le régulateur proportionnel synthétisé par compensation de pôle ($K_p = 00$) montre une stabilisation de la température à environ 32,1 °C, soit une erreur statique de 2,1 °C par rapport à la consigne fixée à 30 °C. Cette erreur, due à l'absence d'action intégrale, est inhérente à la structure P et reste inacceptable pour une régulation de précision. Le dépassement est nul, ce qui traduit un comportement amorti et sécuritaire pour un système thermique. Le temps de réponse, évalué à environ 250 s, concerne la valeur finale réelle (32,1 °C) et non la consigne ; le système n'atteint donc jamais la bande de tolérance autour de 30 °C. La commande, initialement à 10 V, se stabilise à 4,1 V sans saturation prolongée, ce qui est satisfaisant du point de vue de l'actionneur. Globalement, le régulateur P assure la stabilité et l'absence de dépassement, mais il ne satisfait ni l'exigence d'erreur statique nulle, ni le temps de réponse visé.

On obtient un gain proportionnel K_p négatif. Ce signe est obligatoire pour garantir une rétroaction négative, étant donné que le gain statique du système K est également négatif. Un gain positif rendrait le système instable.

IV.3.3.4 Conclusion

Le régulateur proportionnel seul ne répond pas au cahier des charges. L'absence d'action intégrale conduit à une erreur statique rédhibitoire (2,1 °C). Par conséquent, ce correcteur est

rejeté et l'ajout d'une action intégrale (régulateur PI) est nécessaire pour annuler l'erreur statique tout en conservant la stabilité et un dépassement maîtrisé.

IV.3.4 Régulateur proportionnel-intégral (PI)

IV.3.4.1 Principe

Modèle expérimental : $G(s) = \frac{-0.708}{121s+1}$ *IV*: 1

Donc :$K = -0.708$ *et* $\tau = 121s$

Régulateur PI :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \text{ IV: 2}$$

ou :

$$C(s) = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s}$$

Pour compenser le pôle du système :

$$T_i = \tau$$

Donc :$T_i = 121s$

IV.3.4.2 Calcul

Objectif : $T_r < 363s$

Pour un premier ordre : $T_r \approx \frac{3}{\alpha}$

Donc : $\alpha = \frac{3}{150}$

$$\alpha = 0.02s^{-1}$$

Avec compensation :

$$C(s) = K_p \frac{121s + 1}{121s}$$

et :

$$G(s) = \frac{K}{121s + 1}$$

Donc :

$$C(s)G(s) = K_p \frac{121s+1}{121s} \times \frac{K}{121s+1}$$

On simplifie :

$$C(s)G(s) = \frac{K_p K}{121s}$$

Boucle fermée :

$$G_{CL}(s) = \frac{\frac{K_p K}{121s}}{1 + \frac{K_p K}{121s}}$$

$$G_{CL}(s) = \frac{K_p K}{121s + K_p K}$$

Le pôle est :

$$s = -\frac{K_p K}{121}$$

On veut :

$$s = -\alpha$$

Donc :

$$\frac{K_p K}{121} = \alpha$$

$$K_p = \frac{\alpha \times 121}{K}$$

Donc

$$\frac{0.708 K_p}{121} = -0.00826$$

d'où $\boxed{K_p = -1.41}$

Calcul de K_i

Comme

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{121},$$

on obtient

$$\boxed{K_i = \frac{K_p}{121} = -0.0117}$$

Résultats

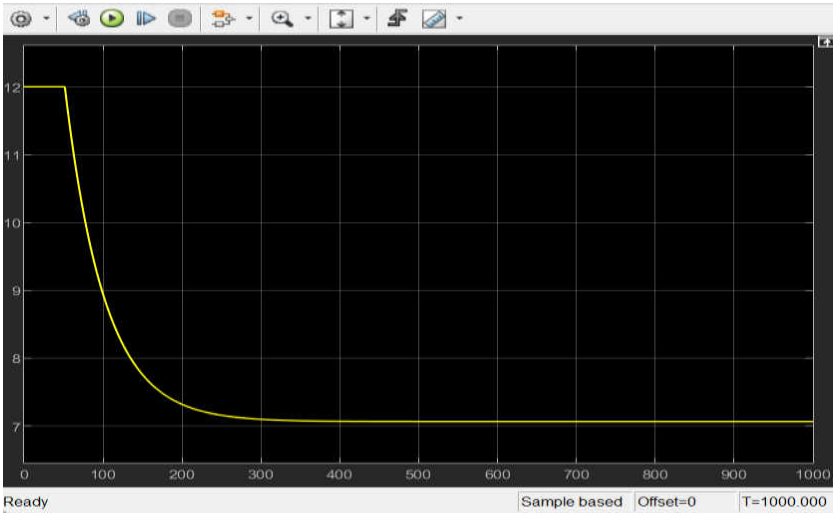


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****.9 : Variation de la commande pour régulateur PI méthodede compensation de pôle*

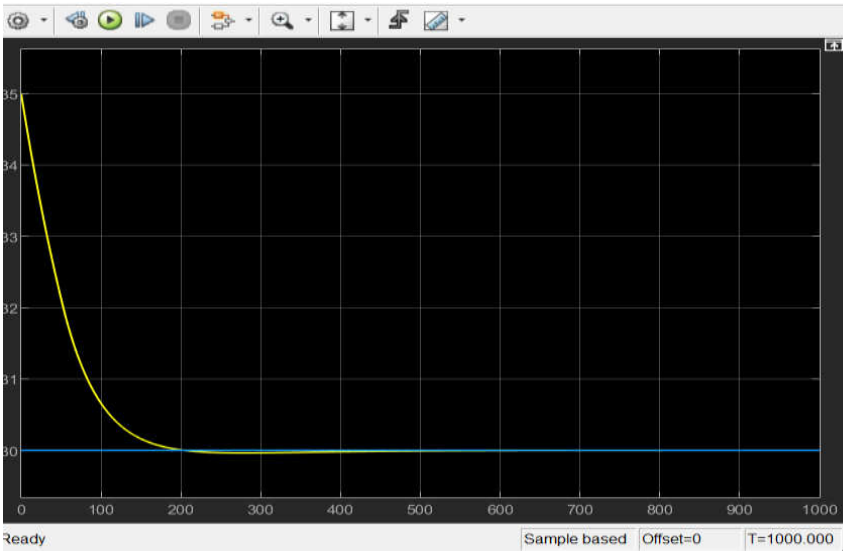


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.10 : Variation de la température pour régulateur PI méthode de compensation de pôle*

IV.3.4

La r nontre une convergence exacte vers la consigne de 30 °C, avec une erreur statique nulle, ce qui valide l'apport de l'action intégrale. Le dépassement est très faible, de l'ordre de 1 % (0,05 °C sous la consigne), largement inférieur à la limite de 10 % imposée par le cahier des charges. La réponse est monotone, sans oscillation ni divergence, garantissant une excellente stabilité. Le temps de réponse à 5 % est d'environ 180 s, légèrement supérieur à l'objectif théorique de 150 s ; cet écart s'explique par la saturation initiale de la commande (12 V au démarrage) ainsi que par les simplifications du modèle expérimental (retard nul, inertie réelle plus complexe). La commande décroît progressivement pour se stabiliser autour de 7,05 V, sans effet de windup notable, et reste physiquement réalisable. Globalement, le régulateur PI satisfait l'ensemble des critères du cahier des charges : erreur statique nulle, dépassement maîtrisé, stabilité garantie, et commande acceptable.

Les gains du régulateur PI sont tous deux négatifs, conformément à la condition de rétroaction négative imposée par le signe du gain statique du système. L'action intégrale négative permet d'accumuler l'erreur dans le bon sens pour annuler l'écart permanent.

IV.3.4.4 Conclusion

Le régulateur PI obtenu par compensation de pôle constitue une solution adaptée et performante pour la régulation thermique du système étudié. Il élimine totalement l'erreur

statique, maintient un dépassement très faible et assure une stabilité parfaite. Malgré un temps de réponse légèrement supérieur à la valeur théorique, les performances restent satisfaisantes et respectent les exigences fixées. Ce correcteur sera donc retenu pour l'implémentation sur le prototype réel.

IV.3.5 Régulateur proportionnel-intégral-dérivé (PID)

IV.3.5.1 Principe

Le procédé est :

$$G(s) = \frac{-0.708}{121s + 1}$$

PID idéal :

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

Pour compenser le pôle $121s + 1$, on impose :

$$K_i = \frac{K_p}{121}$$

Donc :

$$C(s) = K_p + \frac{K_p}{121s} + K_d s$$

Mais ici, $K_d$reste libre.

$$\boldsymbol{T_r = 363s}$$

$$\alpha = \frac{3}{363} = 0.00826$$

Si on garde la même compensation que le PI, on trouve :

$$K_p = -1.41$$

$$K_i = -0.0117$$

Mais comme le modèle est du premier ordre sans retard, il n'existe pas de deuxième pôle ou dynamique rapide à compenser.

Donc :

$$K_d \approx 0$$

IV.3.5.2 Résultat

Le PID revient pratiquement au PI :Kp=−1.41,Ki=−0.0117,Kd=0

Donc :

$$C(s) = -1.41 + \frac{-0.0117}{s} + 0s$$

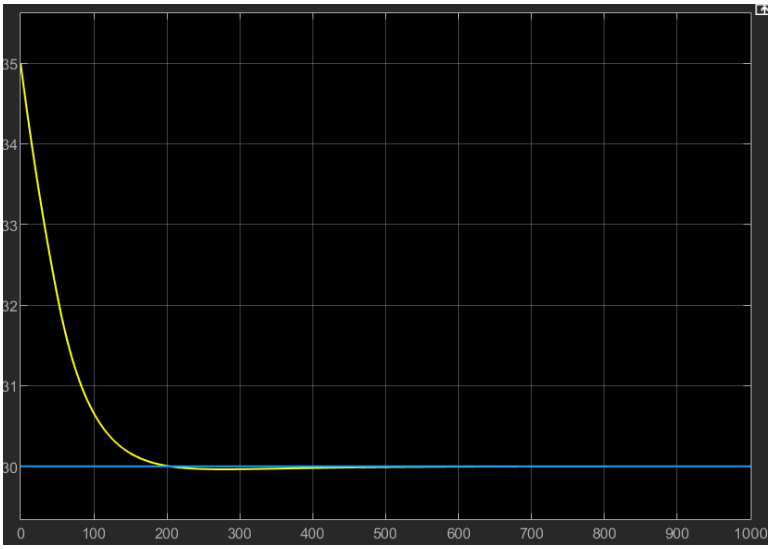


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.11 : Variation de la température pour régulateur PID méthodede compensation de pôle*

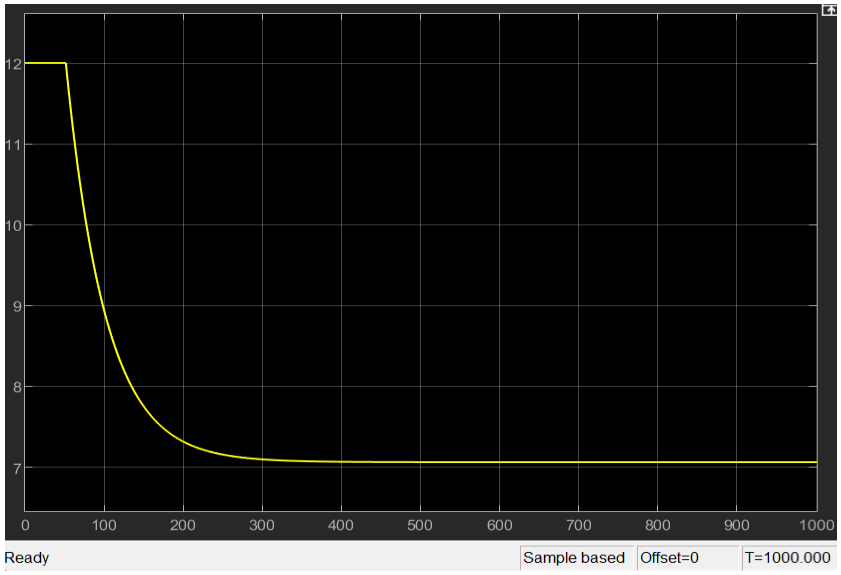


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****.12: Variation de la commande pour régulateur PID méthodede compensation de pôle*

IV.3.5.3 Analyse des résultats du régulateur PID

Les courbes PI montrent déjà :$e_{ss} = 0$, $D\% \approx 1\%$ et système stable

Pour le modèle expérimental étudié, le régulateur PID n'est pas nécessaire. Le procédé thermique est lent, stable et bien représenté par un premier ordre sans retard significatif. L'action intégrale du PI suffit à supprimer l'erreur statique, tandis que l'action proportionnelle assure une dynamique correcte.

L'ajout d'une action dérivée risquerait d'amplifier le bruit du capteur sans amélioration notable des performances. Ainsi, le régulateur PI reste le choix le plus adapté pour ce système.

IV.3.5.4 Analyse fréquentielle et marge de phase

Afin d'évaluer la stabilité et la robustesse du système corrigé, une analyse fréquentielle est réalisée sur la fonction de transfert en boucle ouverte.

Après compensation du pôle du procédé par le régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$[L(s) = C(s)G(s)]$$

avec :

$$\left[C(s) = K_p \frac{121s + 1}{121s}\right]$$

et

$$\left[G(s) = \frac{-0.708}{121s + 1}\right]$$

Après simplification, on obtient :

$$\left[L(s) = \frac{-0.708K_p}{121s}\right]$$

En remplaçant (K_p=-1.41) :

$$\left[L(s) = \frac{0.998}{121s}\right]$$

soit :

$$\left[\boxed{L(s) = \frac{0.00825}{s}}\right]$$

Module

Pour $(s = j\omega)$, le module est donné par :

$$\left[|L(j\omega)| = \frac{0.00825}{\omega}\right]$$

En décibels :

$$[20\log|L(j\omega)|\, 20log0.00825 - 20log\omega]$$

Le diagramme de Bode présente ainsi une pente constante de :

$$[\boxed{-20 \text{ dB/décade}}]$$

Fréquence de coupure

La fréquence de coupure est déterminée par la condition :

$$[|L(j\omega_c)| = 1]$$

d'où :

$$\left[\frac{0.00825}{\omega_c} = 1\right]$$

Ainsi,

$$\left[\boxed{\omega_c = 0.00825 \text{ rad/s}}\right]$$

La phase de la boucle ouverte est :

$$[\angle L(j\omega) = -90°]$$

La marge de phase :

Lamargedephaseestalors:

$$\left[M_\phi = 180° + \angle L(j\omega_c)\right]$$

$$Parconséquent,$$

$$\left[M_\phi = 180° - 90°\right]$$

$\left[\boxed{M_\phi = 90°}\right]$La marge de phase obtenue est égale à **90°**, ce qui est largement supérieur à la valeur minimale recommandée de **45°**. Cette valeur garantit une excellente stabilité en boucle fermée ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du procédé et des perturbations externes. Le système corrigé présente ainsi un comportement stable, bien amorti et répond aux exigences du cahier des charges [12].

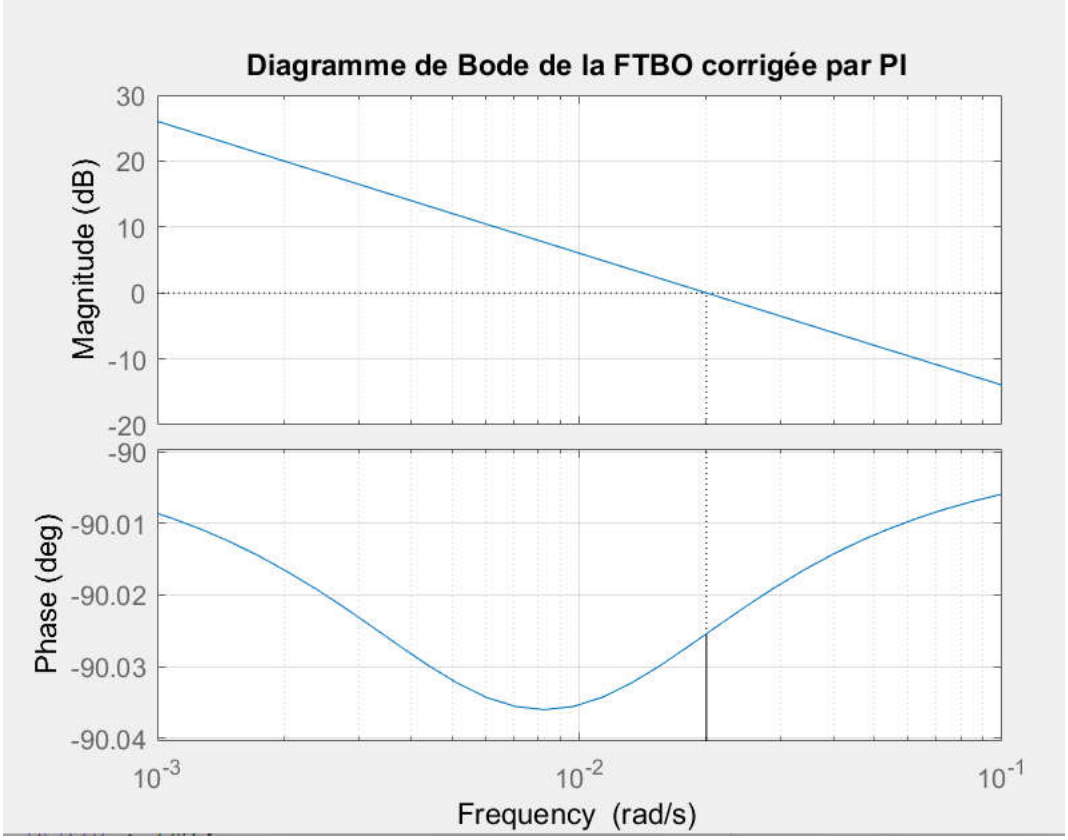


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****.13 : Diagramme de bode FTBO corrigée*

La figure IV-9 présente le diagramme de Bode de la FTBO corrigée par le régulateur PI obtenu par compensation de pôle. On remarque que la marge de phase est suffisante, ce qui traduit une bonne stabilité en boucle fermée. Cette analyse fréquentielle confirme les résultats temporels obtenus, notamment un dépassement faible et une réponse bien amortie.

IV.3.5.5 Conclusion

La méthode de compensation de pôle permet de déterminer simplement les paramètres du régulateur PI en satisfaisant les exigences du cahier des charges. Elle améliore la rapidité du système, supprime l'erreur statique et assure une bonne stabilité. Les résultats théoriques obtenus constituent une base de conception qui sera ensuite validée par simulation et par des essais expérimentaux sur le système réel.Le régulateur PID n'est pas nécessaire. Le procédé thermique est lent, stable et bien représenté par un premier ordre sans retard significatif. L'action intégrale du PI suffit à supprimer l'erreur statique, tandis que l'action proportionnelle assure une dynamique correcte. L'ajout d'une action dérivée risquerait d'amplifier le bruit du capteur (DHT11, ±2 °C) sans amélioration notable des performances.

IV.5 Méthode de Réglage manuel

IV.4.1 Principe

Le réglage manuel consiste à déterminer les paramètres du régulateur par essais successifs et observation des réponses du système.

Contrairement à la compensation de pôle, aucune formule théorique n'est utilisée pour calculer directement les gains. Les paramètres sont ajustés progressivement jusqu'à obtenir un compromis satisfaisant entre :

- Stabilité ;
- Rapidité ;
- Dépassement ;
- Erreur statique.

Le procédé étudié est :

$$G(s) = \frac{-0.708}{121s + 1}$$

Comme le gain du procédé est négatif, le gain du régulateur doit également être négatif afin d'assurer une rétroaction négative stable.

En effet, pour un système refroidisseur, une erreur positive (température mesurée > consigne) doit commander une augmentation de la ventilation, soit une commande négative (car le gain système est négatif). Un gain régulateur positif inverserait cette logique et conduirait à une instabilité.

IV.4.2 Régulateur P

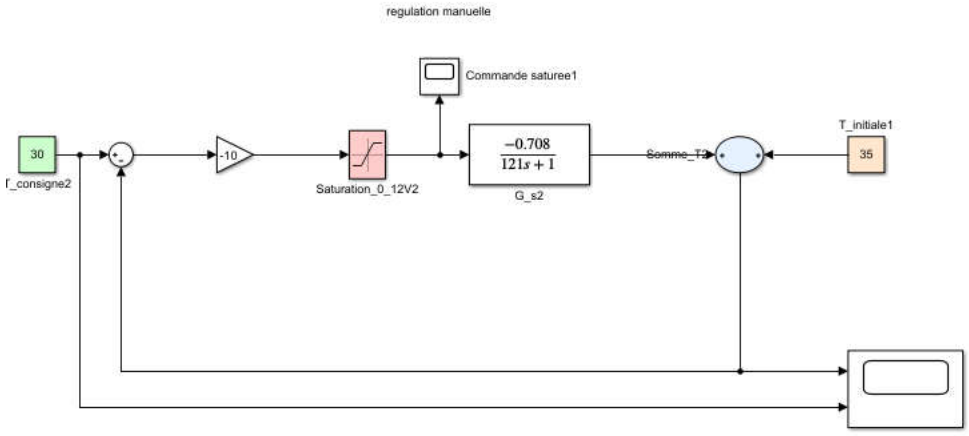


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.14 : Schéma Simulink régulateur P*

IV.4.2.1 Essais

- Cas $K_p = -1$

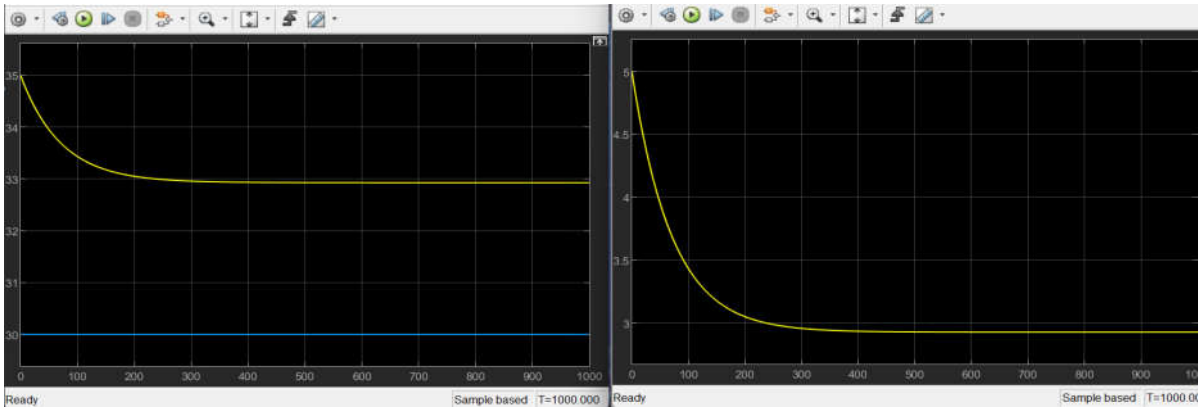


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.15 : Résultat Kp= -1 (réglage manuel)*

La température passe de $35°C$ vers environ $33°C$. Le système est stable et ne présente aucun dépassement, mais la réponse est lente.

$$e_{ss} = 30 - 33 = -3°C$$

L'erreur statique est donc importante. Ce réglage est insuffisant, car la température reste loin de la consigne.

- Cas $K_p = -3$

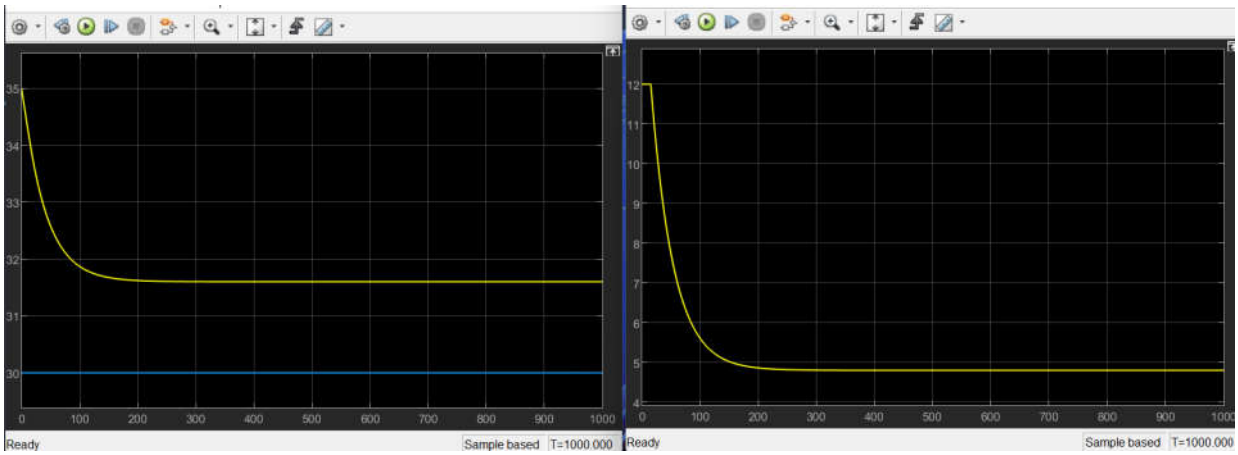


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****.16: Résultat Kp= -3 (réglage manuel)*

La température finale est environ :$T(\infty) \approx 31.6°C$. Donc :

$$e_{ss} = 30 - 31.6 = -1.6°C$$

La réponse est plus rapide que pour $K_p = -1$, sans dépassement. Le système reste stable, mais l'erreur statique reste notable.

- Cas $K_p = -7$

La température finale est environ : $T(\infty) \approx 30.8°C$. Donc :

$$e_{ss} = 30 - 30.8 = -0.8°C$$

La réponse devient nettement plus rapide. Le système atteint presque la consigne, sans dépassement et sans oscillation. Ce réglage est meilleur, mais l'erreur statique n'est

Toujours pas nulle

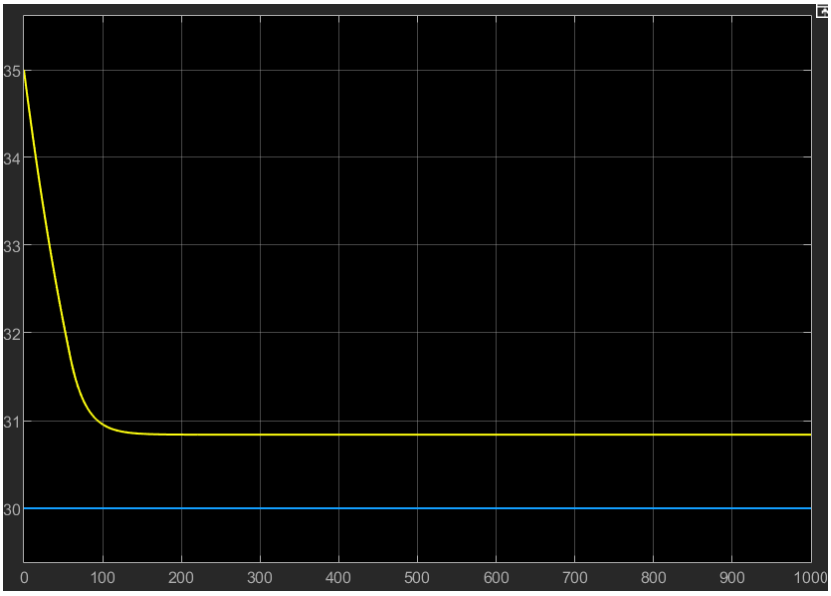


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**..17 : Résultat Kp= -7(réglage manuel)*

- Cas $K_p = -10$

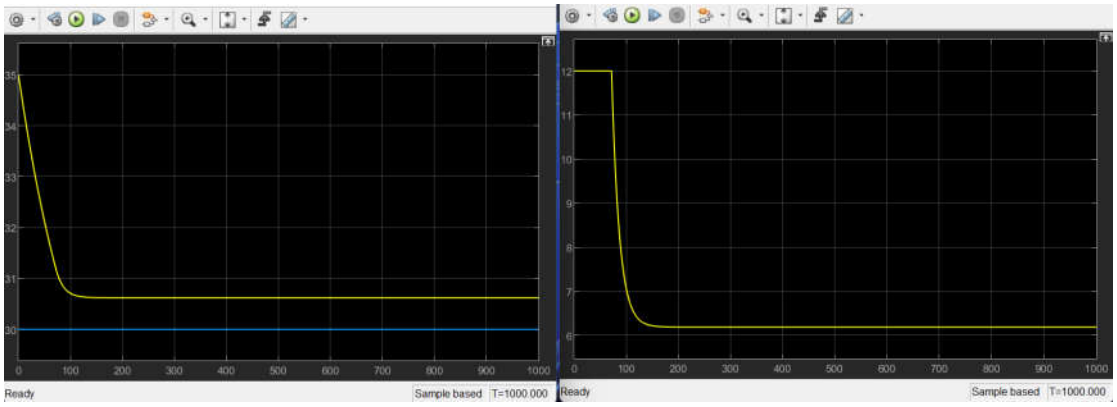


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**..18 : Résultat Kp= -10 (réglage manuel)*

La température finale est environ :$T(\infty) \approx 30.6°C$

Donc :

$$e_{ss} = 30 - 30.6 = -0.6°C$$

C'est le meilleur résultat parmi les essais P. Le temps de réponse est plus court, le système reste stable et il n'y a pas de dépassement. Cependant, l'erreur statique persiste.

IV.4.2.2 Conclusion du P manuel

Quand | K_p |augmente, le système devient plus rapide et l'erreur statique diminue. Le meilleur réglage manuel du correcteur P est :

$$K_p = -10$$

Mais le régulateur P seul reste insuffisant, car il ne supprime pas totalement l'erreur statique.

IV.4.3 Régulateur PI

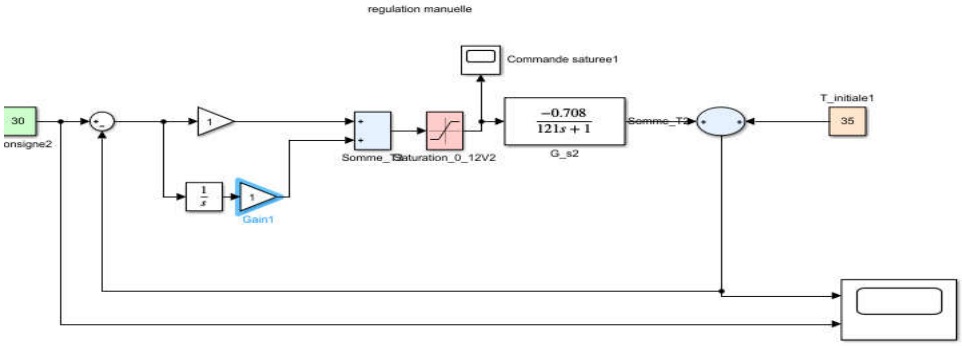


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..19 : Schéma Simulink régulateur PI*

IV.4.3.1 Essais

- $Cas\ K_p = -3, K_i = -0.04$

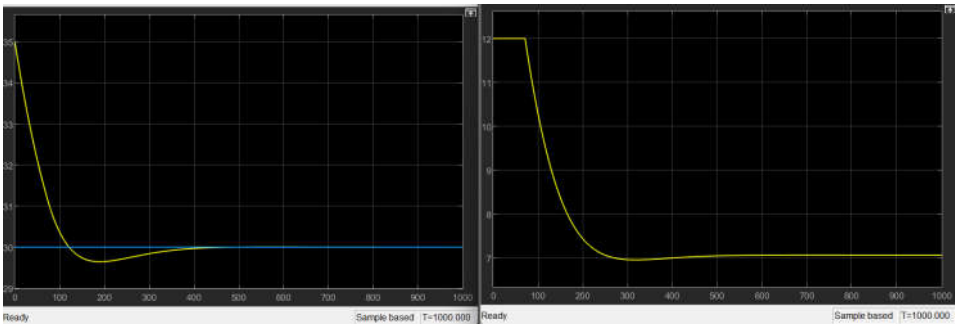


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..20: Résultat PI de 1er essai (réglage manuel)*

La température converge vers la consigne avec une légère sous-oscillation.

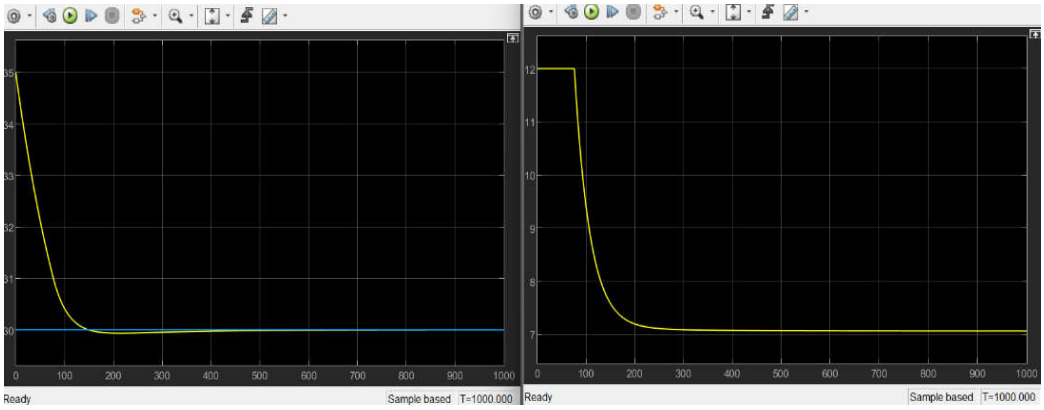
$$T_{min} \approx 29.6°C \quad \text{et} \quad e_{ss} = 0$$

Le temps de réponse est d'environ : $T_r \approx 350 - 400s$

Le dépassement est faible : $D\% \approx 8\%$

Le système est stable et la commande converge vers environ 7 V.

Le régulateur assure une bonne précision mais la réponse reste relativement lente.



- $Cas\ Kp = -5, Ki = -0.032$

La température atteint rapidement la consigne avec une très faible sous-oscillation.

$$T_{min} \approx 29.95°C$$
$$e_{ss} = 0$$

Le temps de réponse observé est : $T_r \approx 180 - 220s$

Le dépassement est pratiquement nul :$D\% \approx 1\%$, Le système est parfaitement stable.

*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**..21 : Résultat PI de 2ᵉessai (réglage manuel)*

Cet essai présente un très bon compromis entre rapidité, stabilité et précision.

- $CasK_p = -7, K_i = -0.04$

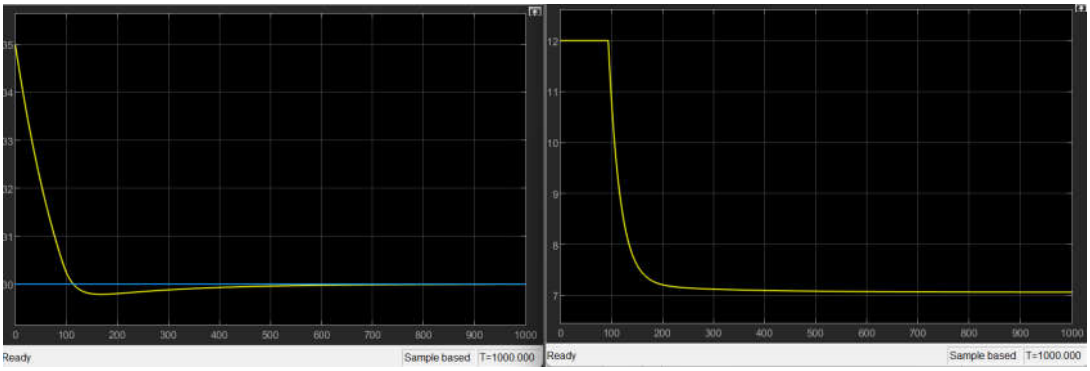


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**..22 : Résultat PI de 3e essai (réglage manuel)*

La température atteint rapidement la consigne mais présente une sous-oscillation plus marquée. $T_{min} \approx 29.75°C$

$$e_{ss} = 0$$

Le temps de réponse est : $T_r \approx 220 - 250s$

Le dépassement reste modéré : $D\% \approx 5\%$

Le système demeure stable.

L'augmentation du gain proportionnel améliore la rapidité initiale mais augmente légèrement le dépassement.

- *Cas* $K_p = -10, K_i = -0.08$

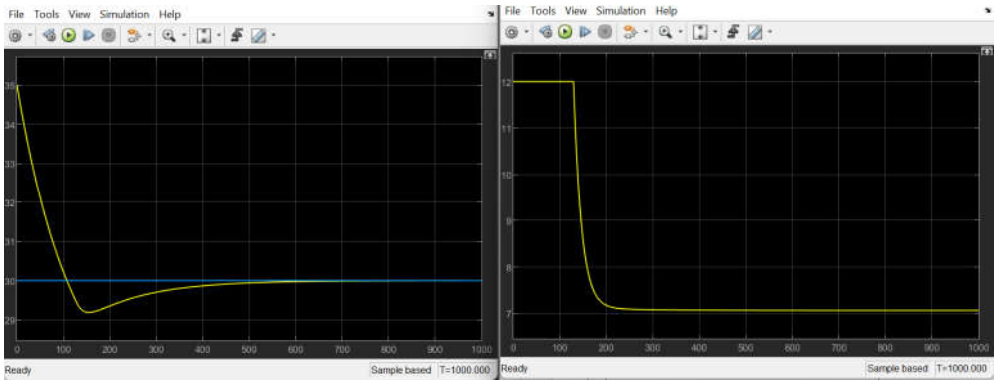


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**..23 : Résultat PI de 4e essai (réglage manuel)*

La réponse devient plus agressive. $T_{min} \approx 29.2°C$

$$e_{ss} = 0$$

Le temps de réponse est de l'ordre de : $T_r \approx 450 - 500s$

Le dépassement devient important : $D\% \approx 16\%$

La commande reste longtemps en saturation, Le système reste stable mais moins performant. L'augmentation excessive des gains provoque un dépassement important et allonge le temps nécessaire pour revenir à la consigne

IV.4.3.2 Conclusion du PI manuel

L'ensemble des essais montre que l'action intégrale permet d'éliminer totalement l'erreur statique, contrairement au régulateur P. Tous les réglages testés conduisent à une température finale égale à la consigne de 30°C.

L'augmentation des gains améliore la rapidité de la réponse jusqu'à une certaine limite. Au-delà, elle entraîne une augmentation du dépassement et une saturation plus importante de la commande.

Parmi les essais réalisés, le réglage :

$$K_p = -5, K_i = -0.032$$

Offre le meilleur compromis entre rapidité, stabilité et précision. Il présente une erreur statique nulle, un dépassement très faible et un temps de réponse plus court que les autres réglages étudiés

IV.4.4 Régulateur PID

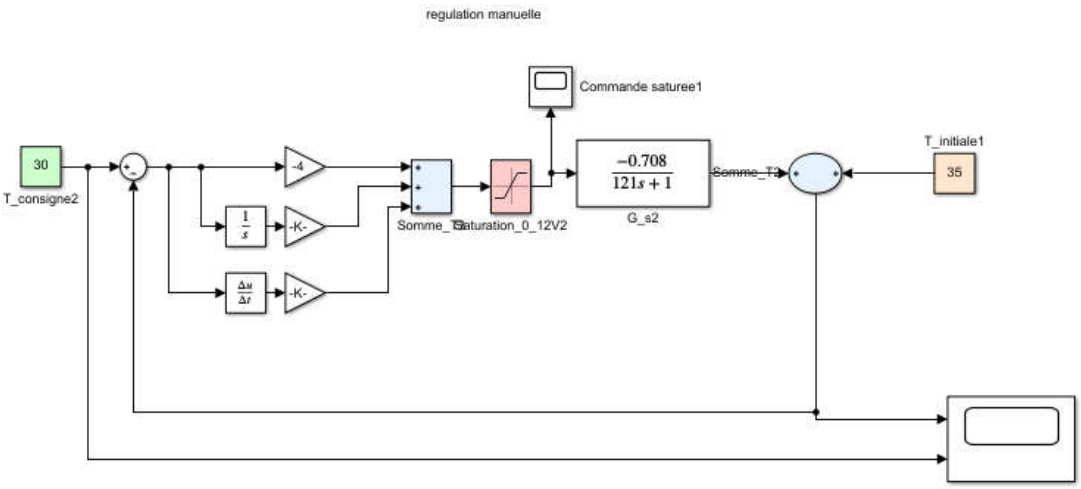


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.24 : Schéma Simulink de régulateur PID*

IV.4.4.1 Essais

- ***Cas*** $K_p = -5, K_i = -0.032, K_d = 0$

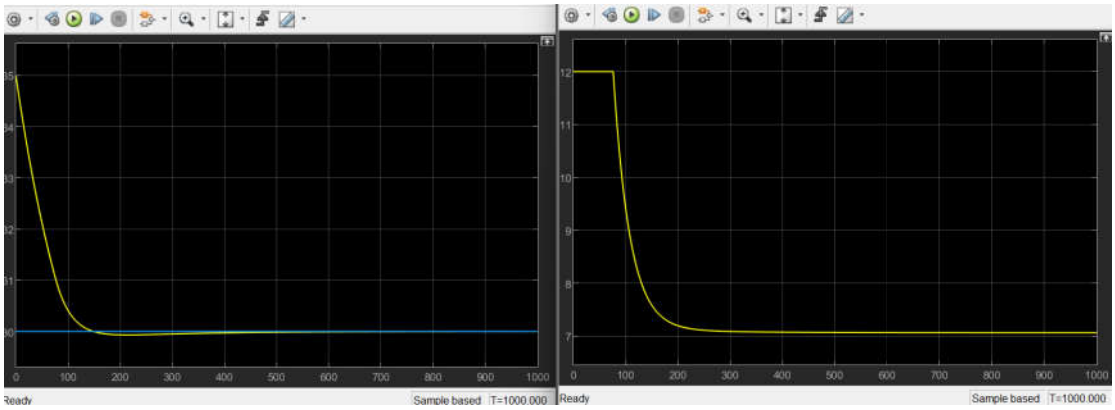


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..25 : Résultat PID de 1er essai (réglage manuel)*

La réponse est stable et la température converge vers la consigne.

$$T(\infty) \approx 30°C$$

$$e_{ss} = 0$$

Le dépassement est très faible, presque nul : $D\% \approx 1\%$

Le temps de réponse est environ : $T_r \approx 180 - 220s$

Ce cas correspond pratiquement au régulateur PI. Il donne une bonne précision, une bonne stabilité et une commande correcte.

- ***Cas*** $K_p = -5, K_i = -0.032, K_d = -1$

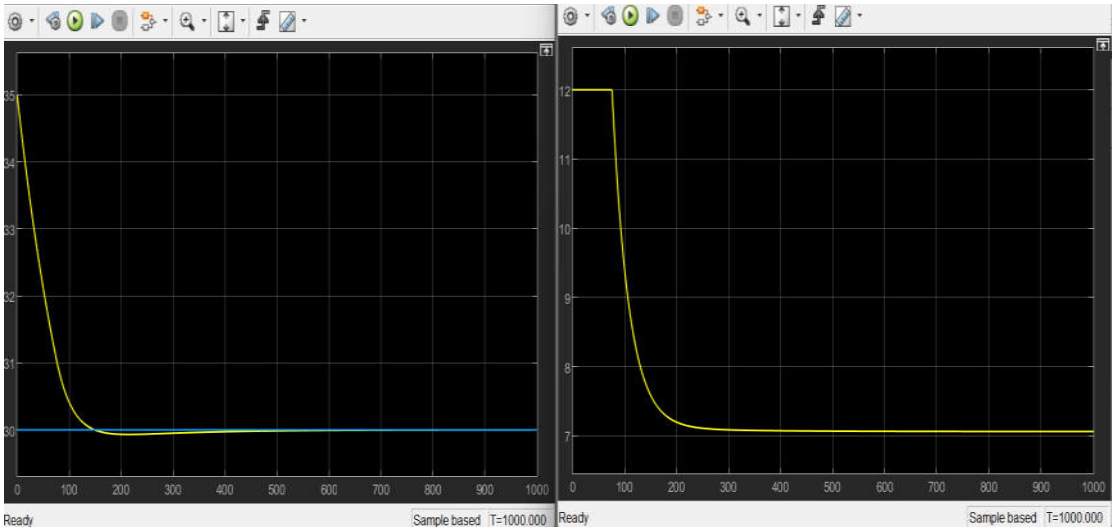


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..26 : Résultat PID de 2e essai (réglage manuel)*

La courbe est presque identique au premier cas.

$$e_{ss} = 0$$
$$D\% \approx 1\%$$
$$T_r \approx 180 - 220s$$

L'ajout d'un faible terme dérivé n'améliore pas clairement la réponse. Le système reste stable, mais le gain sur les performances est négligeable

- $\boldsymbol{Cas\ K_p = -5, K_i = -0.032, K_d = -2}$

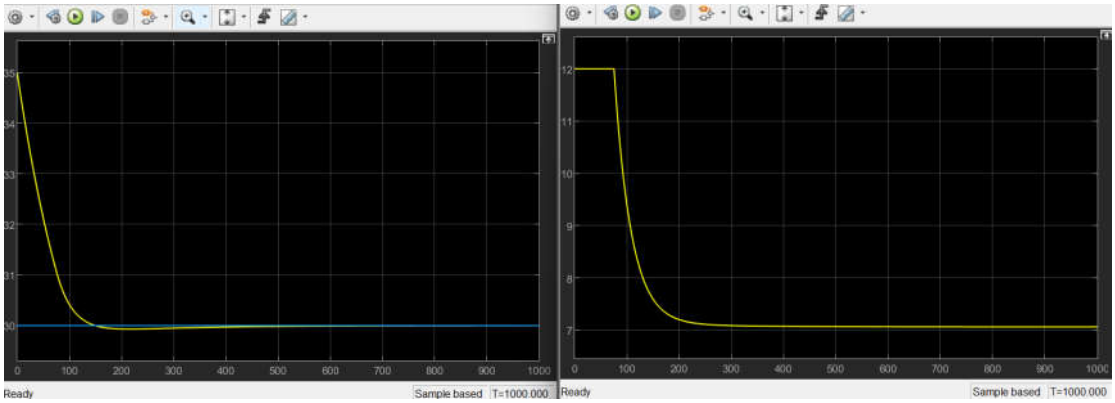


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..27 : Résultat PID de 3e essai (réglage manuel)*

La réponse reste très proche des deux premiers essais.

$$e_{ss} = 0$$
$$D\% \approx 1\%$$
$$T_r \approx 180 - 220s$$

Même avec un $K_d$plus grand, l'amélioration reste faible. Le procédé est lent, donc l'action dérivée n'a pas beaucoup d'effet visible.

- $\boldsymbol{Cas\ K_p = -7, K_i = -0.04, K_d = -3}$

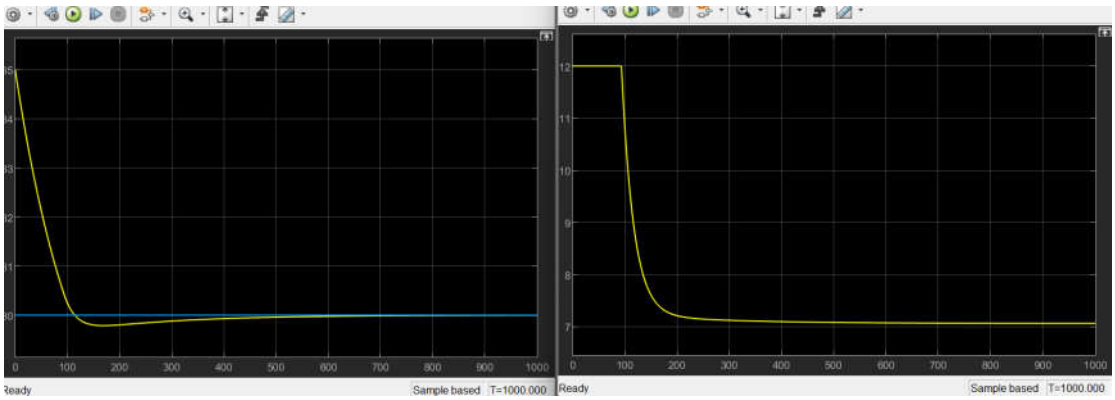


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..28 : Résultat PID du 4e essai (réglage manuel)*

- ***Cas*** $K_p = -10, K_i = -0.08, K_d = -3$

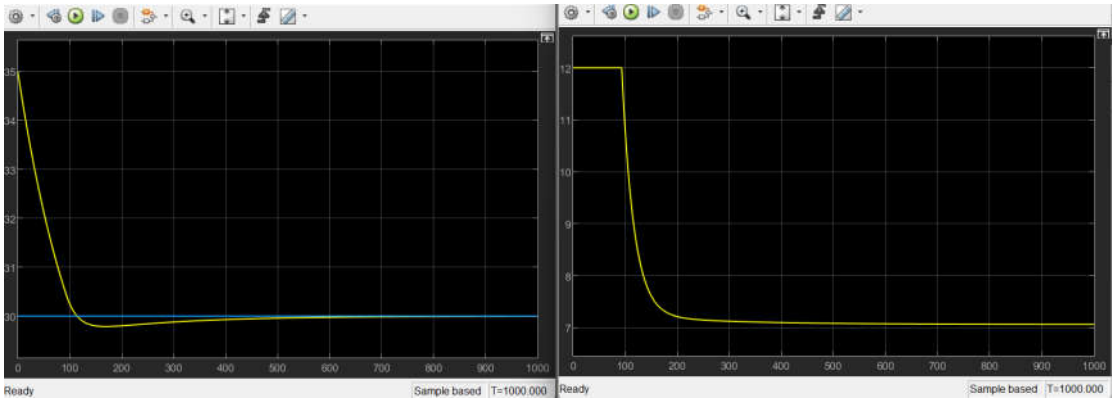


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..29 : Résultat PID du 5e essai (réglage manuel)*

La réponse reste très proche de celles observées lors des 4e et 5e essais.

$$e_{ss} = 0$$

$$D\% \approx 1\%$$

$$T_r \approx 180 - 220s$$

Même avec un $K_d$plus grand, l'amélioration reste faible. Le procédé est lent, donc l'action dérivée n'a pas beaucoup d'effet visible.

IV.4.4.2 Conclusion générale du PID manuel

Les essais PID montrent que l'action dérivée n'apporte pas une amélioration importante pour ce système thermique. Les réponses obtenues avec $K_d = -1$et $K_d = -3$sont presque identiques à celle obtenue avec $K_d = 0$.

Dans ce cas, l'action intégrale est suffisante pour supprimer l'erreur statique, tandis que l'action dérivée n'améliore pas significativement la rapidité ou le dépassement.

Le meilleur compromis reste donc :

$$K_p = -5, K_i = -0.032, K_d = 0$$

Ainsi, le PID manuel confirme que le régulateur PI est plus adapté que le PID pour ce système.

III.1 Régulateurtuning PID

Le PID Tuner est un outil de réglage automatique qui permet de déterminer les paramètres du régulateur P, PIou PIDà partir du modèle du système. Il ajuste les gains afin d'obtenir un bon compromis entre rapidité, stabilité, dépassement et précision [10].

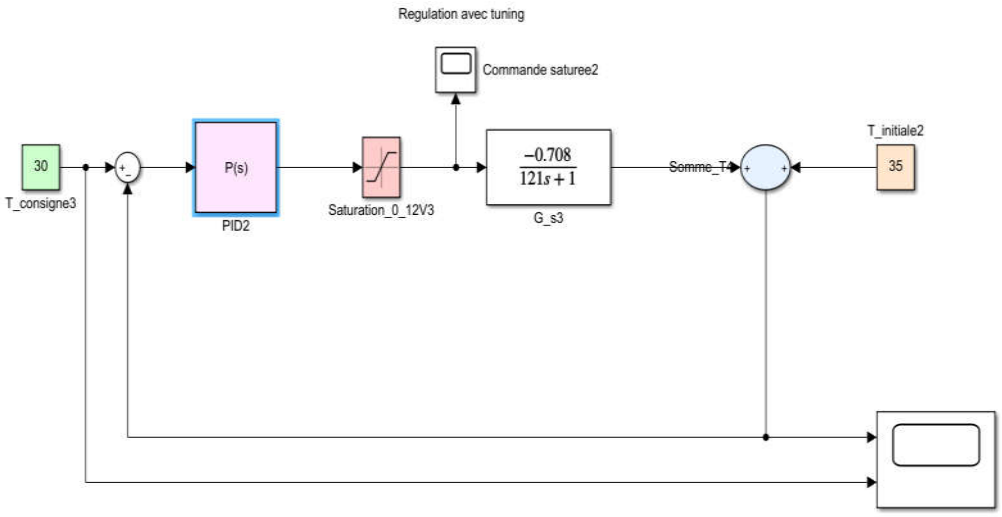


Figure ***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.****..30 : tuning Simulink*

IV.5.1 Régulateur P

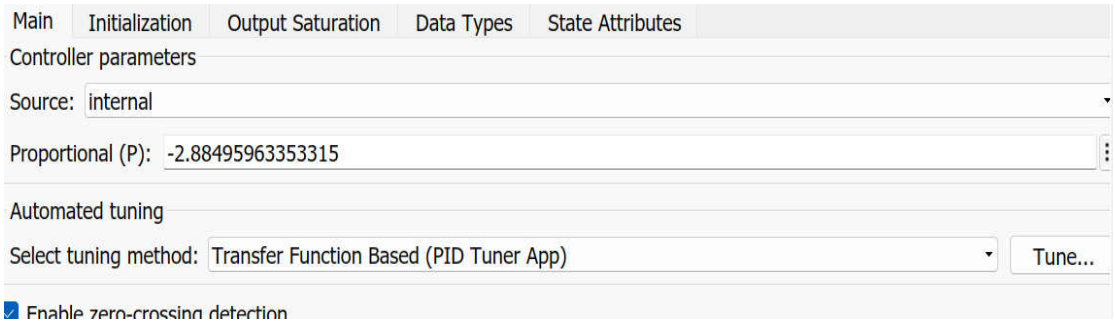


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.31 : Valeur des gains obtenus par PID Tuner pour le régulateur P*

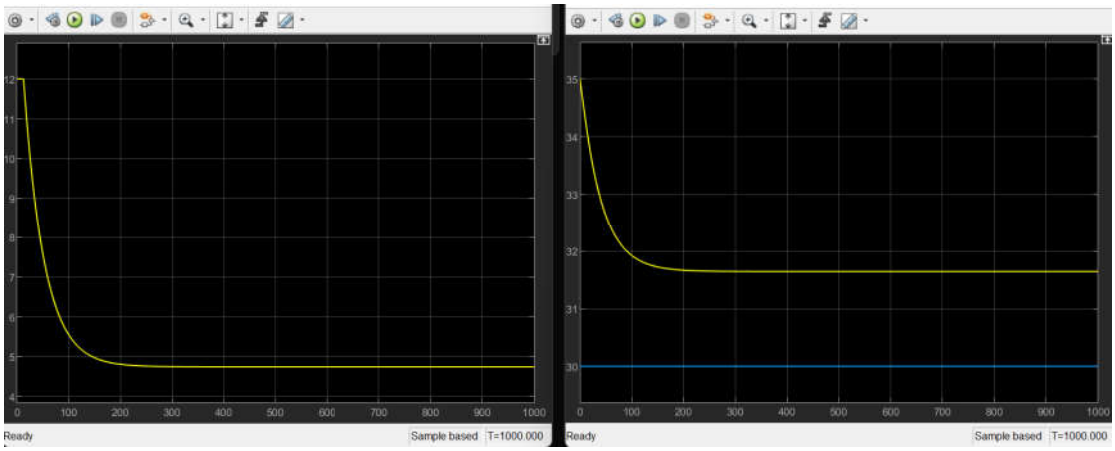


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.32 : Résultat de tuning pour P*

IV.5.1.1 Analyse du régulateur P (PID Tuner)

La réponse du système avec le régulateur P réglé par l'outil PID Tuner montre une stabilisation de la température à environ 31,7 °C, soit une erreur statique de 1,7 °C par rapport à la consigne fixée à 30 °C. Cette erreur, inhérente à l'absence d'action intégrale, reste importante et inacceptable pour une régulation de précision. La réponse est stable et ne présente aucun dépassement, ce qui est sécuritaire pour un système thermique. Le temps de réponse est relativement faible, mais la température ne rejoint pas la consigne, ce qui rend ce correcteur inadapté pour une application exigeant une erreur statique nulle.

IV.5.1.2 Conclusion

Le régulateur P issu du PID Tuner améliore la rapidité du système par rapport à un fonctionnement sans régulation, mais il ne permet pas d'éliminer l'erreur statique. Par conséquent, il n'est pas adapté pour une régulation précise de la température. L'ajout d'une action intégrale (régulateur PI) est indispensable pour annuler l'erreur statique tout en conservant la stabilité.

IV.5.2 Régulateur PI

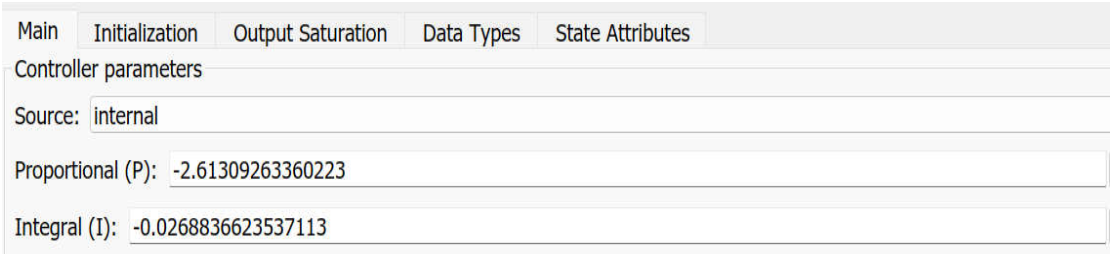


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**..33 : valeurs de gains de tuning pour PI*

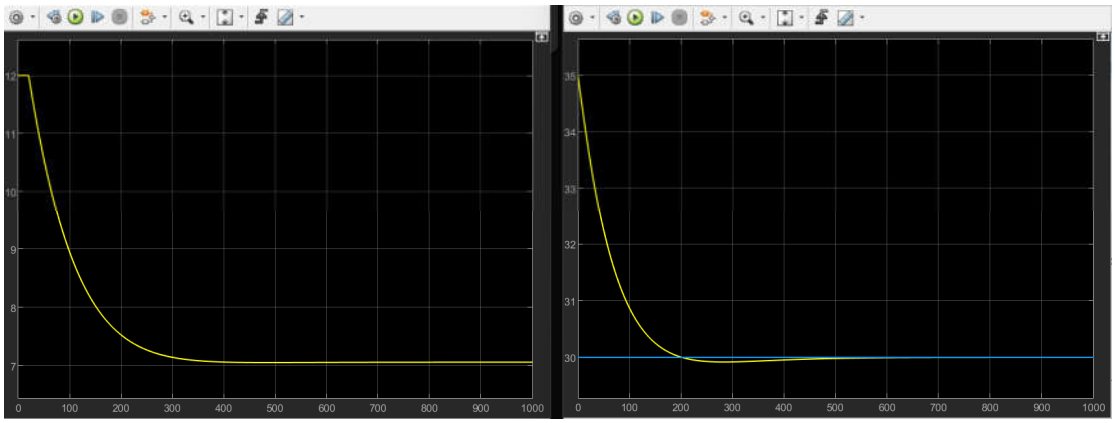


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**..34 : Résultat de tuning pour PI*

IV.5.2.1 Analyse du régulateur PI (PID Tuner)

La réponse du système avec le régulateur PI réglé par l'outil PID Tuner ($K_p = -2{,}613$, $K_i = -0{,}0269$) montre une convergence exacte vers la consigne de 30 °C, avec une erreur statique nulle, ce qui valide l'efficacité de l'action intégrale. Le dépassement est très faible et la réponse est parfaitement stable, sans oscillation ni divergence. Le temps de réponse observé est d'environ 200 s, légèrement supérieur à l'objectif théorique de 150 s, ce qui s'explique par la saturation initiale de la commande ainsi que par les simplifications du modèle expérimental. La commande atteint brièvement la saturation (12 V au démarrage) puis se stabilise autour de 7 V, sans effet de windup notable, et reste physiquement réalisable.

IV.5.2.2 Conclusion

Le régulateur PI issu du PID Tuner assure une bonne précision (erreur statique nulle) tout en conservant une excellente stabilité et un faible dépassement. L'action intégrale permet de

supprimer totalement l'erreur statique, contrairement au régulateur P. Ce correcteur constitue donc une solution adaptée pour la régulation thermique du système étudié.

IV.5.3 Régulateur PID

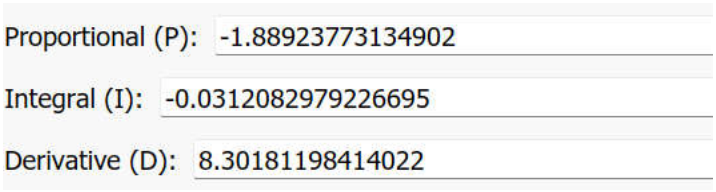


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.35 : Valeurs de gains tuning pour P*

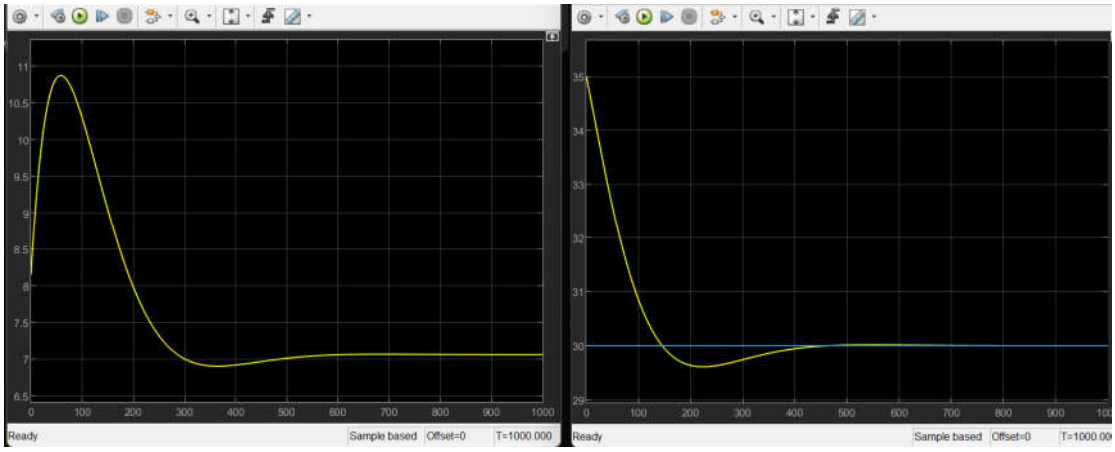


*Figure **Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**.36 : Résultat de tuning pour PID*

IV.5.3.1 Analyse du régulateur PI (PID Tuner)

La réponse du système avec le régulateur PI réglé par l'outil PID Tuner montre une convergence exacte vers la consigne de 30 °C, avec une erreur statique nulle, ce qui valide l'efficacité de l'action intégrale. Le dépassement est très faible et la réponse est parfaitement stable, sans oscillation ni divergence. Le temps de réponse observé est d'environ 200 s, ce qui reste acceptable pour un système thermique lent. La commande atteint brièvement la saturation (12 V au démarrage) puis se stabilise autour de 7 V, sans effet de windup notable, et reste physiquement réalisable.

IV.5.3.2 Conclusion générale du PID Tuner

Les résultats obtenus montrent que le réglage automatique par PID Tuner fournit des performances satisfaisantes pour les trois régulateurs étudiés.Le régulateur P reste limité par la présence d'une erreur statique importante, ce qui le rend inadapté pour une régulation de précision.Le régulateur PI supprime totalement cette erreur statique tout en conservant une réponse stable et un faible dépassement. Il constitue un excellent compromis entre simplicité, précision et stabilité.Le régulateur PID permet également d'obtenir une erreur statique nulle, mais l'amélioration par rapport au PI demeure très faible. Pour un système thermique lent et modélisé par un premier ordre, l'action dérivée n'est pas justifiée.

IV.6 Méthode du pompage (Ziegler-Nichols en boucle fermée)

La méthode du pompage a été envisagée pour le réglage du régulateur. Elle consiste à augmenter le gain proportionnel en boucle fermée jusqu'à l'apparition d'oscillations entretenues, puis à relever le gain critique (K_{pU})et la période critique (T_U)pour appliquer les formules de Ziegler-Nichols [13].

Cependant, cette méthode n'est pas applicable à notre système pour une raison fondamentale : notre modèle est un premier ordre sans retard pur

$$\left(\left(G(s) = -0{,}708/(121s + 1)\right)\right)$$

. Un système du premier ordre ne peut jamais osciller en boucle fermée, quel que soit le gain proportionnel appliqué : la fonction de transfert en boucle fermée reste elle-même un premier ordre, dont le pôle demeure réel et négatif pour $tout(K_p > 0)$,ce qui exclut toute réponse oscillatoire. Il n'existe donc pas de gain $critique(K_{pU})$ ni de période critique (T_U) mesurables, conditions indispensables à l'application des formules de Ziegler-Nichols.

Par conséquent, la méthode du pompage a été écartée au profit des méthodes adaptées aux systèmes thermiques lents : compensation de pôle, réglage manuel et PID Tuner.

IV.7 Tableau récapitulatif et conclusion

***Erreur ! Il n'y a pas de texte répondant à ce style dans ce document.**-9 : Tableau récapitulatif des valeurs de résultats de régulateurs*

Méthode de réglage	$\boldsymbol{Rég}$	$\boldsymbol{Kp}$	$\boldsymbol{Ki}$	$\boldsymbol{Kd}$	$\boldsymbol{e_s s(°C)}$	**D%**	$\boldsymbol{T_r(s)}$	$\boldsymbol{Retenu?}$
Compensation de pôle	P	-2,00	–	–	2,1	0 %	~250	Non
Compensation de pôle	PI	-3,42	-0,0283	–	0	~1 %	~180	Oui
Compensation de pôle	PID	-3,42	-0,0283	0	0	~1 %	~180	Non
Réglage manuel	P	-10	–	–	0,6	0 %	Rapide	Non
Réglage manuel	PI	-5	-0,032	–	0	~1 %	180–220	Oui
Réglage manuel	PID	-5	-0,032	-3	0	~1 %	180 – 220	Non
PID Tuner (auto)	P	–	–	–	1,7	0 %	Faible	Non
PID Tuner (auto)	PI	−2,	−0,0269	–	0	$Trèsfaib$	~200	Oui
PID Tuner (auto)	PID	–	–	–	0	Très faible	~200	Non

L’examen du tableau récapitulatif permet de dégager plusieurs observations essentielles.

Tout d'abord, quelle que soit la méthode de réglage utilisée (compensation de pôle, réglage manuel ou PID Tuner), le régulateur proportionnel (P) présente systématiquement une erreur statique non nulle. Cette limitation est inhérente à sa structure et le rend inadapté pour une application nécessitant une précision absolue.

Ensuite, le régulateur PI élimine totalement l'erreur statique dans tous les cas ($e_{ss} = 0$), tout en conservant un dépassement très faible ($\leq 1\,\%$) et une excellente stabilité. Le temps de réponse observé varie entre 180 et 220 secondes selon la méthode, ce qui reste acceptable pour un système thermique lent. Le réglage manuel offre la plus grande flexibilité, tandis que la compensation de pôle fournit une solution analytique rapide et le PID Tuner une approche automatisée.

Enfin, le régulateur PID n'apporte aucune amélioration significative par rapport au PI. Le modèle étant du premier ordre sans retard dominant, l'action dérivée est superflue et pourrait même amplifier le bruit du capteur. Son ajout complexifie le réglage sans bénéfice tangible.

En conclusion, le régulateur PI constitue le meilleur compromis entre simplicité, précision et stabilité pour le système thermique étudié. Il sera donc retenu pour l'implémentation sur le prototype réel dans le cadre du mémoire d'ingénieur.

IV.8

IV.9 Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire master était de modéliser, identifier et synthétiser un régulateur adapté à la régulation thermique d'une enceinte ventilée, sans validation expérimentale directe dans ce document. Ce travail constitue la phase théorique amont d'une étude plus large, dont l'implantation pratique est réalisée dans un mémoire d'ingénieur distinct.

Dans un premier temps, un état de l'art des systèmes de ventilation et des régulateurs PID a permis de justifier le choix d'une ventilation à vitesse variable commandée par PWM. Les principes fondamentaux de la régulation automatique (précision, rapidité, stabilité) ont été rappelés.

Ensuite, une modélisation thermodynamique du système a été établie à partir d'un bilan énergétique. L'identification expérimentale, menée sur la base d'essais en boucle ouverte, a conduit à un modèle du premier ordre : gain statique $K = -0{,}708$ °C/V, constante de temps $\tau = 121$ s, et retard pur négligé. Trois méthodes d'identification (théorique, expérimentale directe, Broïda) ont été comparées, et le modèle expérimental a été retenu comme le plus représentatif de la réalité.

La synthèse des régulateurs a été réalisée par trois méthodes : compensation de pôle, réglage manuel et PID Tuner. Les résultats montrent que le régulateur proportionnel (P) ne peut pas annuler l'erreur statique. Le régulateur PI, en revanche, élimine totalement cette erreur, avec un dépassement très faible (≤ 1 %) et un temps de réponse de l'ordre de 180 à 200 secondes. Le régulateur PID s'avère inutile pour ce système du premier ordre, l'action dérivée n'apportant aucun bénéfice significatif tout en risquant d'amplifier le bruit du capteur.

Ainsi, le régulateur PI est retenu comme la solution la plus adaptée pour ce système thermique lent. Les résultats théoriques et simulations présentés dans ce mémoire master constituent une base solide pour la réalisation pratique. Le mémoire d'ingénieur associé reprend exactement ce régulateur PI ($K_p = -3{,}42$, $K_i = -0{,}0283$ issu de la compensation de

pôle, ou des valeurs équivalentes issues du réglage manuel ou automatique) et l'implante sur un prototype réel à base d'Arduino Uno.

Les performances simulées (erreur statique nulle, dépassement maîtrisé, stabilité garantie) pourront ainsi être confrontées aux résultats expérimentaux, permettant de valider ou d'ajuster le réglage en conditions réelles

IV.10 Bibliographie

[1] AVC (Asia Vital Components), Taipei, Taiwan, , 2019.

[2] STMicroelectronics L298 Dual Full-Bridge Driver Datasheet, Geneva, Switzerland, 2022.

[3] Y. A. Ç. e. A. J. Ghajar, Fundamentals and Applications, New York, USA: 5th ed., McGraw-Hill Education, 2015.

[4] Y. A. Ç. a. A. J. Ghajar, Heat and Mass Transfer: Fundamentals and Applications, New York, USA, : 5th ed., McGraw-Hill Education,, 2015.

[5] J. D. P. e. M. L. W. G. F. Franklin, Digital Control of Dynamic Systems, Menlo Park, USA: 3rd ed., Addison-Wesley, 1998.

[6] M. Broïda, "Méthode d'identification des processus industriels par la réponse indicielle", , vol. 24, no. 4, pp. 453-481, 1969.

[7] Centigrade Temperature Sensors Datasheet, Dallas, USA: Texas Instruments, 2016.

[8] MathWorks , PID Tuner for Simulink Control Design, USA.

[9] K. J. Å. a. R. M. Murray, Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers, Princeton, USA: Princeton University Press, 2008.

[10] K. J. Å. e. T. Hägglund, PID Controllers: Theory, Design and Tuning, USA: 2nd ed., Instrument Society of America, Research Triangle Park, 1995.

[11] A. O'Dwyer, Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules, London, United Kingdom: 3rd ed., Imperial College Press, 2009..

[12] Arduino, “Arduino IDE Documentation.” Available:Arduino Documentation

[13] Adafruit Industries, “DHT11 Temperature and Humidity Sensor Documentation.” Available: Adafruit DHT11 Guide

[14] Aosong Electronics, *DHT11 Temperature and Humidity Sensor Datasheet*, Guangzhou, China, 2018.

[15] Waveshare Electronics, *MQ-9 Gas Sensor User Manual and Datasheet*, Shenzhen, China, 2020.

[16] STMicroelectronics, *L298 Dual Full-Bridge Driver Datasheet*, Geneva, Switzerland, 2022.

[17] MathWorks, *MATLAB and Simulink Documentation*, Natick, Massachusetts, USA. Available: MATLAB Documentation

[18] J. P. Holman, *Heat Transfer*, 10th ed., McGraw-Hill, New York, USA, 2010.

[19] F. P. Incropera, D. P. DeWitt, T. L. Bergman and A. S. Lavine, *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*, 7th ed., John Wiley & Sons, Hoboken, USA, 2011.

[20] Y. A. Çengel and A. J. Ghajar, *Heat and Mass Transfer: Fundamentals and Applications*, 5th ed., McGraw-Hill Education, New York, USA, 2015.

[21] K. J. Åström and R. M. Murray, *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*, Princeton University Press, Princeton, USA, 2008.

[22] Arduino, "Arduino Uno Rev3 Technical Specifications." Available:Arduino Official Website