

---

# THÈSE EN COTUTELLE

Pour l'obtention du grade de

## DOCTEUR EN SCIENCES

Discipline: Physique

Spécialité: Automatique

Présentée par

**Youssef EL AFOU**

---

## Contribution au contrôle des paramètres climatiques sous serre

---

Soutenue publiquement le 16 juin 2014  
Devant la Commission d'Examen

### JURY

Mr. Mamadou MBOUP	Université Reims Champagne-Ardennes, France	Président
Mr. Ahmed EL HAJJAJI	Université Picardie Jules Verne, France	Rapporteur
Mr. Mourad EL BELKACEMI	Faculté des Sciences, Rabat, Maroc	Rapporteur
Mr. Mamadou MBOUP	Université Reims Champagne-Ardennes, France	Examineur
Mr. Abdeslam LACHHAB	École Supérieure de Technologie, Meknès, Maroc	Examineur
Mr. Hassane ABOUAISSA	Université d'Artois, France	Invité
Mr. Lotfi BELKOURA	Université Lille1 Sciences et Technologies, France	Directeur de thèse
Mr. Benachir BOUCHIKHI	Faculté des Sciences, Meknès, Maroc	Directeur de thèse



---

# Dédicaces

Cette thèse représente l'aboutissement du soutien et des encouragements que mes parents m'ont prodigués tout au long de ma scolarité.

*Je dédie aussi ce travail :*

A Ma seule Sœur et son fils Adam  
A Mes deux Frères Ahssain et Addi  
A tous mes amis



---

# Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé en cotutelle entre le Laboratoire d'Electronique d'Automatique et de Biotechnologie (LEAB), de la Faculté des Sciences, de l'Université Moulay Ismaïl (Meknès) et le Laboratoire d'Automatique de Génie Informatique & Signal de l'Université des Sciences et Technologies de Lille1 (France).

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma sincère reconnaissance aux Professeurs qui m'ont encadré durant ces années de thèse. Monsieur Benachir BOUCHKHI, Directeur de thèse au Maroc, Professeur à la Faculté des Sciences de Meknès et Responsable du Laboratoire d'Électronique, d'Automatique et de Biotechnologie pour la confiance qu'il m'a apportée tout au long de ce travail, pour sa disponibilité, son soutien et son aide inestimable, et ses qualités humaines. Monsieur Lotfi BELKOURA, Directeur de thèse en France, Membre de l'équipe Non A, Project INRIA et Professeur à l'Université des Sciences et technologies de Lille1 pour m'avoir fait partagé ses nombreuses connaissances et qui m'a souvent donné le courage d'avancer dans mes recherches, notamment en me remotivant lorsque j'en éprouvais le besoin. Je suis reconnaissant de tous mes encadrants qui m'ont aidé tout au long de cette étude, avec leurs conseils et leurs encouragements, mais aussi en participant activement à l'accomplissement de toutes les tâches de cette thèse.

J'aimerais remercier Monsieur Mamadou MBOUP, Professeur à l'Université Reims Champagne Ardennes qui m'a fait un grand honneur de bien vouloir présider le jury de la soutenance de cette thèse. J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur Ahmed EL HAJJAJI, Professeur

---

à l'Université Picardie Jules Verne, Monsieur Mourad EL BELKACEMI, Professeur à la Faculté des Sciences de Rabat de m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être rapporteurs de cette thèse, me permettant ainsi de bénéficier de leur expertise. Je les remercie pour le temps qu'ils ont consacré à juger ce travail et je tiens à leur exprimer ma respectueuse considération. Je remercie également Monsieur Hassane ABOUAISSA, Professeur à l'Université d'Artois pour avoir bien voulu faire partie du jury. Je remercie également Abdeslam LACHHAB, Professeur à l'École Supérieure de Technologie de Meknès pour le co-encadrement de cette thèse et pour ses relectures et pour ses conseils éclairés. J'exprime toutes mes reconnaissances au personnel du Laboratoire, Electronique, Automatique et Biotechnologie de la Faculté des Sciences Moulay Ismaïl, pour leur aide inconditionnelle qu'ils m'ont toujours témoignée ainsi que leur sympathie et leur soutien. Un remerciement particulier s'adresse à Monsieur Abdelali ED-DAHAK pour l'aide précieuse et le temps consacré à l'encadrement des nouveaux doctorants. Mes vives et sincères reconnaissances s'adressent à tous mes amis Messieurs Mohammed GUERBAOUI, Zouhair HADDI, Mohammed OUTANOUE, Abdelouahed SELMANI et les membres de l'équipe "Capteurs Électroniques et Instrumentation" qui m'ont aidé à la réalisation de ce travail. Je remercie également les membres du Laboratoire (LAGIS) en France pour l'amitié qu'ils m'ont témoignée tout au long de ces années de thèse.

Enfin, je ne saurais terminer cette liste sans adresser un remerciement particulier à ceux qui m'ont soutenu dans l'ombre, mes parents, mes frères et ma soeur, sans qui ce travail n'aurait jamais pu voir le jour. Je leur dédie ce travail en témoignage de ma profonde affection pour toute la patience et les sacrifices qu'ils ont manifesté envers moi et dont je serai à jamais redevable, et d'avoir porté ce travail à terme ce qui représente pour moi aujourd'hui la plus belle des récompenses. Que tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin dans l'élaboration de ce travail trouvent ici l'expression de ma sincère gratitude.

---

# Table des matières

<b>Table des figures</b>	<b>xi</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xv</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>I Outils pour la gestion automatique du climat sous serre</b>	<b>5</b>
1 Introduction . . . . .	5
2 Avantages de la production sous serre . . . . .	6
3 Etude bibliographique de la serre agricole . . . . .	6
3.1 Généralités sur serre d'horticulture . . . . .	6
3.2 Revêtement de la serre . . . . .	7
3.2.1 Verre . . . . .	7
3.2.2 Polyéthylène . . . . .	8
3.2.3 Autres types de revêtements . . . . .	8
3.3 Effet de serre . . . . .	9
4 Principaux paramètres climatiques . . . . .	9
4.1 Température . . . . .	9
4.2 Humidité . . . . .	10
4.2.1 Humidité absolue . . . . .	10
4.2.2 Humidité relative de l'air . . . . .	10
4.3 Éclairement . . . . .	10
4.4 Teneur en $CO_2$ . . . . .	11

## Table des matières

---

5	Composants essentiels de gestion des paramètres climatiques sous serre . . . . .	11
5.1	Détecteurs des paramètres climatiques sous serre . . . . .	11
5.1.1	Capteur de température . . . . .	11
5.1.2	Capteur d'humidité . . . . .	12
5.2	Équipements de régulation . . . . .	12
5.2.1	Chauffage . . . . .	12
5.2.2	Ventilation . . . . .	13
5.2.3	Humidification . . . . .	14
5.2.4	Déshumidification . . . . .	15
6	Éléments essentiels pour le pilotage climatique des serres . . . . .	16
6.1	Principe général de contrôle du climat sous serre . . . . .	16
6.1.1	Système à contrôler . . . . .	16
6.1.2	Système de contrôle . . . . .	17
6.2	Commande numérique des paramètres climatiques sous serre . . . . .	17
6.3	Chaîne d'acquisition . . . . .	19
6.3.1	Capteurs . . . . .	20
6.3.2	Amplification du signal . . . . .	21
6.3.3	Filtrage du signal d'entrée . . . . .	21
6.3.4	Echantillonneur et CAN . . . . .	21
6.3.5	Performances souhaitées d'une chaîne d'acquisition . . . . .	21
6.4	Chaîne de restitution . . . . .	22
6.4.1	Convertisseur Numérique Analogique (CNA) . . . . .	22
6.4.2	Filtrage du signal de sortie . . . . .	22
6.4.3	Circuit de puissance . . . . .	23
6.5	Partie logicielle . . . . .	23
6.6	Acquisition de plusieurs grandeurs physiques . . . . .	24
7	État de l'arts sur l'identification . . . . .	26
7.1	Modèle de connaissance . . . . .	26
7.2	Modèle de représentation . . . . .	27
7.3	Phases d'identification paramétrique . . . . .	27
7.4	Méthodes d'identifications . . . . .	29
7.4.1	Méthodes graphiques . . . . .	29
7.4.2	Identification paramétrique . . . . .	30
8	Méthodologie de commande d'une serre agricole . . . . .	32
8.1	Modélisation du système serre . . . . .	33



8.2	Choix des stratégies de commandes . . . . .	34
8.3	Éléments essentiels pour le contrôle du climat sous serre . . . . .	36
8.3.1	Calculateur numérique . . . . .	36
8.3.2	Paramètres essentiels à contrôler . . . . .	36
8.3.3	Mesures indispensables à réaliser . . . . .	37
8.3.4	Périodes d'échantillonnage . . . . .	37
8.3.5	Choix des consignes pour la régulation . . . . .	38
9	Conclusion . . . . .	39
<b>Bibliographie</b>		<b>41</b>
<b>II Élaboration des lois de commandes TOR, PID et LQG</b>		<b>47</b>
1	Introduction . . . . .	47
2	Méthodologie de régulation . . . . .	47
2.1	Notion de système asservi . . . . .	48
2.2	Identification . . . . .	48
2.2.1	Système stable en boucle ouverte . . . . .	48
2.2.2	Système instable en boucle ouverte . . . . .	49
2.3	Commande . . . . .	49
2.3.1	Commande en boucle ouverte . . . . .	49
2.3.2	Commande en boucle fermée . . . . .	49
3	Régulation Tout Ou Rien . . . . .	50
4	Régulateur PID . . . . .	51
4.1	Bref historique de la commande PID . . . . .	51
4.2	Description des régulateurs PID . . . . .	52
4.3	Formulation numérique du régulateur PID . . . . .	55
4.4	Méthodes de réglages des paramètres P, I et D . . . . .	56
4.4.1	Méthode de Ziegler et Nichols . . . . .	56
4.4.2	Méthode par approches successives . . . . .	57
4.4.3	Réglage d'un régulateur PID à partir du modèle de Broïda . . . . .	58
5	Régulateur Linéaire Quadratique Gaussien (LQG) . . . . .	59
5.1	Formulation du problème . . . . .	59
5.1.1	Espace d'état . . . . .	59
5.1.2	Passage d'une représentation d'état à la fonction de transfert continue . . . . .	60

## Table des matières

---

5.1.3	Principe de la commande LQG . . . . .	61
5.1.4	Théorème de séparation . . . . .	62
5.1.5	Propriétés de la commande LQ . . . . .	64
5.2	Formulation numérique du LQG . . . . .	64
5.3	Aspects pratiques de la commande LQG . . . . .	66
5.4	Technique d'identification par les sous espaces d'états . . . . .	67
5.4.1	Formulation du problème . . . . .	67
5.4.2	Algorithme N4SID . . . . .	68
5.4.3	Avantages de N4SID . . . . .	70
6	Conclusion . . . . .	71
<b>Bibliographie</b>		<b>73</b>
<b>III Commande sans modèle</b>		<b>77</b>
1	Introduction . . . . .	77
2	Généralités sur la commande sans modèle . . . . .	77
3	Méthodes algébriques d'estimation rapide . . . . .	78
3.1	Formulation du problème . . . . .	78
3.2	Outils utilisés . . . . .	78
3.3	Identification paramétrique . . . . .	80
3.3.1	Estimation pour une équation d'ordre 1 . . . . .	80
3.3.2	Estimation pour une équation d'ordre m . . . . .	81
3.4	Estimation des dérivées successives d'un signal . . . . .	85
3.5	Exemple de l'estimation de la première dérivée . . . . .	87
4	Principe général de la commande sans modèle . . . . .	88
4.1	Formulation du problème . . . . .	88
4.2	Idée de réalisation du contrôleur intelligent . . . . .	88
4.3	Etude théorique de la commande sans modèle . . . . .	89
4.4	Algorithme de la commande sans modèle . . . . .	91
4.5	Equivalence entre PI classique et i-P . . . . .	92
4.6	Réalisation d'un PID-intelligent multivariables . . . . .	94
5	Conclusion . . . . .	94
<b>Bibliographie</b>		<b>97</b>

<b>IV Contrôle de la température à l'intérieur de la serre par des lois de commandes avancées</b>		<b>101</b>
1	Introduction . . . . .	101
2	Dispositif expérimental . . . . .	102
2.1	Capteurs . . . . .	103
2.2	Capteur de température . . . . .	103
2.3	Capteur d'humidité relative de l'air . . . . .	105
2.4	Capteur de la teneur en $CO_2$ . . . . .	105
2.5	Actionneurs . . . . .	106
2.6	Circuits électroniques associés . . . . .	106
2.6.1	Carte de signalisation et de protection . . . . .	106
2.6.2	Interface électronique pour le contrôle TOR des actionneurs . . . . .	107
2.6.3	Interface électronique pour la commande progressive des actionneurs . . . . .	107
2.6.4	Carte d'acquisition de données <i>PCI – 6024E</i> . . . . .	110
2.7	Concept et éléments du langage SIMULINK/Matlab . . . . .	111
3	Evolution des paramètres climatiques, sans contrôle, à l'intérieur et à l'extérieur de la serre . . . . .	112
3.1	Températures intérieure et extérieure . . . . .	112
3.2	Humidités intérieure et extérieure . . . . .	114
4	Mise en œuvre des lois de commande . . . . .	115
5	Implémentation du Tout ou Rien . . . . .	115
6	Implémentation du contrôleur PID . . . . .	118
7	Implémentation de la commande LQG . . . . .	122
7.1	Modélisation de la température interne . . . . .	123
7.2	Synthèse de la commande LQG . . . . .	127
8	Implémentation du PI-intelligent . . . . .	130
8.1	Dérivateur numérique . . . . .	131
8.2	Réalisation du PI-intelligent . . . . .	134
8.3	Résultats et discussions . . . . .	135
8.3.1	Résultats de simulation . . . . .	135
8.3.2	Régulation en temps réel de la température interne . . . . .	137
9	Etude comparative . . . . .	141
10	Conclusion . . . . .	146

## Table des matières

---

Bibliographie	147
Conclusion générale et perspectives	151

---

## Table des figures

I.1	Structure d'une serre horticulture à deux chapelles . . . . .	7
I.2	Différents niveaux de la hiérarchie pour le contrôle d'un processus . . . . .	17
I.3	Commande d'un procédé par calculateur numérique . . . . .	19
I.4	Diagramme de commande numérique d'un procédé . . . . .	20
I.5	Schéma synoptique de la chaîne d'acquisition . . . . .	20
I.6	Schéma synoptique de la chaîne de restitution . . . . .	22
I.7	Acquisition séquentielle décalée . . . . .	24
I.8	Acquisition séquentielle simultanée . . . . .	25
I.9	Acquisition parallèle . . . . .	25
I.10	Principe de la conception d'un régulateur. . . . .	32
I.11	Echantillonnage des différents composants d'une boucle fermée . . . . .	38
I.12	Choix des consignes de la serre . . . . .	39
II.1	Présentation générale du système en boucle ouverte . . . . .	48
II.2	Schéma de régulation en boucle fermée . . . . .	50
II.3	Organigramme de la régulation TOR. Légende : $C_{min}$ : Consigne minimale du paramètre climatique ; $C_{max}$ : Consigne maximale du paramètre climatique . . . . .	51
II.4	Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID classique . . . . .	53
II.5	Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID modifié . . . . .	54
II.6	Action de la bande proportionnelle . . . . .	57
III.1	Principe général de la commande sans modèle . . . . .	91
IV.1	Schéma synoptique du dispositif expérimental . . . . .	102

## Table des figures

---

IV.2	Schéma de l'électronique associée au capteur de température LM35DZ . . . . .	104
IV.3	Courbe d'étalonnage du capteur de température . . . . .	104
IV.4	Courbe d'étalonnage du capteur d'humidité utilisé . . . . .	105
IV.5	Circuit de protection d'une entrée TOR par un opto-coupleur . . . . .	107
IV.6	Interface électronique pour la commande TOR des actionneurs . . . . .	108
IV.7	Circuit de commande d'un gradateur monophasé à base de deux thyristors . . . . .	109
IV.8	Schéma bloc de la carte NI-6024E . . . . .	111
IV.9	Evolution de la température à l'intérieur et à l'extérieur de la serre au cours de vingt jours . . . . .	113
IV.10	Evolution de l'humidité à l'intérieur et à l'extérieur de la serre . . . . .	114
IV.11	Régulation de la température interne à l'aide du TOR . . . . .	115
IV.12	Evolution de la commande TOR . . . . .	116
IV.13	Evolution des commandes chauffage et ventilation . . . . .	116
IV.14	Consigne et température sur l'intervalle $[2, 5] h$ . . . . .	117
IV.15	Commande TOR sur l'intervalle $[2, 5] h$ . . . . .	118
IV.16	Simulation de la réponse indicelle de la température interne en boucle ouverte	119
IV.17	Régulation de la température sous serre par PID . . . . .	120
IV.18	Evolution de la commande PID . . . . .	121
IV.19	Régulation de la température à l'aide du PID sur l'intervalle $[2, 5] h$ . . . . .	121
IV.20	Evolution de la commande PID sur l'intervalle $[2, 5] h$ . . . . .	122
IV.21	Evolution de la température mesurée et simulée par le modèle obtenu . . . . .	125
IV.22	Sorties mesurées et simulées . . . . .	127
IV.23	Principe général de la commande LQG . . . . .	128
IV.24	Régulation de la température interne par LQG . . . . .	128
IV.25	Évolution de la commande LQG . . . . .	129
IV.26	Régulation de la température interne par LQG sur l'intervalle $[2, 5] h$ . . . . .	130
IV.27	Evolution de la commande LQG sur l'intervalle $[2, 5]h$ . . . . .	130
IV.28	Programmation de la première dérivée . . . . .	132
IV.29	Simulation comparative de la première dérivée . . . . .	132
IV.30	Simulation comparative de la dérivation numérique et dérivation simple . . . . .	133
IV.31	Dérivation numérique du signal sinusoïdal . . . . .	133
IV.32	Dérivation simple $\frac{d}{dt}$ . . . . .	134
IV.33	Schéma global de commande . . . . .	135
IV.34	Régulation de la température, en simulation, par PI-intelligent . . . . .	136
IV.35	Régulation de la température, en simulation, pour différentes valeurs de $\alpha$ . . . . .	136

IV.36 Régulation de la température interne par PI-intelligent . . . . .	137
IV.37 Commande PI-intelligent du processus . . . . .	138
IV.38 Régulation de la température sur l'intervalle $[2, 5] h$ . . . . .	138
IV.39 Evolution de la commande PI-intelligent sur l'intervalle $[2, 5] h$ . . . . .	139
IV.40 Régulation de la température par PI-intelligent à parois fermée puis ouverte .	140
IV.41 Evolution de la commande PI-intelligent à parois fermée puis ouverte . . . . .	140
IV.42 Régulation de la température par PI-intelligent à ouvrant fermé puis ouvert avec une consigne constante . . . . .	141
IV.43 Régulation de la température à l'aide de la commande PID . . . . .	142
IV.44 Régulation de la température à l'aide de la commande LQG . . . . .	142
IV.45 Régulation de la température à l'aide de la commande PI-intelligent . . . . .	143
IV.46 Evolution de la Commande PID . . . . .	144
IV.47 Evolution de la commande LQG . . . . .	145
IV.48 Evolution de la commande PI-intelligent . . . . .	145

## Table des figures

---



---

## Liste des tableaux

I.1	Avantages et inconvénients du modèle de connaissance . . . . .	26
I.2	Avantages et inconvénients du modèle de représentation . . . . .	27
II.1	Calcul des gains de réglage selon la structure du PID . . . . .	57
II.2	Choix de type de régulateur selon la réglabilité . . . . .	58
II.3	Calcul des gains de réglages . . . . .	59
III.1	Correspondance entre les gains du contrôleur simple et du correcteur intelligent	93
IV.1	Caractéristiques de la carte <i>PCI – 6024E</i> . . . . .	110

## Liste des tableaux

---

---

# Introduction générale

La culture sous serre connaît depuis plusieurs années un développement important afin de faire face à un marché de plus en plus concurrentiel et conditionné par des normes de qualité sévères. Les systèmes de production *Serre* deviennent considérablement sophistiqués et donc démesurément coûteux. C'est pourquoi, les serristes qui veulent rester compétitifs, doivent optimiser leur investissement par une plus grande maîtrise des conditions de production. Pour exploiter pleinement les possibilités accrues pour les cultures, il est indispensable de procéder à l'ajustement de l'état du système d'une manière automatique. Une meilleure gestion des paramètres climatiques sous serre constitue aujourd'hui un défi majeur au niveau planétaire. Ceci est particulièrement vrai dans le domaine de l'agriculture. Les systèmes *serre* doivent être modernisés et s'orienter davantage vers l'utilisation de nouvelles techniques culturales et vers les dispositifs automatiques appropriés. Pour améliorer la rentabilité, on doit faire croître les cultures dans des environnements optimaux. Il est donc important de bien contrôler la température de l'air, l'humidité, et la teneur en  $CO_2$ . Tous ces facteurs doivent être considérés dans le bilan énergétique, car chacun d'eux peut influencer les autres. Au cours des dernières années, les fabricants d'équipement du système serre ont répondu aux attentes des agriculteurs en mettant au point de nouvelles technologies et de nouveaux produits qui permettent d'atteindre un niveau supérieur d'efficacité dans la production sous serre.

Les progrès effectués en informatique, notamment les capacités toujours plus importantes des calculateurs, ont considérablement contribué à la commande automatique des processus climatiques. La gestion assistée par ordinateur est devenue un outil indispensable dans l'étude du climat dans les serres. Elle concourt à améliorer les conditions climatiques ambiantes à la culture sous serre. Mais surtout, elle représente le seul moyen rationnel dont nous disposons

## Introduction générale

---

pour prédire les changements climatiques sous serre. L'amélioration de ces derniers se portent sur la structure de la serre, sur le choix de la couverture, sur le choix du site et de l'étage bioclimatique. La croissance du plant abrité dépend de la température de l'air intérieur de la serre maintenue dans l'abri. Parmi les moyens de contrôle du climat en période estivale, la ventilation des serres joue un rôle clef, car elle permet d'abaisser la température de la serre et en période hivernale, le chauffage des serres est aussi important, car il permet d'augmenter la température à l'intérieur de la serre. Les performances thermiques de la serre sont aussi à prendre en compte, les équipements d'isolations, de stockage thermique, et de chauffage peuvent s'avérer intéressant à mettre en œuvre.

La présente étude rentre dans le cadre d'une contribution au développement de la serri-culture et a pour objectif le développement de nouvelles stratégies de contrôle des paramètres climatiques sous Serre.

L'application visée concerne le contrôle de la température à l'intérieur de la serre en développant plusieurs approches de commande automatique. Tout d'abord, nous avons développé des lois de commande qui sont ajustées à l'aide des méthodes d'identifications : la synthèse du contrôleur, Proportionnel Intégral et Dérivé (PID) et de la commande Linéaire Quadratique et Gaussienne (LQG). Pour le PID, nous avons utilisé la méthode de Broïda pour l'ajustement des paramètres. Pour ajuster les paramètres de LQG, nous avons appliqué la méthode d'identification N4SID sous Matlab.

Par la suite, nous avons proposé la commande sans modèle comme une alternative aux commandes qui sont généralement basées sur une modélisation, souvent difficile et incomplète du procédé. Son utilisation permettra de pallier le problème de la difficulté de la conception du système étudié.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres. Après cette introduction générale, le chapitre 1 porte dans sa première partie sur une étude générale de la serre, des facteurs climatiques essentiels pour le développement de la plante et les composants importants pour la gestion de ces paramètres climatiques. La deuxième partie de ce chapitre réunit l'ensemble des bases théoriques sur l'identification d'un procédé, sur la méthodologie de commande d'une serre agricole et sur les outils techniques et informatiques nécessaires pour une bonne gestion des paramètres climatiques sous serre.

Le chapitre 2 présente une étude théorique de deux lois de commande dont le calcul des paramètres est conditionné par le choix et l'application d'une technique d'identification. Au début, nous avons donné une description générale de la commande Tout Ou Rien (TOR). Ensuite, nous avons fait une étude bibliographique de la commande PID et de la commande LQG que nous avons ajusté à l'aide de deux techniques d'identifications, la méthode graphique de Broïda et l'algorithme *N4SID*.

Le chapitre 3 traite l'application de la commande sans modèle. Des développements théoriques détaillent certaines propriétés de stabilité de cette commande, et définissent une possibilité de son extension, afin d'accroître sa robustesse en utilisant les méthodes algébriques qui permettent une estimation rapide des dérivées.

Le chapitre 4 illustre le contrôle de la température à l'intérieur de la serre par des lois de commandes avancées. Ce chapitre expose, d'une part, la description de la serre et des équipements utilisés pour le contrôle des paramètres climatiques sous serre dans le cadre de commande en temps réel. D'autre part, nous avons présenté les résultats obtenus à l'aide de quelques lois de commandes telles que la commande TOR, la commande PID, la commande LQG et la commande PI-intelligent. L'intérêt pratique de l'intégration de ces techniques utilisées est argumenté par le biais d'une étude comparative entre les différents résultats pratiques obtenus lors de leur implémentation.

La dernière partie de ce mémoire englobe une conclusion générale et les perspectives du travail de thèse.



---

---

# Chapitre I

---

## Outils pour la gestion automatique du climat sous serre

### 1 Introduction

L'utilisation d'un ordinateur numérique pour gérer les paramètres climatiques devient de plus en plus indispensable. Elle permet de les maintenir aux voisinages des consignes en s'affranchissant des paramètres climatiques externes. Ces consignes sont définies pour atteindre les deux objectifs suivants : maximiser la production sous serre [1], [2] et protéger la culture sous abri contre les maladies fortuites lors de sa croissance [3], [4].

Cet outil interactif permet de visualiser et d'enregistrer l'évolution des paramètres climatiques à chaque instant d'échantillonnage  $T_e$ . Au début, la serre est conçue comme une enceinte limitée par une paroi transparente, protégée de certains effets indésirables du climat extérieur, créant alors des conditions peu favorables aux cultures. Le recours aux techniques de régulation automatique a permis de réaliser les objectifs technique et économique fixés par le producteur [5–7], tels que :

- Obtenir les meilleurs rendements.
- Optimiser la qualité de production.
- Rationaliser la consommation d'énergie.
- Gérer le planning de production.

On se tourne alors vers la micro-informatique, pour maîtriser aisément la conduite climatique sous serre [7], [8]. Elle est capable d'une représentation variée et dynamique des paramètres de l'environnement ainsi que la détection des anomalies de fonctionnements.

Le présent chapitre sera focalisé sur l'étude de différents fondements et outils essentiels pour le pilotage des paramètres climatiques sous serre. La première partie de ce chapitre sera consacrée

à une synthèse bibliographique sur la serre agricole et la deuxième, présente une étude générale sur la partie opérative qui permet de commander les paramètres climatiques sous serre.

## 2 Avantages de la production sous serre

La production sous serre permet de palier les problèmes rencontrés lors d'une culture en plein air :

- Les besoins des cultures sont limités dans le climat local.
- Les conditions climatiques externes entravent la production sous serre.

La serre permet de gérer aisément les facteurs climatiques ce qui n'est pas le cas pour une culture en plein air. Parmi les avantages majeurs d'une production sous serre, nous citons :

- Production plus élevée grâce à la possibilité de contrôler les conditions climatiques de la culture et de favoriser la production à toute les saisons.
- Augmentation du rendement et de la qualité de la récolte.
- Précocité de la production.
- Réduction de la consommation de fongicides et insecticides.

La serre agricole contribue largement à la modernisation du secteur agricole par l'implémentation de nouvelles technologies.

## 3 Etude bibliographique de la serre agricole

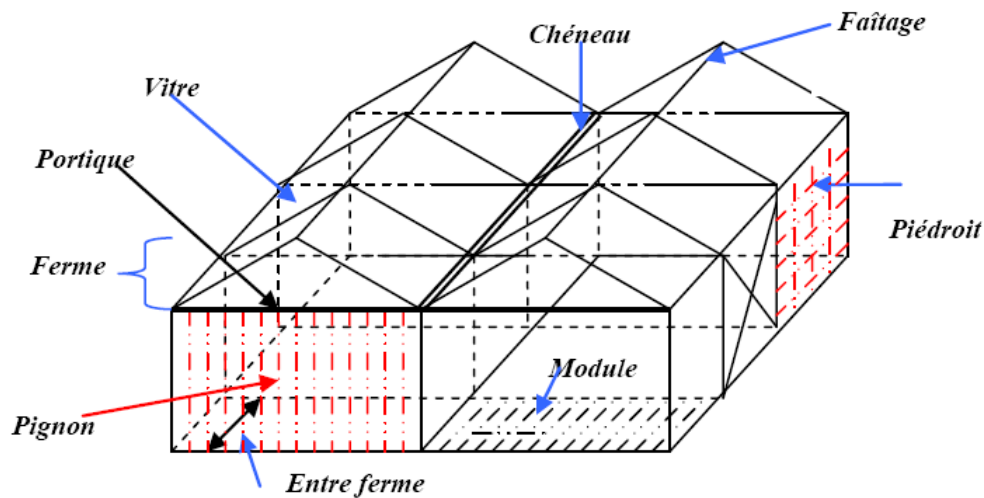
La serre est une simple enceinte limitée par une paroi transparente qui isole la serre—culture des effets indésirables du climat local. Pour atteindre les objectifs prédéfinis de la serre, il est indispensable dans un premier temps de bien choisir le type de matériau qui sert au revêtement et à l'isolement de la serre contre les effets indésirables externes.

### 3.1 Généralités sur serre d'horticulture

La chapelle est l'unité de construction de la serre formée par deux parois latérales verticales (ou très légèrement penchées) et un toit à deux pentes, généralement symétriques. La chapelle est caractérisée par sa largeur, les dimensions courantes sont approximativement entre (3, 6, 9, 12 et 16m). Quand deux chapelles consécutives ne sont pas séparées par une paroi verticale interne, on parle de serre multi—chapelles ou chapelles jumelées. La ferme est l'élément de structure porteuse principale de la chapelle répétée à intervalles réguliers. La longueur entre



les fermes est caractéristique du type de la serre. Le module est une surface caractéristique de la serre obtenue en réalisant le produit de la largeur de la chapelle par la longueur de l'entre ferme. Les pignons sont les parois verticales formant les deux extrémités d'une chapelle. Le faitage est la ligne constituée par le sommet de la chapelle. Les pieds droits sont les parois verticales latérales d'une chapelle. La figure I.1 illustre en volume ces différents éléments.



**Figure I.1** – Structure d'une serre horticole à deux chapelles

## 3.2 Revêtement de la serre

Le choix de matériaux de revêtement de la serre constitue la partie la plus importante de tout le processus. C'est le principal élément responsable des pertes d'énergie à l'intérieur de la serre [9], [10]. Plusieurs matériaux de recouvrement sont disponibles [11], [12].

### 3.2.1 Verre

De point de vue de la transmission lumineuse, le verre est le meilleur matériau. Sa capacité de rétention du rayonnement infrarouge lui permet de provoquer au mieux l'effet de serre. Dû à leur poids élevé et à leur fragilité, les panneaux de verre ne sont produits qu'en dimensions réduites, ce qui a pour effet de nécessiter une structure importante et forte qui crée de l'ombrage. La structure doit être très stable et nécessite une fondation rigide se prolongeant sous la ligne de gel. La méthode de pose du verre implique de nombreux joints produisant un calfeutrage imparfait de la serre. Même si le verre est d'une durée quasi-illimitée, il faut quand même

prévoir un certain taux de remplacement suite aux bris. Le verre n'étant pas un matériau isolant, son utilisation en recouvrement simple laisse place à des pertes de chaleur importantes. L'emploi de verre à faible émissivité permet de réaliser des économies de 20% avec une réduction de la luminosité d'environ 10% alors que l'emploi de verre double (type "thermos") diminue les pertes de chaleur de 40% [13]. Les coûts élevés d'investissement et de chauffage font de la serre de verre, un type peu adapté dans les régions méditerranéennes.

### 3.2.2 Polyéthylène

L'utilisation de film plastique a permis un grand développement des serres au cours de la dernière décennie [14]. Le matériau le plus utilisé est le polyéthylène. Il est robuste, flexible et permet une structure légère. Sa transmission de la lumière est bonne et son action diffusante élimine les ombrages directs au sol causés par la structure. La pose facile d'un film de polyéthylène et son faible coût en font présentement le matériau le plus utilisé comme revêtement de serre. Pour l'instant, la double paroi de polyéthylène soufflée semble le recouvrement le mieux adapté [15]. Son incapacité à retenir le rayonnement infrarouge ne lui confère pas l'effet de serre que possède le verre. Par contre, la condensation qui se forme à l'intérieur par temps froid permet sous certaines conditions un effet de serre. Utilisé en paroi simple, son coefficient de transmission de chaleur est élevé; cependant, son faible coût permet l'installation d'une double paroi laissant un espace d'air isolant. L'utilisation d'une double paroi permet de réduire d'environ 40% la perte de chaleur par rapport à une paroi simple et d'éliminer considérablement la condensation à l'intérieur [16], phénomène rencontré en utilisant une simple paroi. La principale faiblesse du polyéthylène est sa courte durée à cause des problèmes du vieillissement et l'apparition de bris mécaniques. De plus, la présence de salissure provoque une baisse de la transmission lumineuse.

### 3.2.3 Autres types de revêtements

D'autres revêtements plastiques rigides sont actuellement disponibles sur le marché. À base de polycarbonate ou de polyméthacrylate, ces matériaux sont disponibles en plus grandes pièces que le verre, les fuites au niveau des joints en sont diminuées et le rayonnement solaire est moins intercepté par la structure. Les coûts très élevés de ces matériaux limitent actuellement leur utilisation à de petites surfaces. Tous les revêtements plastiques sont hautement inflammables. Il faut donc prendre toutes les précautions nécessaires pour éliminer les risques d'incendie. Un dégagement adéquat autour des fournaies et des tuyaux est requis.

### 3.3 Effet de serre

La couverture de la serre est transparente. Elle laisse bien passer la lumière, mais empêche que la chaleur qui se forme à l'intérieur, sous l'effet de la lumière du soleil, ne se dissipe trop vite vers l'extérieur grâce à la couverture de la serre. La couverture transparente de la serre joue le même rôle que l'atmosphère de notre planète. L'effet de serre est donc le phénomène de réchauffement de la serre dû à la perméabilité de la couverture de cette dernière à certaines radiations solaires incidentes. La transmission de la lumière est fonction du type de la couverture utilisée. Elle est de 70% pour le plastique anti-UV et de 65% pour le plastique infrarouge. Cette transmission diminue en raison des saletés et des dépôts de poussières.

Par ailleurs, l'effet de serre génère durant la période estivale un accroissement de la température et une diminution considérable de l'humidité influe de manière négative sur la production sous serre. Inversement aux conditions hivernales, les niveaux de températures, d'humidité et d'éclairement sous serre peuvent atteindre des valeurs basses. Le recours à des techniques de contrôle des paramètres climatiques (température, humidité et éclairement) sous serre s'avère nécessaire, il permet de maîtriser les influences indésirables liés à l'effet de serre [8, 17, 18].

## 4 Principaux paramètres climatiques

La température, l'humidité, la teneur en  $CO_2$  et la lumière restent jusqu'à maintenant parmi les paramètres les plus influents dans la production des plantes [19]. Pour améliorer leurs rentabilités, il est indispensable de faire d'optimiser le climat environnant aux cultures. Il est donc important de contrôler les paramètres climatiques cités ci-dessus. Dans ce cadre, il est nécessaire d'équiper la serre par un ensemble de capteurs climatiques et d'actionneurs afin d'agir sur les paramètres climatiques [20].

### 4.1 Température

La température sous serre est le paramètre le plus important pour la production des cultures sous serre [21]. Il se décompose en trois types :

- Température issue du sol.
- Température de la plante.
- Température ambiante à la culture.

Elle a une grande influence sur la croissance végétative. En effet, elle intervient dans beaucoup de phénomènes biologiques tels que la photosynthèse et la respiration. La vitesse de réaction augmente facilement avec la température ambiante. Citons par exemple la photosynthèse qui se multiplie presque en deux lorsque la température augmente de 10°C [22].

### 4.2 Humidité

L'hygrométrie souhaitée par un agriculteur se situe entre 40% et 60%. Quand l'humidité est en dessous de 40% la plante transpire plus. Ce n'est pas destructif pour la plante, mais cela vide les réserves d'eau un peu rapidement. En outre, quand l'air est trop humide, la plante est exposée aux attaques de champignons, moisissures, ralentissement de la transpiration freinant la croissance de la culture. Trop d'humidité est souvent due au mauvais système d'extraction ou à l'absence de bonne ventilation au sein de la serre.

#### 4.2.1 Humidité absolue

C'est le rapport de la masse de vapeur d'eau, notée  $M_{\nu \text{ eau}}$  au volume  $V_{total}$  occupé par l'air humide considéré dans les conditions de pression et de température données :

$$H = \frac{M_{\nu \text{ eau}}}{V_{total}} \quad (\text{I.1})$$

#### 4.2.2 Humidité relative de l'air

L'humidité relative de l'air est une grandeur physique qui est très intéressante car elle a une influence considérable et directe sur les processus physico-chimiques et biologiques. L'acquisition et le contrôle de l'humidité relative est évidemment nécessaire pour la production favorable sous serre. Elle est définie comme étant le rapport de pression partielle de vapeur d'eau  $P_{\nu}$  à la pression de vapeur saturante  $P_s$  à une température donnée :

$$HR = \frac{P_{\nu}}{P_s(T)} \times 100 \quad (\text{I.2})$$

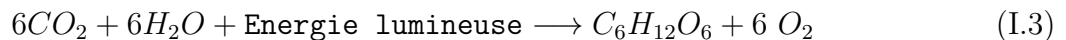
### 4.3 Éclairement

La lumière joue un grand rôle dans la croissance de la plante car elle intervient dans beaucoup de phénomènes physiologiques et conditionne surtout la photosynthèse [23]. En effet, l'énergie lumineuse fixe dans la plante le gaz carbonique et l'eau de l'air pour produire le sucre et l'amidon. Par conséquent, la croissance et le niveau de production des plantes dépendent

fortement de la quantité du soleil que la culture reçoit tout au long de sa croissance. Toutefois, on peut prolonger ou raccourcir l'éclairage en utilisant respectivement les lumières artificielles ou les stores. Ceux-ci permettront aux cultures de passer au stage de développement désiré

### 4.4 Teneur en $CO_2$

Le  $CO_2$  est essentiel aux plantes vertes pour la photosynthèse [24]. Une grande quantité de ce type chimique se trouve dans l'atmosphère. Il se fixe dans les feuilles par les stomates et les cellules chlorophylliennes après dissociation. Les stomates des plantes cultivées sous serre, sont indispensables à différentes concentrations de  $CO_2$ . La photosynthèse représente l'inversion de la combustion du glucose. Cette réaction est endothermique et nécessite de l'énergie lumineuse :



La photosynthèse est très importante pour la production végétative. Remarquons dans l'équation précédente que le dioxyde de carbone est obtenu à partir de l'air puis converti à l'aide de l'eau et de l'énergie lumineuse en glucose et en oxygène.

## 5 Composants essentiels de gestion des paramètres climatiques sous serre

### 5.1 Détecteurs des paramètres climatiques sous serre

L'acquisition de données dans une serre exige l'implémentation des capteurs météorologiques. Il s'agit des composants électroniques qui transforment des grandeurs physiques en grandeurs électriques. Ils sont branchés en amont de la chaîne d'acquisition.

#### 5.1.1 Capteur de température

Plusieurs types de capteurs servent à mesurer la température (composants semi-conducteurs, diode à jonction, transistors, thermocouples, thermistances, détecteurs résistifs, etc.). Sous serre la précision du capteur de température est un facteur supplémentaire à prendre en considération, du point de vue de l'efficacité énergétique. Les semi-conducteurs permettent de réaliser des thermomètres électroniques à bas coût dont la plage s'étend plus largement et avec une bonne précision.

### 5.1.2 Capteur d'humidité

Les hygromètres à variation d'impédance sont des capteurs dont l'élément sensible possède des propriétés hygroscopiques, c'est à dire, dont la teneur en eau varie en fonction du taux d'humidité de l'air avec lequel il est en équilibre. Il existe plusieurs capteurs à variation d'impédance :

- **Hygromètres résistifs** : Sur un support de faible dimension, on dépose une quantité de substance hygroscopique suivant un motif constituant une résistance. Celle-ci dépendra donc à la fois de la teneur en eau et de la température. Le domaine de mesure pour ce type de capteur s'étend de 5% à 95% d'humidité pour des températures comprises entre  $-10^{\circ}\text{C}$  et  $50^{\circ}\text{C}$ . Le temps de réponse est théoriquement de l'ordre de 10 s pour une précision de 5% environ [25].
- **Hygromètres capacitif** : Le principe de ce type de capteur est basé sur la variation de la capacité d'un condensateur par l'intermédiaire de sa constante diélectrique. Le diélectrique, d'une épaisseur de quelques microns, absorbe les molécules d'eau de l'air ambiant jusqu'à l'équilibre. La difficulté liée à l'implémentation de ce dispositif réside dans le fait qu'il requiert une faible épaisseur de diélectrique pour obtenir une valeur importante du condensateur.

## 5.2 Équipements de régulation

Généralement, les paramètres climatiques sous serre restent encore éloignés des besoins des cultures. C'est pour cette raison que la plupart des serristes ont recours aux équipements permettant de gérer ces facteurs climatiques : chauffage, ventilation, brumisation et ouvrants qui agissent préférentiellement sur un facteur en modifiant les autres. Donc, la température doit être réglée en fonction des besoins des cultures sous serre. Plusieurs systèmes permettent de la contrôler.

### 5.2.1 Chauffage

Le chauffage permet d'adapter les apports de chaleur aux besoins des cultures et de déshumidifier l'air. Il agit également sur l'hygrométrie et la température de l'air ; une augmentation de la température favorise la déshumidification de la serre. L'intensité du chauffage peut dépendre de l'éclairage : abaissement des températures de consigne de nuit après une journée

---

## I.5 Composants essentiels de gestion des paramètres climatiques sous serre

---

peu ensoleillée et inversement. Il y a deux types de chauffages :

- **Émission par air chaud** : Produit à partir d'un appareil autonome qui génère l'air chaud, ou d'un aérotherme utilisant l'eau chaude produite à partir d'une chaudière.
- **Émission par eau chaude** envoyée dans des tubes métalliques répartis dans la serre. Deux principaux types d'émission sont distingués selon la température basse et haute supportée par la culture (classique, à condensation, à bruleur émergée ...).

Ces différents systèmes peuvent être utilisés de façon complémentaire. Le choix de l'équipement de chauffage est influencé par le type et l'âge de la structure de serre, la température de consigne attendue par la culture et le créneau de production. Les besoins en chauffage sous serre représentent les plus grandes consommations d'énergie.

### 5.2.2 Ventilation

Le traitement de l'air a une fonction tout aussi importante que la lumière lorsque la culture est dans un espace clos. Un ventilateur permet de renouveler l'air et d'apporter aussi le  $CO_2$  nécessaire à la photosynthèse tout en garantissant une régulation de la température et de l'hygrométrie [26]. Le mouvement horizontal de l'air offre plusieurs avantages. Plus particulièrement, il réduit sensiblement les gradients de la température dans la serre et enlève l'humidité dans le reste de la serre, ce qui favorise une grande homogénéité du climat sous serre.

**Ventilation naturelle** : Elle est assurée par des aérateurs faîtières et latéraux et elle est, en général, suffisante dans les serres en verre uni-chapelle à condition qu'elles soient munies de toiles d'ombrage ou de pulvérisateurs en brouillard et que la dimension des ouvertures soit aussi suffisante [27]. La circulation et le brassage de l'air s'opèrent, à l'intérieur de la serre, sous l'effet de forces naturelles exercées par le vent de l'extérieur et les différences de température de l'air à l'intérieur de la serre. Quand les aérateurs sont ouverts, ces forces naturelles entraînent également des échanges d'air avec l'extérieur. Il faut que l'air qui s'échappe soit remplacé par de l'air frais de l'extérieur et qu'en outre la surface des aérateurs soit suffisante. La surface des aérateurs latéraux devrait être au moins égale à la moitié de la surface totale des aérateurs faîtières. L'ouverture et la fermeture des aérateurs faîtières et latéraux dépendent de la température sous serre, mais le dispositif de commande des aérateurs peut également comporter des sondes qui détectent ou mesurent la direction du vent, la vitesse du vent, la pluie et la teneur en  $CO_2$ . Ce sont d'abord les aérateurs, situés dans le mur abrité du vent, qui s'ouvrent progressivement.

On peut se servir de sondes mesurant la vitesse du vent pour commander la fermeture des aérateurs. La ventilation naturelle est efficace si les aérateurs sont de surface suffisante et qu'ils s'ouvrent soit automatiquement soit manuellement. Elle consomme beaucoup moins d'énergie que la ventilation forcée. Si les aérateurs faîtières existants ne suffisent pas ou s'il n'y pas d'aérateurs ni dans le faîte ni dans les murs, la ventilation mécanique peut être la seule possibilité [28–30].

**Ventilation forcée :** permet d'atteindre des débits élevés de circulation d'air dans une serre de grande dimension ou dans une serre où la ventilation naturelle est insuffisante. Elle présente l'avantage de permettre un réglage précis de la vitesse et de la direction de l'air, de stimuler l'assimilation de  $CO_2$  et d'éviter la condensation à la surface des feuilles en forçant l'air à circuler au sein du couvert végétal. La ventilation mécanique ne demande pas une serre de construction aussi complexe que celle qui est ventilée par aérateurs latéraux et faîtières, mais elle exige une plus grande étanchéité. Les prises d'air et les ventilateurs d'extraction doivent être conçus en vue de permettre une circulation homogène de l'air. L'espacement des ventilateurs et l'emplacement des prises d'air dépendent du type de serre et de plantes qu'on y cultive, et de la direction du courant d'air par rapport à l'axe longitudinal de la serre et aux planches de culture. Pour la ventilation d'été, la serre doit être dotée de prises d'air sur toute sa longueur ou sa largeur et, si possible, du côté du vent dominant. Leur ouverture devrait être réglée automatiquement de façon que la vitesse de l'air à l'entrée soit peu élevée, de l'ordre de 0,75 à 2,50 m/s [31]. Cela minimise la turbulence et le brassage de l'air qui entre avec l'air chaud dans la partie haute de la serre. L'air devrait entrer dans la serre selon un plan horizontal à la hauteur des plantes.

### 5.2.3 Humidification

Plusieurs techniques d'humidifications permettent de faire augmenter l'humidité :

**Brumisateur :** Fait augmenter l'humidité dans la serre. Il consiste à atomiser l'eau en fines particules (d'environ 10  $\mu m$ ). Ensuite un système à haute pression d'air les disperse dans le climat sous serre. Il s'agit d'un système qui produit de la brume sans laisser de gouttelettes sur les plants afin de ne pas favoriser le développement de maladies fongiques. L'augmentation de l'humidité dans la serre provoquée par le système de brumisation, peut entraîner une diminution de la température puisque l'eau nécessite de l'énergie pour qu'il s'évapore.



**Écran de refroidissement :** Bien qu'utilisé pour réduire la température de la serre, l'écran de refroidissement peut également servir pour accroître l'humidité. L'eau s'écoule à travers l'écran et permet de refroidir et humidifier l'air qui y circule de l'extérieur vers l'intérieur de la serre.

**Arrosage des allées :** Cette méthode, peu coûteuse, permet d'augmenter l'humidité de l'air mais de manière ponctuelle. Les effets bénéfiques de l'arrosage sur l'humidité se font sentir sur une très courte période.

**Ventilation :** La réduction de la ventilation naturelle, par la fermeture partielle ou totale des ouvrants contribue à accroître l'humidité de la serre sous certaines conditions. Ainsi, pour une culture dont la surface foliaire est importante, la fermeture des ouvrants peut entraîner un accroissement de la quantité de vapeur d'eau dans l'air. Cette vapeur d'eau provient de la transpiration des plantes. Cependant, lorsque l'humidité atteint une certaine valeur, la transpiration cesse et l'humidité ne pourra s'accroître davantage. Les deux possibilités que sont le refroidissement de l'air et l'enrichissement en vapeur d'eau sont généralement combinées.

### 5.2.4 Déshumidification

L'humidité de l'air est généralement exprimée en humidité relative ou déficit hydrique. On constate que la technique de déshumidification traditionnellement employée par les producteurs combine l'aération et le chauffage. Le chauffage permet d'une part de diminuer l'humidité relative de l'air en augmentant la pression de vapeur saturante, d'autre part de faciliter l'évacuation de l'air chaud chargé en humidité grâce à l'aération. Cette technique entraîne une perte d'énergie puisqu'une partie de l'énergie dégagée par le chauffage est évacuée par l'aération. La pratique de la déshumidification représente environ 20% à 30% des dépenses énergétiques. Afin de maintenir la transpiration active, il est essentiel d'éliminer l'excès d'humidité de la serre. L'évapotranspiration est fonction du déficit de pression de vapeur, de l'énergie disponible pour la vaporisation de l'eau et du mouvement d'air à l'intérieur de la serre [32], [33].

**Ventilation et chauffage :** Cette méthode de déshumidification est la plus utilisée. En admettant de l'air extérieur plus froid et en le chauffant, on augmente sa capacité à contenir de la vapeur d'eau et on réduit par conséquent l'humidité dans la serre. Plus le gradient de température entre l'extérieur et l'intérieur de la serre est élevé, plus l'échange d'air sera favorisé.

Cette méthode de déshumidification montre une bonne efficacité mais son utilisation est limitée par les conditions climatiques extérieures. En hiver, lorsque la température est très froide, le gel ou l'accumulation de neige empêche parfois l'ouverture des ouvrants. De plus, l'arrivée massive d'air froid dans la serre peut créer un stress considérable à la culture. Les coûts énergétiques associés à la déshumidification par le chauffage et la ventilation sont importants.

**Condensation :** La condensation de la vapeur d'eau sur les parois de la serre permet également de réduire le contenu en vapeur d'eau. Le type de recouvrement de serre influence ce phénomène. Les serres de double polyéthylène présentent des parois plus chaudes que celles des serres de verre puisque l'air contenu entre les deux plastiques agit comme isolant. Pour des serres de polyéthylène, il est fortement recommandé d'utiliser un plastique anti-goutte à l'intérieur, afin d'éviter le dégouttement de l'eau de condensation sur les plantes. En hiver, la température est généralement basse et la paroi de verre se refroidit de façon importante.

## 6 Éléments essentiels pour le pilotage climatique des serres

### 6.1 Principe général de contrôle du climat sous serre

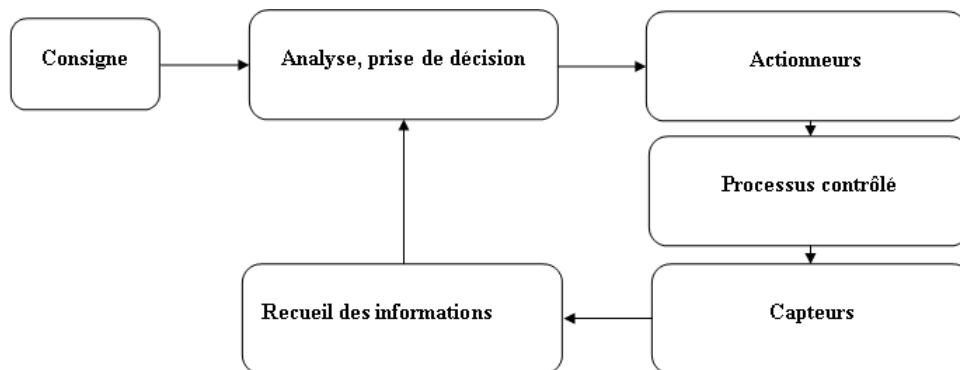
L'environnement climatique à l'intérieur de la serre dépend du climat local et de l'effet de la respiration de la serri-culture. De ce fait, le recours aux nouvelles technologies telles que, l'électronique et l'informatique devient de plus en plus indispensable [7]. Il permet de prédire aisément les conditions climatiques favorisant la production sous serre [34]. Tout le processus de contrôle peut être scindé en deux parties distinctes.

#### 6.1.1 Système à contrôler

Dans notre application, le système à contrôler représente la couverture de la serre et ses composantes internes y compris les cultures et le climat environnant. La conduite de son environnement requiert l'insertion d'un opérateur qui fournit des directives que le système de contrôle doit réaliser sur le processus à contrôler.

### 6.1.2 Système de contrôle

C'est l'ensemble des applications de contrôle ainsi que les supports d'exécutions matériels et logiciels. Les applications de contrôle peuvent obtenir des états du processus par l'intermédiaire des capteurs et agir sur ceux-ci via des actionneurs. L'automatisation du contrôle a alors pour but de sécuriser et d'optimiser les opérations de contrôle. Les stratégies actuelles consistent à réduire de plus en plus l'intervention de l'homme. Le but étant d'améliorer la qualité tout en accroissant la sûreté de fonctionnement. Pour satisfaire ces exigences, on aura recours à différentes actions suivies en boucle fermée (figure I.2). Pour assurer le contrôle, un système informatisé échange des informations avec son environnement physique. On distingue les informations qui sont à l'entrée du système de contrôle, c'est à dire celles qui sont captées par le système telles que les mesures, les consignes et les informations qui sont produites par le système de contrôle.



**Figure I.2** – Différents niveaux de la hiérarchie pour le contrôle d'un processus

Une information portant sur l'état du système est acquise par l'intermédiaire de capteurs, elle est appelée mesure. Cette mesure est une représentation numérique ou analogique de grandeurs physiques qui reflètent l'état de l'environnement physique. Celui-ci peut être représenté par plusieurs mesures qui représentent un flot de données. Ces flots d'informations naviguent dans le système de contrôle à partir des capteurs jusqu'à l'application de contrôle. L'ensemble des entités traversées par ces flots d'informations est appelé la chaîne d'acquisition des données.

## 6.2 Commande numérique des paramètres climatiques sous serre

Depuis l'apparition et le développement des systèmes informatiques, leur utilisation en commande et en régulation dans des systèmes industriels, ne cesse de s'accroître. Ce développement résulte essentiellement de la souplesse de leur réalisation. Leur mise en œuvre et le réglage de

leurs gains consistent essentiellement à déterminer les coefficients d'une équation numérique qui constitue le cœur d'un programme de calcul exécuté en boucle par un processeur. Le coût de développement et de maintenance d'un tel régulateur est donc nettement plus avantageux que la réalisation de cartes analogiques spécifiques, nécessaires à la réalisation de régulateurs analogiques. Par conséquent, le traitement numérique présente quelques différences importantes par rapport au traitement analogique.

- Les valeurs des grandeurs physiques qui constituent les signaux analogiques doivent être représentées par des nombres.
- Les opérations numériques réalisées par le processeur ne se font pas instantanément. Il faut donc introduire la prise en compte de la durée du calcul.

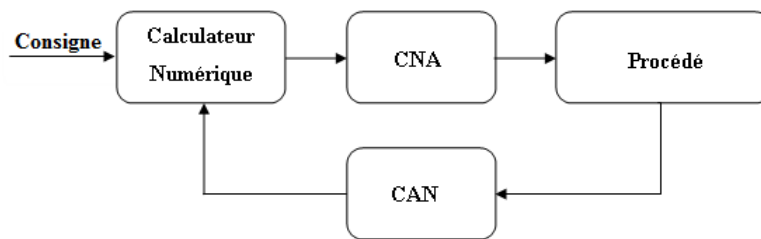
En introduisant un calculateur numérique, le temps ne peut pas s'écouler de façon continue telle qu'on le perçoit dans le monde physique. Le temps se définit alors sur un ensemble discret des instants. Ces instants d'échantillonnage sont séparés par un intervalle de temps régulier présentant la période d'échantillonnage. Il est donc nécessaire de définir des outils mathématiques nouveaux, adaptés au temps discret, pour représenter ces signaux et systèmes échantillonnés, puis d'adapter les outils et méthodes de l'automatique analogique à temps continu et à la conception de régulateurs numériques.

La régulation ou la commande des paramètres climatiques par un calculateur numérique impose que les mesures et les actions sont effectuées périodiquement. Le calculateur numérique est un système de traitement discret cela veut dire que les informations entrées/sorties du système sont connues à des instants constants appelés période d'échantillonnage. Les entrées et les sorties sont choisies constantes et identiques durant chaque période d'échantillonnage.

Le problème de commande par calculateur numérique provient du fait que les entrées/sorties du calculateur numérique sont des nombres définis à des instants d'échantillonnage alors que le système physique à commander est généralement continu. Ce qui impose l'utilisation des convertisseurs analogique numérique (CAN), des convertisseurs numérique analogique (CNA) représentant la plate-forme de communication entre le système physique et le calculateur numérique [35]. La boucle peut être considérée comme une association de deux sous-systèmes : discret et système discrétisé. Il est donc évident de représenter ces deux systèmes par des modèles discrets, en général, sous forme d'équations récurrentes. Cela permet une représentation aisée du retard et d'autres paramètres caractérisant le système.

Le contrôle automatique d'une serre consiste à mettre en place une station d'acquisition et de contrôle. Cette dernière représente la plate forme de communication entre les paramètres

à contrôler et le calculateur numérique (PC). Elle est constituée d'un ensemble de matériels (hardwares) et logiciels (softwares) permettant l'acquisition et le stockage numérique des données climatiques. La figure I.3 illustre le schéma synoptique global d'un système de contrôle et de supervision d'un procédé. Ce procédé est commandé par un calculateur numérique.



**Figure I.3** – Commande d'un procédé par calculateur numérique

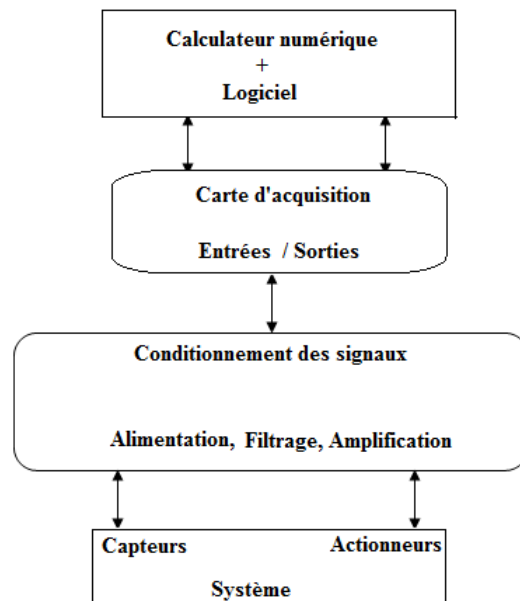
L'architecture d'un système d'acquisition et de restitution des données doit être définie en fonction du nombre de grandeurs à mesurer et de grandeurs à contrôler, de la vitesse de variation de ces grandeurs et de la finalité du système. Dans la plupart des cas industriels, on doit acquérir plusieurs grandeurs à la fois. La réalisation technique d'un tel système se compose des éléments suivants :

- Les capteurs et les actionneurs pour mesurer et contrôler les grandeurs physiques ;
- Le câblage et le conditionnement des signaux ;
- Une carte d'acquisition et de restitution de données ;
- La partie traitement des données.

Le diagramme de la figure I.4 résume les étapes suivies lors de la commande numérique d'un procédé.

### 6.3 Chaîne d'acquisition

L'électronique actuelle utilise de plus en plus des techniques numériques pour le traitement des informations représentant l'état du système physique. Un processus de contrôle ou de régulation nécessite, quelque soit le domaine concerné, la mesure de grandeurs physiques.



**Figure I.4** – Diagramme de commande numérique d'un procédé

La chaîne d'acquisition est un ensemble de dispositifs qui permet la mesure de ces grandeurs physiques et qui assure le traitement du signal mesuré jusqu'à un organe d'acquisition numérique (Figure I.5).



**Figure I.5** – Schéma synoptique de la chaîne d'acquisition

La chaîne d'acquisition a pour objectif de saisir les grandeurs physiques d'un procédé et les transformer en un signal exploitable en utilisant les organes essentiels de traitement de signaux.

### 6.3.1 Capteurs

C'est le premier organe d'une chaîne d'acquisition. Il a pour rôle de transformer la grandeur physique en un signal électrique que l'on souhaite numériser. En amont de la chaîne, le capteur soumis à l'action du mesurande permet, directement s'il est actif ou par le moyen de son conditionneur s'il est passif, d'injecter dans la chaîne le signal électrique, support de l'information liée au mesurande.

### 6.3.2 Amplification du signal

Lorsque l'environnement est bruyé et que la source est éloignée de l'ordinateur, il faut alors déporter l'amplification et la mise en forme des signaux au plus près de la source pour augmenter le rapport signal/bruit. Cette étape permet d'adapter le niveau du signal issu du capteur aux signaux qui peuvent être traités par la chaîne globale d'acquisition.

### 6.3.3 Filtrage du signal d'entrée

C'est un filtre anti-repliement. Son rôle est de limiter le contenu spectral du signal d'entrée aux fréquences qui nous sont utiles. Ainsi, il élimine les parasites connus par des hautes fréquences. C'est un filtre passe bas que l'on caractérise par sa fréquence de coupure et de son ordre.

### 6.3.4 Echantillonneur et CAN

Le rôle de l'échantillonneur est de prélever, à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ , la valeur du signal. On l'associe de manière quasi-systématique à un bloqueur. Le bloqueur va figer l'échantillon pendant le temps nécessaire à la conversion. Ainsi durant la phase de numérisation, la valeur de la tension de l'échantillon reste constante assurant une conversion aussi juste que possible. On parle d'échantillonneur bloqueur qui transmet un signal exploitable au Convertisseur Analogique Numérique (CAN). Ce dernier transforme la tension issue de l'échantillonneur en un code numérique lisible par le calculateur numérique. Le choix de convertisseur dépend de son temps de conversion ce qui limite sa cadence de fonctionnement.

### 6.3.5 Performances souhaitées d'une chaîne d'acquisition

La chaîne d'acquisition permet de transformer le signal analogique issu du capteur en un signal numérisé interprétable par le calculateur numérique. Parmi les performances les plus attendues d'une chaîne d'acquisition est sa justesse ou bien sa fidélité. Cette caractéristique est assurée lorsque le signal numérisé représente bien le signal analogique le maximum possible.

La numérisation s'effectuant sur  $N$  bits, la précision de la numérisation est limitée à  $\frac{1}{2^N}$  ce qui veut dire que les éléments de la chaîne d'acquisition aient au moins cette précision. la durée de l'acquisition dépend du temps de conversion et de la cadence de l'échantillonnage.

La rapidité d'une chaîne d'acquisition dépend de la durée prise pour effectuer les opérations suivantes : l'échantillonnage  $T_{ech}$ , Conversion  $T_{conv}$  et le stockage  $T_{stock}$ .

La somme de ces trois temps définit le temps minimum d'acquisition et donc la fréquence maximum de fonctionnement de la chaîne : L'équation I.4 permet de calculer la fréquence maximale de traitement des données dans une chaîne d'acquisition [36].

$$F_{max} = \frac{F_{ech} \times F_{conv} \times F_{stock}}{F_{ech} \times F_{conv} + F_{conv} \times F_{stock} + F_{stock} \times F_{ech}} \quad (I.4)$$

### 6.4 Chaîne de restitution

C'est la chaîne qui fonctionne dans le sens inverse de la chaîne d'acquisition étudiée précédemment. Elle permet d'adapter le signal faible transmit par le calculateur numérique à un signal de grande puissance capable de commander l'actionneur. L'actionneur est principalement utilisé dans le cas de la régulation d'une grandeur physique mesurée. La figure suivante illustre les différents schémas blocks de la chaîne de restitution.



Figure I.6 – Schéma synoptique de la chaîne de restitution

#### 6.4.1 Convertisseur Numérique Analogique (CNA)

Il effectue la transformation du signal numérique en un signal analogique en restituant une tension ou un courant proportionnel au code numérique.

#### 6.4.2 Filtrage du signal de sortie

Son rôle est d'éliminer des signaux indésirables c'est à dire ne restituer que des signaux utiles. Généralement, il se construit de telle façon à avoir les mêmes caractéristiques que le signal d'entrée.



### 6.4.3 Circuit de puissance

Il constitue généralement le dernier étage d'une chaîne d'acquisition. Il permet d'adapter le signal issu de la sortie du filtre à l'actionneur qui constitue la charge. La puissance fournie par ce circuit est transmise par l'intermédiaire de l'alimentation de cette charge.

## 6.5 Partie logicielle

La mise en œuvre d'une chaîne d'acquisition exige l'installation de la partie logicielle. Elle permet la prise en charge des données stockées dans des registres et assure par la suite leur transmission au système. Pour gérer les données et les appels communiqués au système, une architecture multitâche complexe peut être mise en œuvre. La tâche consomme les données en lisant les registres de l'interface de communication puis les sauvegarde dans une variable. Lors de la consultation par l'application, le pilote renvoie les informations mémorisées dans la variable. Le fonctionnement du pilote est donc défini par la loi d'activation de la tâche (mode scrutation et mode événementiel) et par le stockage des informations. En mode scrutation, le pilote consulte périodiquement les registres de l'interface de communication. En mode événementiel, le pilote fixe une politique d'envoi à l'interface de communication. À chaque nouvelle donnée, l'interface de communication vérifie une condition d'envoi fixée par le pilote et envoie, si nécessaire, les données au pilote. Pour les tâches de stockage, on distingue la taille des buffers de mémorisation des données, la politique de stockage (FIFO ou LIFO) et les politiques d'écrasement en cas de registre plein. Le calculateur numérique dispose du système d'exploitation qui permet d'installer des pilotes de communication entre le PC et la chaîne d'acquisition.

**Interface de communication :** Assure la communication entre un capteur et la partie logicielle du système. Il récupère les données produites par le capteur physique et les sauvegarde dans des registres accessibles par le pilote d'équipement.

**Pilote d'équipement :** C'est un logiciel dédié intégré au système d'exploitation et indépendant de l'application de contrôle. Il permet l'abstraction de la couche matérielle en offrant à l'application de contrôle l'accès aux données caractérisant l'équipement.

L'application de contrôle utilise les données des pilotes d'équipement afin de produire des commandes dans un temps borné. Dans notre approche, on distingue le pilote matériel (appelé ici interface de communication) et le pilote logiciel (appelé ici pilote d'équipement). Dans une

première modélisation pour la vérification des systèmes de contrôle de processus, on peut supposer que : les retards sont négligeables ou constants ; il n’y a pas d’erreur d’acheminement dans la chaîne d’acquisition de données. Si les caractéristiques temporelles des flots d’informations en provenance des capteurs ou à destination des actionneurs ne sont pas prises en compte lors du développement, la validation des systèmes est incorrecte vis à vis des propriétés temporelles qu’ils doivent satisfaire [37–40]. Ceci est dû au fait que l’application de contrôle est sensible aux caractéristiques et aux variations temporelles de la chaîne d’acquisition. Henningsson (Voir [41]) montre que le contrôle des processus sont très sensible aux retards. Les effets des variations temporelles aléatoires des périodes ou des délais d’acheminement d’information dans un système de contrôle sont données par les travaux de Sanfridson et al. [38]. Ces effets impactent la performance, la robustesse et la stabilité des systèmes de contrôle de processus.

### 6.6 Acquisition de plusieurs grandeurs physiques

Dans le cadre de traitement numérique de signaux transmit par plusieurs capteurs, il existe différentes structures de la chaîne d’acquisition. Le choix de ces structures s’effectue selon le besoin en terme de production.

**Acquisition séquentielle décalée :** Elle se base sur l’utilisation en amont d’un multiplexeur qui va orienter un capteur vers la chaîne unique d’acquisition : La figure I.7 illustre la chaîne d’acquisition de type séquentielle décalée.

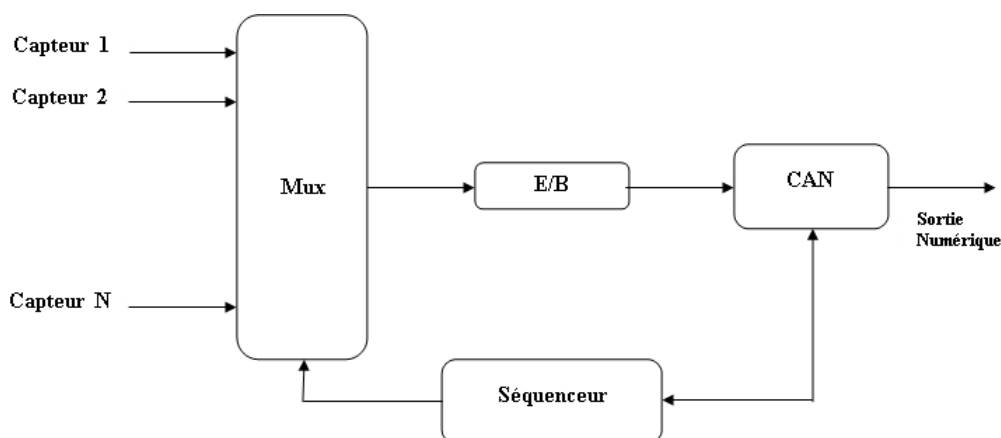


Figure I.7 – Acquisition séquentielle décalée

L’avantage de cette structure est bien évidemment son côté économique. Par ailleurs, il y a un décalage dans le temps entre les acquisitions. Elle est généralement utilisée dans des cas ne

## I.6 Éléments essentiels pour le pilotage climatique des serres

nécessitant pas de synchronisation entre les données numérisées. Ainsi le temps d'acquisition est d'autant plus grand que le nombre de capteurs est élevé car il est proportionnel à ce dernier.

**Acquisition séquentielle simultanée :** Cette structure est utilisée pour des acquisitions synchrones. C'est la même que celle utilisée précédemment sauf que définir les E/B en amont.

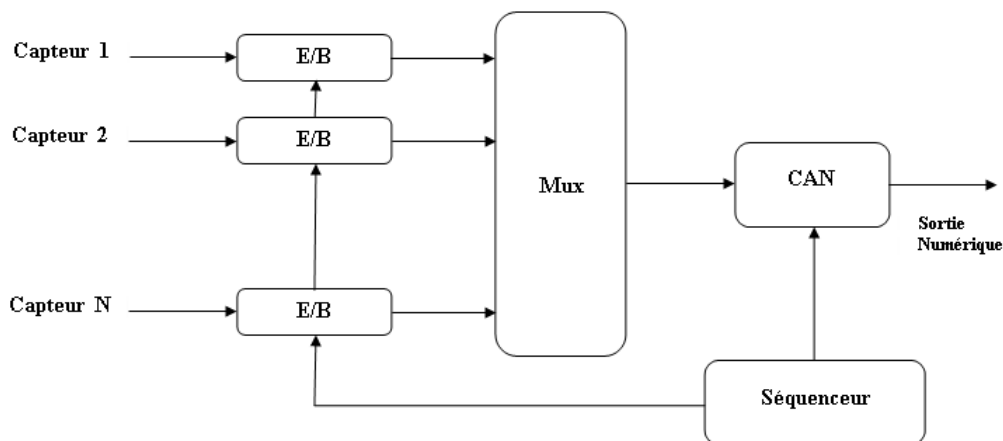


Figure I.8 – Acquisition séquentielle simultanée

La prise des échantillons s'effectue au même instant, la conversion est effectuée de manière progressive. Cela signifie que les E/B assurent un maintien de l'échantillon durant les N acquisitions sans introduire de pertes supérieures à la résolution du CAN. Son coût est moyen.

**Acquisition parallèle :** C'est la structure la plus complète puisqu'elle consiste à disposer de N chaînes d'acquisition en parallèle et de les connecter sur un bus de données commun.

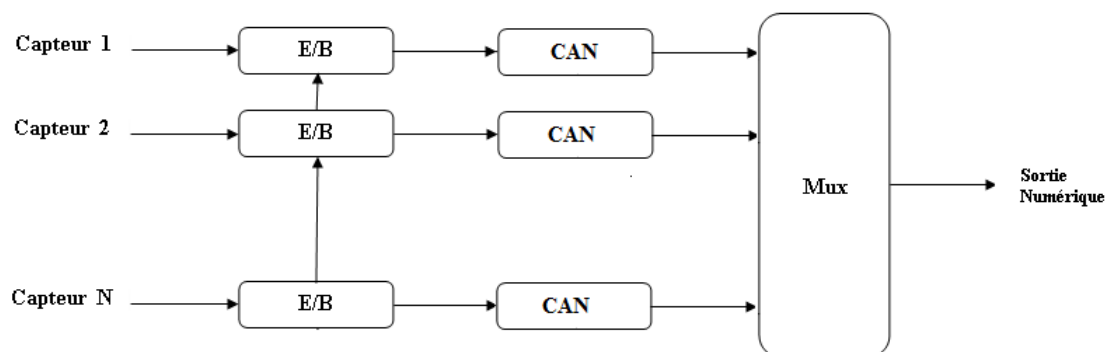


Figure I.9 – Acquisition parallèle

Avec cette structure, il est possible d'effectuer en même temps l'acquisition d'une donnée pendant que l'on en stocke une autre. De même, toutes les conversions peuvent être simultanées, le stockage s'effectuant après. Cela permet un gain de temps sur l'acquisition complète. Mais elle est coûteuse.

## 7 État de l'arts sur l'identification

Identifier un système, c'est déterminer à partir des informations disponibles relatives aux entrées et aux sorties du système, un modèle mathématique appartenant à une classe de modèles donnés. Cette dernière est choisie de sorte qu'elle est soumise aux mêmes sollicitations que le système initial. Elle doit donner des réponses considérées comme équivalentes compte tenu des objectifs et de la précision souhaités. En pratique, l'identification a pour objectif la détermination de modèles de conduites, utilisable pour simuler, commander ou réguler un processus. L'opération d'identification consiste à déterminer les paramètres caractéristiques d'un modèle externe ou d'un modèle interne à partir d'un ensemble de mesures entrées/sorties du processus. Il s'agit donc de déduire d'une expérience, les valeurs numériques des paramètres d'un modèle du processus. En général, il existe une multitude de types de modèle, chaque type étant destiné à une application particulière.

### 7.1 Modèle de connaissance

Les modèles de connaissance sont des techniques qui sont basées sur les lois physiques. Ils donnent une description assez complète des systèmes pour la simulation et la conception des procédés. Malgré leur utilisation bénéfique, ils sont rarement utilisables pour l'automatique. Le tableau I.1 résume les différents avantages et inconvénients du modèle de connaissances.

Avantages	Inconvénients
Description complète du procédé	Complexe
Simulation et analyse	Rarement utilisé en automatique

**Tableau I.1** – Avantages et inconvénients du modèle de connaissance

Bien que les indications sur la structure des modèles de commande puissent s'obtenir à partir de la structure du modèle de connaissance, il est en général très difficile de déterminer les valeurs des paramètres significatifs à partir de ces modèles. C'est la raison pour laquelle dans la majorité des situations pratiques on est amené à mettre en œuvre une méthodologie d'identification

directe des modèles dynamiques de commande.

## 7.2 Modèle de représentation

Les modèles de représentations sont des modèles dynamiques qui donnent la relation entre les variations des entrées et des sorties d'un système. Ils sont le type de modèle dont on doit disposer pour la conception et l'ajustement des systèmes de commande de régulation. Ce modèle est obtenu expérimentalement en exploitant des mesures Entrée/Sortie. Le tableau I.2 affiche les avantages et les inconvénients de cette méthode d'identification.

Avantages	Inconvénients
Simple d'utilisation	Description partielle du système
Calcul rapide du régulateur	Pas de signification physique des paramètres estimés

**Tableau I.2** – Avantages et inconvénients du modèle de représentation

Bien qu'il présente une grande souplesse d'exploitation (Synthèse et ajustement de la commande), ce modèle est peu apprécié par les physiciens (Les paramètres n'ont aucune signification physique). Les modèles dynamiques sont deux types :

- Modèles non paramétriques (réponse fréquentielle, réponse à un échelon).
- Modèles paramétriques (fonction de transfert, équation différentielle ou aux différences).

On peut distinguer deux modèles paramétriques, continus et échantillonnées.

## 7.3 Phases d'identification paramétrique

L'identification est une approche expérimentale pour la détermination du modèle dynamique d'un système. Elle comporte quatre étapes :

- Acquisition des Entrées/Sorties sous un protocole d'expérimentation ;
- Choix de la structure du « modèle » (complexité) ;
- Estimation des paramètres du modèle ;
- Validation du modèle identifié (Structure et valeur des paramètres).

Une opération d'identification complète doit nécessairement comporter les quatre étapes indiquées plus haut. A partir de la réponse d'un procédé, on choisit le type de modèle et on détermine (éventuellement graphiquement) les paramètres de ce modèle échantillonné correspondant. Mais cette méthode connaît des inconvénients multiples :

- Signaux test d'amplitude importante (rarement tolérés par les installations industrielles).

- Précision réduite.
- Influence néfaste des perturbations.
- Pas de possibilité de modélisation des perturbations.
- Procédure longue.
- Pas de validation du modèle.

La disponibilité d'un calculateur numérique permet par simulation une identification des systèmes paramétriques échantillonnés avec une précision bien meilleure que lors d'une approche directe et en utilisant des signaux d'excitation extrêmement faibles. L'identification des modèles paramétriques échantillonnés conduit à des modèles d'utilisation très générale et offre de nombreux avantages par rapport aux autres approches. Des algorithmes d'identifications performants, ayant une formulation récursive adaptée aux problèmes d'identification temps réel et à leur mise en œuvre sur micro-ordinateur, ont été développés. Le fait que ces méthodes d'identification peuvent opérer avec des signaux d'excitation extrêmement faibles constitue une qualité très appréciable en pratique. Les problèmes d'identifications sont généralement résolus à l'aide de trois ensembles :

- Les données issues de l'expérience doivent être choisies en assurant le maximum d'informations.
- Le choix d'un modèle peut se faire à partir des lois physiques régissant le système dont les paramètres sont peu connus ou mal connus, ou bien à partir de résultat de l'expérience sans connaissance a priori.
- Les algorithmes d'identification permettent à partir des données, de préciser les paramètres du modèle.

Le choix d'un élément dans chacun de ces ensembles, conduit à une identification d'un système qui se déroule à trois étapes :

- Estimation structurelle qui consiste à déterminer les paramètres de la structure choisie ;
- Estimation paramétrique des coefficients de la structure choisie en respectant le critère prédéfini que l'algorithme d'identification doit minimaliser, qui permet de déterminer de la confiance à attribuer à cette estimation ;
- Validation du modèle : c'est l'étape la plus importante qui permet de montrer si le modèle mathématique obtenu est valable pour l'expérience utilisé.

## 7.4 Méthodes d'identifications

L'identification d'un système est une procédure interactive où les choix doivent être remis en question lors d'un échec de la validation du modèle. La plupart des méthodes demandent la résolution d'un système linéaire dont les coefficients dépendent des données mesurées. Il existent plusieurs méthodes d'identifications dans la littérature parmi lesquelles nous pouvons citer les méthodes graphiques et les méthodes d'identifications paramétriques. Ces méthodes se basent sur l'analyse indicielle d'un système en boucle ouverte soumis à une entrée échelon retardée ou non et initialement au repos.

### 7.4.1 Méthodes graphiques

Ces méthodes se basent sur l'analyse indicielle d'un système en boucle ouverte soumis à une entrée échelon retardée et initialement au repos. Le principe de ces méthodes est de proposer, à partir de l'étude graphique de la forme de la réponse du système, un modèle permettant de donner une réponse voisine de la sortie mesurée [42–44].

Les méthodes Strejc et celle de Broïda sont souvent utilisées dans la littérature. La méthode de Strejc permet d'identifier un système, dont la réponse indicielle ne présente pas de dépassement, à un système dont la transformée de Laplace de la fonction de transfert prend la forme suivante :

$$H(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{K}{(1 + Tp)^n} e^{-\tau p} \quad (I.5)$$

Où  $K$  est le gain statique,  $T$  représente la constante du temps,  $\tau$  est le retard et  $n$  est l'ordre du système. Ces paramètres sont déterminés par la réponse indicielle.

La méthode de Broïda permet d'identifier la réponse d'un système en boucle ouverte à un système du premier ordre avec un retard pur dont la fonction de transfert décrite par la transformée de Laplace est de la forme : :

$$H(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{K}{(1 + Tp)} e^{-\tau p} \quad (I.6)$$

où  $\tau$ ,  $T$  et  $K$  représentent respectivement le retard, la constante de temps et le gain statique.

L'avantage des méthodes d'identification graphique est qu'elles sont simples lorsqu'on dispose de la réponse indicielle obtenue dans un contexte non ou peu bruité. Néanmoins, ces méthodes sont imprécises (détermination du point d'inflexion pour les deux premières méthodes), se limitent à une classe de modèle, nécessitent des signaux de grandes amplitudes, sensibles

aux perturbations et possèdent des procédures longues. De plus, leur principal inconvénient est la nécessité de déconnecter le système de son environnement (méthodes en boucle ouverte) et d'attendre que le système soit au repos.

Quelques autres méthodes d'estimation à partir de la réponse indicielle basées sur le calcul d'aire ont été proposées dans la littérature [45–47]. Leur principe consiste à identifier la réponse d'un système du premier ordre à retard soumis à une condition initiale nulle.

### 7.4.2 Identification paramétrique

Actuellement, le domaine d'identification des procédés est parmi ceux le plus riche et le plus varié. Cependant, les méthodes d'identification sont devenues de plus en plus nombreuses et malgré les problèmes qu'elles soulèvent, elles permettent de donner, dans la majorité des cas, des résultats satisfaisants. Parmi les méthodes les plus couramment utilisées [48–51], on cite :

- Méthode des Moindres Carrés Pondérés admettant comme cas particulier la méthode des Moindres Carrés Ordinaires.
- Méthode des Moindres Carrés Généralisés.
- Méthode de la Variable Instrumentale.
- Méthode du Maximum de Vraisemblance.

Ces méthodes sont des méthodes d'estimations des paramètres non récursives vis à vis du temps. Leur ré-écriture sous forme récursive conduit à trois types d'approches :

- Les méthodes dites d'équation d'erreur (moindres carrés récursifs et les différentes extensions telles que moindres carrés étendus, moindres carrés généralisés, maximum de vraisemblance récursifs). Chaque méthode tend à obtenir une erreur de prédiction blanche (bruit blanc).
- La méthode dite de variable instrumentale (à observations retardées ou à modèle auxiliaire).
- Les méthodes dites de l'erreur de sortie (à compensateur fixe, à compensateur ajustable, à modèle de prédiction étendu). Ces méthodes tendent à obtenir asymptotiquement le blanchissement de l'erreur d'adaptation.

Pour effectuer une bonne identification d'un procédé, un système interactif d'identification est nécessaire pour fournir :



- Les différentes structures telles que celles présentées ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + \nu(t) \\ A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + A(q^{-1})\nu(t) \\ A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})\nu(t) \\ A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + \frac{1}{C(q^{-1})}\nu(t) \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

où  $u(t)$ ,  $y(t)$  et  $\nu(t)$  sont respectivement l'entrée, la sortie et le bruit du système.  $q^{-d}$  est le paramètre du retard estimé à partir de la structure choisie. Les polynômes  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont des polynômes en la variable  $q^{-1}$  (retard d'un échantillon) à déterminer selon le système étudié.

- Ensuite, un algorithme d'adaptation paramétrique tel que : [52]

$$\theta(k) = \theta(k-1) + K(k)(y(k) - \varphi(k)^T \theta(k-1)) \quad (\text{I.8})$$

$$K(k) = \frac{P(k-1)\varphi(k)}{\nu(k) + \varphi(k)^T P(k-1)\varphi(k)(1-\alpha(k)\nu(k))} \quad (\text{I.9})$$

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)\varphi(k)\varphi(k)^T P(k-1)}{(\nu(k)^{-1} - \alpha(k))^{-1} + \varphi(k)^T P(k-1)\varphi(k)} \quad (\text{I.10})$$

où  $\theta$  le vecteur des paramètres estimés dont les éléments sont les coefficients des polynômes  $A$  et  $B$ .  $\varphi(k)^T$  est le vecteur d'observation contenant les mesures à identifier.  $\nu(k)$  est l'erreur d'adaptation.  $K$  et  $P$  sont les gains et les matrices de covariances. La valeur de  $\alpha$  est typiquement choisie entre 0.0001 et 0.001.

Avec des nombreuses variantes en fonction du gain d'adaptation choisi.

- Un système d'acquisition et traitement de données Entrées/Sorties ;
- Des outils d'analyse de modèles ;
- Un système de visualisation graphique.

Aucune règle ne permet de choisir a priori une méthode particulière d'identification lors de la résolution d'un problème donné. Il s'agit d'une question d'expérience et de circonstance. Les spécificités du procédé, les moyens de calcul, la structure de commande que l'on désire adopter sont autant d'éléments qui influent sur le choix de la méthode.

## 8 Méthodologie de commande d'une serre agricole

Au début, la serre est connue comme un simple abri contre le climat local qui est souvent indésirable. Par la suite, ils sont progressivement devenus de véritables systèmes industriels capables de favoriser fortement les rendements de production tout en conservant la qualité. C'est grâce à l'intervention de l'automatique que ce gain a pu être réalisé. Ces systèmes de structures différentes permettent de gérer d'une part le climat interne et d'autre part la solution nutritive et arrosage la plus appropriée aux plantes cultivées. L'automaticien est très sollicité pour réaliser cette gestion bioclimatique des serres en surmontant toutes les difficultés rencontrées [53-57]. En effet, son objectif principal est de mettre en place des régulateurs pour une classe de systèmes parmi les plus difficiles à contrôler, car les systèmes serres sont :

- Non linéaires : systèmes biologiques, changements de phase (phénomène de condensation),
- Non stationnaires : croissance des plantes, vieillissement des composants de la structure de la serre, etc.,
- Ouverts : fortement corrélées avec les perturbations

A ces difficultés, il faut bien ajouter les performances demandées par les agriculteurs concernant la qualité de production et surtout le côté économique qui doit être le plus faible possible. Toutes ces contraintes et exigences constituent pour l'automaticien un véritable défi aussi bien sur le plan pratique que théorique. L'automaticien, après avoir résolu les problèmes de modélisation et d'identification, sera amené à surmonter les problèmes complexes de la commande pour atteindre les performances souhaitées. Il devra donc essayer plusieurs types de commande et effectuer une étude comparative afin de choisir la commande la mieux adaptée. Ainsi, après avoir envisagé des commandes classiques (commande optimale, etc...), il s'orientera vers des commandes avancées, qui s'appuient sur de nouveaux concepts. La figure I.10 résume les principes généraux de conception et calcul d'un régulateur.

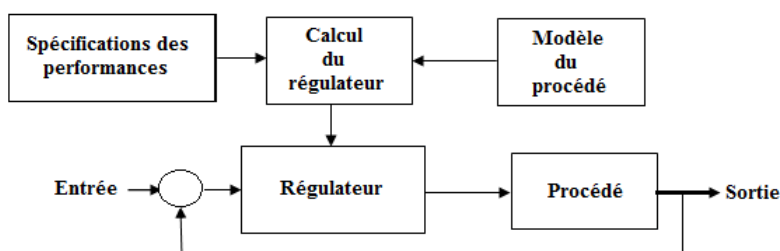


Figure I.10 – Principe de la conception d'un régulateur.

Une fois le modèle de procédé obtenu, on procède au calcul d'un régulateur approprié ou de l'ajuster pour pouvoir le tester en simulation et en temps réel à l'aide du logiciel installé dans le calculateur numérique. Pour concevoir et ajuster correctement un régulateur, il faut en général suivre les étapes suivantes. Tout d'abord, déterminer les performances désirées pour la boucle de commande. Ensuite, connaître le modèle dynamique de procédé qui décrit la relation entre la commande et la sortie. Finalement, disposer d'une méthode appropriée de calcul des paramètres du régulateur compatible avec les performances désirées et les caractéristiques du modèle de procédé. Toutefois, une attention particulière sera accordée à la fiabilité, à la sécurité et à la robustesse des installations. En effet, des défaillances peuvent amener à la perte d'une récolte entière et donc engendrer une répercussion économique insupportable pour l'agriculteur. La problématique de la gestion de la culture sous serre est très unifiée sur le plan scientifique et sur le plan industriel, car elle fait intervenir notamment les automaticiens qui vont mettre au point des techniques d'identifications et de commandes permettant de maîtriser les milieux environnants à la serri-culture.

### 8.1 Modélisation du système serre

Le concept de modèle mathématique d'un processus est indispensable pour la conception et la mise en œuvre d'un système performant de régulation [58]. Il permet de déterminer les caractéristiques dynamiques d'un procédé (système). Par exemple, le système serre peut être décrit par une fonction de transfert. La notion de modèle mathématique d'un système liant ses entrées et ses sorties, est un concept fondamental. Un modèle dynamique, c'est-à-dire un modèle représentant une évolution temporelle, peut appartenir soit au domaine du temps continu ("système à temps continu" ou "système continu") si les équations qui décrivent le comportement du système sont des équations différentielles, soit au domaine du temps discret si ce sont des équations aux différences ("système à temps discret" ou "système discret"). La serre de point de vue de son climat est un processus non linéaire et à paramètres fortement corrélés qui ont de fortes interactions avec l'extérieur. Il existe trois grandes classes de modèles, généralement utilisés pour la conception de la commande des serres.

- Le modèle de connaissance qui décrit le bilan des échanges énergétiques de point de vue des équations de la physique. Ils consistent à se servir des lois physiques qui gouvernent le système. Cette approche donne un modèle basé sur les lois physiques. Sa mise en œuvre est généralement trop lourde et complexe pour en tirer pleinement bénéfique. Il demande la connaissance précise de tous les composants matériels de la serre. L'avantage majeur de ce type d'approche est qu'il permet d'explicitier les non linéarités des caractéristiques

dynamiques du système. Nous nous référons principalement à deux types de modèles. Les modèles de connaissances statiques décrivent un état stable de la serre (régime permanent). Ils sont déterminés à partir du bilan instantané. Par exemple proportionner le chauffage. Les modèles de connaissances dynamiques, établis à partir des variations énergétiques. Ils sont construits à partir des paramètres localisés. Ils sont ensuite décrits par des équations différentielles qui décrivent des variations des flux énergétiques. Ils permettent une simulation du détail des évolutions des échanges énergétiques de la serre. La difficulté de la mise en œuvre de ce type de modèle vient du fait qu'il faut une reconnaissance précise des valeurs des paramètres physiques. Certains de ces paramètres sont variés dans le temps. Dans ce cas, il est pratiquement impossible de connaître l'évolution précise de ces paramètres climatiques. De ce fait, ces modèles seront précis sur une petite échelle de temps pour une serre particulière. Leur mise en œuvre est très difficile car le nombre d'équations et les mesures des paramètres physiques est très difficile. L'intérêt des modèles de connaissance pour l'automaticien est d'en déduire quelles sont les entrées significatives du système. Dans le cas de la serre, l'étude des bilans d'énergie permet de déduire par exemple que l'évolution de la température intérieure de la serre en fonction des perturbations dépendent principalement des paramètres suivants :

- Température de l'air externe.
- Ensoleillement.
- Vent.
- Hygrométrie interne.
- Une alternative à cette approche est fondée sur une procédure expérimentale consistant à mesurer, à analyser et à corréliser les entrées et les sorties de ce système. Il s'agit alors de modèles comportementaux (ou modèles "boîte noire").
- La troisième est une combinaison des deux précédentes appelée boîte grise, elle utilise, dans le modèle boîte noire, les connaissances phénoménologiques disponibles afin de mieux adapter les paramètres du modèle mathématique aux données expérimentales.

### 8.2 Choix des stratégies de commandes

La théorie des commandes non linéaire ne s'applique qu'à des cas particuliers. Pour pouvoir appliquer des méthodes générales de commande qui n'existent que pour le cas linéaire nous devons faire une approximation linéaire du processus. Cette représentation peut se faire dans le cadre soit d'une représentation par fonction de transfert, soit dans le cas d'une représentation sous forme d'état. Après avoir déterminé le modèle de l'évolution des paramètres climatique sous

serre, nous passons à l'introduction des régulateurs pour superviser ces paramètres. C'est dans ce but qu'on a réalisé un système serre qui est en communication avec le calculateur numérique à travers les cartes d'acquisition de données et des interfaces électroniques pour adapter les signaux d'entrées/sorties des capteurs et des actionneurs. La technique d'automatisation la plus répandue est le contrôle en boucle fermée. Un système est dit en boucle fermée lorsque la sortie du procédé est prise en compte pour calculer l'entrée. Généralement le contrôleur effectue une action en fonction de l'erreur entre la mesure et la consigne désirée comme indiqué sur la figure I.10.

De nombreux problèmes de commande peuvent être résolus à l'aide des correcteurs PID classiques, tant que les exigences ne sont pas trop sévères. Ce type de commandes est à la base de la plus part des régulateurs utilisés en milieu industriel notamment dans la régulation des variables d'environnement. Nous utilisons ces types de régulateurs comme base de comparaison avec d'autres que nous synthétiserons dans les chapitres suivants. Les résultats des régulateurs classiques montrent leurs limitations dans plusieurs systèmes complexes tels que le système serre. En effet, leurs coefficients sont ajustés pour un point de fonctionnement donné, si ce point change, les coefficients ne sont plus optimaux. Les limitations résultent aussi du fait que les systèmes serres non linéaires, non stationnaires et qu'ils présentent certains paramètres sont mal connus et imprévisible précisément, ce qui rend leur modélisation correcte très difficile. Compte tenu des caractéristiques de ces procédés, nous sommes amenés à chercher des régulateurs plus complexes qui nous permettront d'obtenir de meilleurs résultats. C'est à partir de cela que nous introduisons aussi de nouveaux concepts de techniques de commandes avancées telles que LQG et la commande sans modèle. Cette dernière nouvelle stratégie de commande peut être vue comme une contribution à des correcteurs PID-intelligents. Il s'agit d'une commande qui repose sur une modélisation locale, sans cesse réactualisée, à partir de la seule connaissance du comportement entrée sortie.

Cependant l'utilisation de commandes performantes comme la commande PID classique ou la commande optimale pour le contrôle du climat de la serre nécessite d'identifier le mieux possible le système serre, ce qui est très difficile, vue la variation des paramètres conditionnant la conduite de la serre au cours du temps. D'où, l'intérêt de la commande sans modèle qui constitue un élément précieux dans le contrôle du système difficilement identifiable où les paramètres subissent des variations importantes. Son avantage majeur combine deux principales propriétés. D'une part, elle ne requiert pas l'utilisation d'une modélisation mathématique précise du système, qu'elle soit basée sur des lois physiques ou des procédures d'identification,

comme l'exige souvent la théorie du contrôle. D'autre part, facilité du réglage des paramètres de ce correcteur intelligent. D'où une rupture nette avec les PID classiques dont le réglage est parfois délicat.

### 8.3 Éléments essentiels pour le contrôle du climat sous serre

Le contrôle climatique est l'un des éléments essentiels de la culture sous serre, c'est une manière de recréer un microclimat parfait en fonction des besoins de la plante et ce, peu importe le climat à l'extérieur. L'objectif de cette étude est d'évaluer les éléments à prendre en compte pour mettre en place les algorithmes des lois de commandes avancées pour les serres [59, 60].

#### 8.3.1 Calculateur numérique

Un des objectifs de la production agricole dans les serres est d'accroître le revenu de l'agriculteur. Les serres entraînent des coûts d'investissements, d'énergie, de main d'œuvre, supérieurs à ceux des produits conventionnels. Les surcoûts seront justifiés dans la mesure où le décalage dans la saison de production, la qualité et la quantité obtenues permettent d'avoir un avantage sur les productions traditionnelles. Dans le cas où l'on cherche à obtenir un décalage de la production de quelques semaines par rapport à la production en pleins champs, une serre passive peut être suffisante. Par contre, si on cherche à produire sous un climat où la plante ne survivrait pas spontanément, il est nécessaire disposer d'un calculateur numérique pour favoriser un micro climat favorable. Dans ce cas, une régulation assisté par ce calculateur, s'impose si l'on veut maximiser la production en qualité et en quantité tout en minimisant le coût d'énergie. Si le surcoût de l'implantation d'une commande et de sa maintenance est inférieur aux gains de production entraînés, l'automatisation est alors économiquement évidente.

#### 8.3.2 Paramètres essentiels à contrôler

La température est en général la variable la plus importante à contrôler du point de vue de la survie de la plante. En effet, elle est le paramètre le plus influent sur la photosynthèse qui est responsable de la croissance favorable de la serri-culture. L'humidité de l'air est également une variable importante. Il faut éviter une période de plusieurs heures à 100% d'hygrométrie qui peut bloquer la transpiration de la plante. Également, il faut éviter les degrés d'humidité trop bas qui assèchent la plante. Le taux de  $CO_2$  doit être régulé dans les serres très hermétiques qui consomment rapidement le taux de gaz carbonique lors de la photosynthèse. Ce taux de  $CO_2$

peut être enrichi dans les cas où l'ensoleillement est insuffisant. L'éclairage peut également être régulé pour contrôler le développement de la plante : au moyen d'un éclairage artificiel pour accélérer son développement, par rideau d'ombrage pour le ralentir généralement, on ne régulera que certaines variables en fonction du climat local et du type de la plante à cultiver.

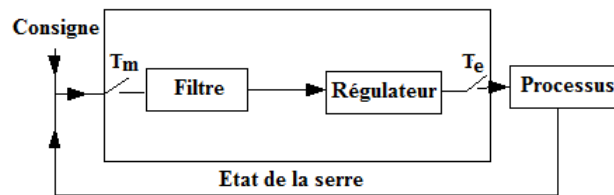
### 8.3.3 Mesures indispensables à réaliser

Si l'on se contente d'une régulation simple en découplant les régulations, une seule mesure interne de chaque variable peut suffire (température interne, hygrométrie interne,...). La serre ayant des gradients de température et d'hygrométrie, le plus judicieux est de placer les capteurs au centre de la serre à la hauteur des végétations. Si l'on cherche à optimiser le climat en minimisant la consommation d'énergie et d'eau, il faut prendre en compte les échanges énergétiques avec l'extérieur. La mesure des variables météorologiques externes devient nécessaire (vitesse et direction du vent, température et hygrométrie de l'air externe).

### 8.3.4 Périodes d'échantillonnage

L'usage des systèmes informatiques pour l'identification et la commande en temps réel exige l'échantillonnage des signaux entrées/sorties. Cette opération est en général accompagnée par une perte d'information contenue dans ces signaux. Cette perte a une influence négative sur la qualité du modèle et inévitablement sur le régulateur à ajuster. Ce problème peut néanmoins être surmonté moyennant un choix approprié de la fréquence d'échantillonnage et un filtrage adéquat des signaux continus. Pratiquement, la perte d'informations due à l'échantillonnage de signaux est d'autant plus faible que la fréquence d'échantillonnage est plus élevée. Il faut distinguer la période d'échantillonnage de la commande  $T_e$ , de celles des mesures  $T_m$  (Voir figure I.11. Dans le cadre d'une commande, il ne faut pas sur-échantillonner, car les erreurs de modélisation vont être changées ce qui peut nuire à la robustesse de la commande du système. Par contre, il faut respecter impérativement le théorème de Shannon dédié au choix de la période d'échantillonnage  $T_e < \frac{2}{f_{max}}$  avec  $f_{max}$  fréquence maximum de la bande passante des signaux utiles.

L'expérience montre que le choix pratique d'une période d'échantillonnage de commande  $T_e$  de l'ordre de grandeur du cinquième de la plus petite constante de temps du système corrigé est correcte. Si  $f_h$  est la fréquence de coupure la plus haute à considérer dans le processus à réguler, alors  $T_h = \frac{1}{f_h}$ . La période d'échantillonnage sera choisie pour respecter  $\frac{T_h}{25} < T_e < \frac{T_h}{5}$ . Au niveau des capteurs internes, nous observons des fluctuations beaucoup plus rapides et en



**Figure I.11** – Echantillonnage des différents composants d'une boucle fermée

général de faible amplitude qui ne reflètent pas l'évolution de la valeur moyenne de la serre. Ces fluctuations sont dues à la rapidité de réponse des capteurs, qui vont prendre en compte en particulier les mouvements locaux de l'air. Pour éviter un repliement de ces fréquences hautes lors de l'échantillonnage il est nécessaire de filtrer ces mesures soit par un filtre analogique placé à la sortie du capteur, soit en sur-échantillonnant et en filtrant ces mesures. Les variables internes sont des entrées du système. Pendant une période  $T_e$  le système réagit en intégrant leurs valeurs de façon continue. On peut considérer dans une première approximation que pendant une période  $T_e$  le système réagit pratiquement comme s'il subissait une entrée constante égale à la valeur moyenne de l'entrée. Il suffit donc de déterminer la valeur moyenne de ces entrées en échantillonnant suffisamment et rapidement entre deux échantillons.

### 8.3.5 Choix des consignes pour la régulation

Réguler le climat d'une serre ne consiste pas à suivre jour et nuit une valeur fixe et précise en température et en hygrométrie. Les besoins de la plante sont évolutifs tout au long de la journée, en particulier en fonction de l'ensoleillement. D'une part, tout au long de son évolution les conditions favorables ne sont pas les mêmes. Il est difficile de savoir au degré près quels sont les besoins optimaux de la plante à chaque instant de son évolution. D'autre part, il faut prendre en compte les surcoûts entraînés par la consommation des actionneurs, et il est nécessaire qu'ils soient inférieur à l'apport supplémentaire que donnera la production. La détermination de la consigne doit être un compromis qui permet de maximiser le bénéfice de production comme le montre la figure I.12. Ainsi, les effets des paramètres climatiques externes peuvent nécessiter des puissances d'échanges thermiques supérieures à la puissance que peuvent réaliser les actionneurs y compris si l'énergie solaire est supérieure à l'énergie qui peut être évacuée en ouvrant au maximum les ventaux. De même si la température est très froide, on ne pourra atteindre à l'aide du chauffage qu'une valeur différentielle par rapport à la température extérieure.



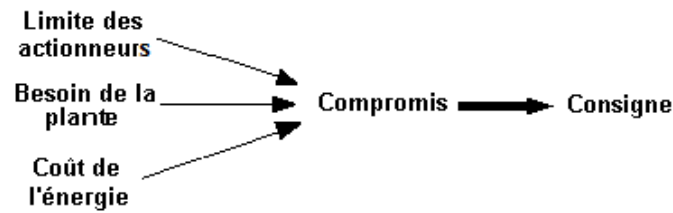


Figure I.12 – Choix des consignes de la serre

## 9 Conclusion

Le choix d'une structure de serre, des équipements et de la conduite climatique sont devenus le maillon clé de la qualité de la serri-culture. Dans ce chapitre, nous avons défini les différents composants nécessaires à la gestion efficace des paramètres climatiques sous serre. Ainsi, nous avons déterminé les paramètres climatiques les plus agissant sur la croissance de la culture sous serre. Ensuite, nous avons étudié quelques outils essentiels et indispensables pour le bon fonctionnement du processus tel que le revêtement de la serre, La chaîne d'acquisition et la chaîne de restitution.

L'amélioration de la gestion du climat repose sur une meilleure connaissance de la physiologie des plantes afin de déterminer ses besoins et les répercussions de l'environnement sur le fonctionnement de la culture. Elle requiert également une maîtrise approfondie d'échange thermique des serres et de ses équipements de régulation. Après avoir dimensionné les différents équipements matériels et logiciels de la serre agricole, nous aurons besoin d'une loi de commande automatique pour une bonne maîtrise des paramètres climatiques qui minimise les effets indésirables de l'extérieur. Le chapitre suivant sera dédié aux fondements théoriques de commande des systèmes en boucle fermée et au développement des lois de commande PID et LQG qui sont généralement ajustées à l'aide des méthodes d'identifications.



---

## Bibliographie

- [1] M. TRIGUI, S. BARRINGTON, AND L. GAUTHIER. *Structures and environment : A strategy for greenhouse climate control, part i : Model development*. Journal of agricultural engineering research **78**(4), 407–413 (2001). 5
- [2] F. RODRÍGUEZ, M. BERENGUEL, AND M. ARAHAL. *A hierarchical control system for maximizing profit in greenhouse crop production*. Proceeding in European Control Conference ECC03, Cambridge, UK (2003). 5
- [3] T. HANS-JUERGEN AND L. DORIS. *Greenhouse climate control : an approach for integrated pest management*. Computers and Electronics in Agriculture **40**(1-3), 141–152 (2003). 5
- [4] R. J. WILLIAM. *Managing diseases in greenhouse crops*. APS Press St. Paul. MN. USA (1992). 5
- [5] C. TOWNSEND. *The backpacker's handbook*. Ragged Mountain Press/McGraw-Hill (2005). 5
- [6] S. DE PASCALE AND A. MAGGIO. *Sustainable protected cultivation at a mediterranean climate. perspectives and challenges*. Proceeding in International Conference on Sustainable Greenhouse Systems **691**, 29–42 (2004).
- [7] J. KLATZMANN. *La modernisation de l'agriculture*. Revue économique **4**(5), 643–658 (1953). 5, 16
- [8] G. GUPTA. *Microcontroller based monitoring and control of greenhouse environment*. Information and Communication Technologies **101**, 495–497 (2010). 5, 9
- [9] M.A. OLMSTEAD AND J.M. TARARA. *Physical principles of row covers and grow tubes with application to small fruit crops*. Small Fruits Review **1**(3), 29–46 (2001). 7

## Bibliographie

---

- [10] B. CEMEK AND Y. DEMIR. *Testing of the condensation characteristics and light transmissions of different plastic film covering materials*. *Polymer testing* **24**(3), 284–289 (2005). [7](#)
- [11] A. BAILLE. *Serres plastiques, climat et production*. Pépiniéristes Horticulteurs Maraîchers (PHM) *Revue Horticole* **357**, 15–19 (1995). [7](#)
- [12] G.A. GIACOMELLI AND W.J. ROBERTS. *Greenhouse covering systems*. *HortTechnology* **3**(1), 50–58 (1993). [7](#)
- [13] H. BREDENBECK. *Influence of different glazing materials on the light transmissivity of greenhouses*. *Greenhouse Construction and Covering Materials* **170**, 111–118 (1984). [8](#)
- [14] A.M. ABDEL-GHANY, T. KOZAI, AND C. CHUN. *Plastic films vs fluid-roof cover for a greenhouse in a hot climate : a comparative study by simulation*. *Journal of Society of High Technology in Agriculture* **13** (2001). [8](#)
- [15] G. J. PIETERS AND M. J. DELTOUR. *Modelling solar energy input in greenhouses*. *Solar Energy* **67**(1), 119–130 (1999). [8](#)
- [16] C. KITTA, N. KATSOULAS, M. KATSOUPA, AND C. PAPAIOANNOU. *Test of a greenhouse covered by polyethylene film that reflects near-infrared radiation*. *Proceeding in VII International Symposium on Light in Horticultural Systems* **956**, 507–513 (2012). [8](#)
- [17] G. VAN STRATEN, H. CHALLA, AND F. BUWALDA. *Towards user accepted optimal control of greenhouse climate*. *Computers and Electronics in Agriculture* **26**(3), 221–238 (2000). [9](#)
- [18] B. BOUCHIKHI, A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, AND L. EZZINE. *Automatic control of the climate and the drip fertirrigation under greenhouse*. *1<sup>er</sup> Salon international de l’Agriculture au Maroc, Meknès. Les 20-27 Avril (2006)*. [9](#)
- [19] J. DAMAGNEZ, H.H. VAN DER BORG, COMMISSION OF THE EUROPEAN COMMUNITIES, COORDINATION OF AGRICULTURAL RESEARCH, ISHS, WORKINGGROUP GCC, ISHS, AND COMMISSION HORTICULTURAL ENGINEERING. *Optimisation de la croissance des plantes sous serre par le controle du microclimat : 1–4 October 1979, Senanques, Vaucluse, France*. *Acta horticulturae, ISHS* (1981). [9](#)
- [20] O. KÖRNER AND H. CHALLA. *Temperature integration and process-based humidity control in chrysanthemum*. *Computers and electronics in agriculture* **43**(1), 1–21 (2004). [9](#)
- [21] J. COELHO, P. DE MOURA OLIVEIRA, AND J. BOAVENTURA CUNHA. *Greenhouse air temperature predictive control using the particle swarm optimisation algorithm*. *Computers and Electronics in Agriculture* **49**(3), 330–344 (2005). [9](#)
- [22] J. GARNIER, D. GUYON, AND A. MOYSE. *L’action de la température sur la photosynthèse réalisée par aphanocapsa (cyanophycée) en présence de radiations rouges ou orangées*. *Physiol Vég* **3**, 155–166 (1965). [10](#)

- 
- [23] N. GETOFF. *Control of greenhouse gases emission by radiation-induced formation of useful products. utilization of  $CO_2$* . Radiation Physics and Chemistry **75**(4), 514–523 (2006). [10](#)
- [24] L. URBAN, L. BARTHÉLÉMY, P. BEAREZ, AND P. PYRRHA. *Effect of elevated  $CO_2$  on photosynthesis and chlorophyll fluorescence of rose plants grown at high temperature and high photosynthetic photon flux density*. Photosynthetica **39**(2), 275–281 (2001). [11](#)
- [25] Y. SAKAI, Y. SADAOKA, AND M. MATSUGUCHI. *Humidity sensors based on polymer thin films*. Sensors and Actuators B, Chemical **35**(1), 85–90 (1996). [12](#)
- [26] T. BOULARD AND A. BAILLE. *A simple greenhouse climate control model incorporating effects of ventilation and evaporative cooling*. Agricultural and Forest Meteorology **65**(3), 145–157 (1993). [13](#)
- [27] J. TRIKI, H. VERLODT, AND S. BAETEN. *Influence de différents systèmes d'aération sur la distribution des températures sous serre polyéthylène*. Proceeding in II International Symposium on Plastics in Mediterranean Countries **154**, 241–248 (1984). [13](#)
- [28] F. MOLINA-AIZ, D. VALERA, A. PEÑA, J. GIL, AND A. LÓPEZ. *A study of natural ventilation in an almería-type greenhouse with insect screens by means of tri-sonic anemometry*. Biosystems Engineering **104**(2), 224–242 (2009). [14](#)
- [29] J. CHAYANGIRA. *Effects of different ventilation strategies on the microclimate and transpiration of a rose crop in a greenhouse*. Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences de Zimbabwe (2012).
- [30] Y. JANNOT. *Un procédé économique pour l'amélioration du confort thermique en zone tropicale sèche : la ventilation forcée par de l'air extérieur éventuellement humidifié*. International Journal of Refrigeration **17**(3), 174–179 (1994). [14](#)
- [31] T. BOULARD, A. BAILLE, AND F. LE GALL. *Étude de différentes méthodes de refroidissement sur le climat et la transpiration de tomates de serre*. Agronomie **11**(7), 549–553 (1991). [14](#)
- [32] E. VAN HENTEN. *Sensitivity analysis of an optimal control problem in greenhouse climate management*. Biosystems Engineering **85**(3), 355–364 (2003). [15](#)
- [33] H. GARG, R. ADHIKARI, AND R. KUMAR. *Experimental design and computer simulation of multi-effect humidification (meh), dehumidification solar distillation*. Desalination **153**(1), 81–86 (2003). [15](#)
- [34] N. CASTILLA. *Greenhouses in the mediterranean area : Technological level and strategic management*. Proceeding in International Symposium on New Cultivation Systems in Greenhouse **361**, 44–56 (1993). [16](#)
- [35] C. FOULARD, S. GENTIL, AND J.P. SANDRAZ. *Commande et régulation par ordinateur numérique : de la théorie aux applications*. Eyrolles (1977). [18](#)
-

## Bibliographie

---

- [36] F. COTTET. *Traitement des signaux et acquisition de données*. 3<sup>eme</sup> édition, Dunod (2009). 22
- [37] B. WITTENMARK, J. NILSSON, AND M. TÖRNGREN. *Timing problems in real-time control systems*. Proceeding in the American Control Conference **3**, 2000–2004 Jun (1995). 24
- [38] M. SANFRIDSON, M. TORNGREN, AND J. WIKANDER. *The effect of randomly timevarying sampling and computational delay*. Proceedings in the IFAC World Congress, Prague **16**(Part I) (2005). 24
- [39] F. JUMEL. *Définition et gestion d'une qualité de service pour les applications temps réel*. Thèse de Doctorat, Institut National de Polytechnique de Lorraine, France (2003).
- [40] A. GOKHALE, K. BALASUBRAMANIAN, S. KRISHNA ARVIND, J. BALASUBRAMANIAN, G. EDWARDS, G. DENG, E. TURKAY, J. PARSONS, AND C. SCHMIDT DOUGLAS. *Model driven middleware : A new paradigm for developing distributed real-time and embedded systems*. Science of Computer programming **73**(1), 39–58 (2008). 24
- [41] T. HENNINGSSON AND A. CERVIN. *Event-based control over networks : some research questions and preliminary results*. Proceedings in Swedish Control Conference Reglermötet (2006). 24
- [42] J. G. ZIEGLER AND N. B. NICHOLS. *Optimum settings for automatic controllers*. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control **115**(2B), 220–222 (1993). 29
- [43] W. GITT. *System identification and approximation in the time domain with ramp-shaped output signals*. Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik) **66**(4), 243–248 (1983).
- [44] V. BROÏDA. *The determination of large time-constants by step-response extrapolation*. Automatica **5**(5), 677–683 (1969). 29
- [45] K. J. ÅSTRÖM AND T. HÄGGLUND. *Advanced PID control*. Instrumentation, Systems and Automation Society (ISA), Research Triangle Park NC 27709 (2006). 30
- [46] H. RAKE. *Step response and frequency response methods*. Automatica **16**(5), 519–526 (1980).
- [47] Q. WANG, X. GUO, AND Y. ZHANG. *Direct identification of continuous time delay systems from step responses*. Journal of Process Control **11**(5), 531–542 (2001). 30
- [48] M. PETITJEAN. *Chiralité quantitative : le modèle des moindres carrés pondérés*. Comptes Rendus de l'Académie des Sciences-Series, IIC-Chemistry **4**(5), 331–333 (2001). 30
- [49] J. C. TRIGEASSOU. *Recherche de modèles expérimentaux assistée par ordinateur*. Collection Informatique, Tec Doc / Lavoisier, France, Paris (1988).

- 
- [50] J. E. COOPER. *Identification of time varying modal parameters*. Aeronautical Journal **94**(938), 271–278 (1990).
- [51] J. L. FOULLEY, C. DELMAS, AND C. ROBERT-GRANIÉ. *Méthodes du maximum de vraisemblance en modèle linéaire mixte*. Journal de la Société française de statistique **143**(1-2), 5–52 (2002). [30](#)
- [52] J. B. CUNHA. *Greenhouse climate models : An overview*. Proceeding in EFITA Conference. Les 5-9 Juillet, Debrecen, Hungary (2003). [31](#)
- [53] P. EREDICS. *Measurement for intelligent control in greenhouses*. Proceeding in 7<sup>th</sup> International Conference on Measurement, 178-181 (2009). [32](#)
- [54] P. ARPAIA, F. DONNARUMMA, S. MANFREDI, AND C. MANNA. *Model predictive control strategy based on differential discrete particle swarm optimization*. Proceeding in Environmental Energy and Structural Monitoring Systems (EESMS), IEEE Workshop on pages 70–73 (2010).
- [55] X. LUAN, Y. SHI, AND F. LIU. *Unscented kalman filtering for greenhouse climate control systems with missing measurement*. International Journal of Innovative Computing, Information and Control **8**(3), 2173–2180 (2012).
- [56] F. LAFONT, N. PESSEL, J. F. BALMAT, M. FLIESS, ET AL. *On the model-free control of an experimental greenhouse*. Proceeding in International Conference on Modeling, Simulation and Control (ICMSC'13) San Francisco, USA. Les 23-25 Octobre (2013).
- [57] F. LAFONT, J.F. BALMAT, N. PESSEL, M. FLIESS, ET AL. *Model-free control and fault accommodation for an experimental greenhouse*. Proceeding in International Conference on Green Energy and Environmental Engineering (ICGEEE'14) Sousse, Tunisia. Les 23-25 Mai (2014). [32](#)
- [58] I. D. LANDAU. *Identification et commande des systèmes*. Hermes (1993). [33](#)
- [59] E. FEKI, R. MHIRI, AND M. KSOURI. *Application de la commande multi-modèle pour la régulation de la température sous une serre agricole*. Entropie (Paris) **38**(242), 20–30 (2002). [36](#)
- [60] E. FEKI, R. MHIRI, AND M. KSOURI. *Contrôle du climat d'une serre expérimentale par un régulateur flou*. Proceeding in Journée Tunisienne d'automatique et d'Électrotechnique JTEA'2000 Hammamet, Tunisie. Les 24-25 Mars (2000). [36](#)
-

## Bibliographie

---



---

---

# Chapitre II

---

## Élaboration des lois de commandes TOR, PID et LQG

### 1 Introduction

La problématique de la gestion et du contrôle du système serre où cohabitent des sous-systèmes physiques et biologiques et dont l'ensemble est soumis aux actions et sollicitations du climat environnant, impose le développement des bases théoriques de modélisation [1], [2] et du contrôle du système serre [3–5].

Dans ce chapitre, les notions de base de la régulation d'un système sont données [6], [7]. Il s'agit de synthétiser des lois de commande qui seront ajustées à l'aide des techniques d'identification. Ces régulateurs ont été implémentés pour tester leur fiabilité à contrôler la température sous serre [8]. Pour ce faire, nous avons commencé notre étude par le régulateur Tout Ou Rien (TOR). Ensuite, nous avons fait une synthèse bibliographique sur la technique de régulation PID. Pour le réglage des paramètres de ce contrôleur, la méthode de Broïda a été utilisée pour obtenir la fonction de transfert continue du système. Finalement, nous avons aussi abordé la commande LQG. C'est une commande prédictive et robuste qui est basée sur des méthodes d'identifications sous forme de représentation d'état.

### 2 Méthodologie de régulation

Pour gérer les paramètres d'un système, on procède généralement de la manière suivante : tout d'abord on commence par la modélisation du processus, puis on exploite les paramètres du système qu'on a identifié pour finalement déterminer ceux du régulateur appliqué [9–11].

### 2.1 Notion de système asservi

En général, on définit un système dynamique en considérant un procédé qui évolue sous l'action de ses entrées et dont l'évolution est caractérisée par l'action sur ses sorties. On appelle asservissement d'un système le bouclage effectué lorsque l'on ajuste l'entrée du système en réaction aux informations de sortie [12]. Lorsqu'il y a un retour d'information observée sur le régulateur, on dit que le système est asservi ou régulé. L'asservissement d'un système permet de contrôler des grandeurs physiques en poursuivant des valeurs souhaitées de trajectoires de références ou de consigne, en dépit des variations externes influant sur ces grandeurs qui sont considérées comme des effets perturbateurs du système.

L'asservissement de la température sous serre nécessite deux actions correctrices antagonistes, froide ou chaude pour la maintenir à une valeur désirée. Le régulateur possède deux sorties distinctes, une sortie actionne le chauffage et l'autre actionne le ventilateur. Il s'agit de deux fonctions indépendantes en général car les réglages pour le chauffage sont différents de ceux pour le refroidissement.

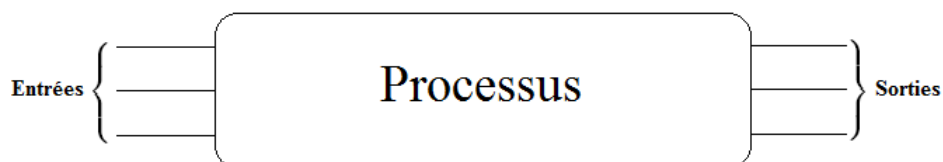
### 2.2 Identification

La première démarche à suivre lors du contrôle d'un système physique est l'application d'une méthode d'identification. Elle permet d'obtenir un modèle mathématique liant les variables du processus et leurs actionneurs. Deux approches peuvent être envisagées.

#### 2.2.1 Système stable en boucle ouverte

On envoie un signal désigné sur l'entrée du système et on mesure directement la sortie du système comme indiqué sur la figure II.1.

Deux cas peuvent alors se présenter :



**Figure II.1** – Présentation générale du système en boucle ouverte

- Le signal mesuré (Sortie) tend vers une constante. Le système est dit non évolutif.

- Le signal mesuré évolue sans cesse même si la consigne (Entrée) est constante. Le système est évolutif.

### 2.2.2 Système instable en boucle ouverte

On peut dire que le système est instable lorsque la sortie oscille jusque parfois à la destruction de ses équipements. Généralement, ces oscillations sont limitées par les différentes saturations des composants du système, ce qui fait que le système n'est plus linéaire. Dans ce cas l'étude repose sur le fait d'effectuer des essais en boucle fermée, moins risqués pour le matériel. Il en est de même lorsque le système est en production car il n'est pas question à ce moment-là d'ouvrir la boucle. On augmente progressivement le gain du régulateur pour se placer à la limite de l'instabilité. L'image de la sortie devient alors sinusoïdale (on parle alors de pompage ou de limite d'instabilité). On relève alors la valeur du gain critique et de la période d'oscillation puis on calcule les paramètres du régulateur en utilisant des techniques appropriées.

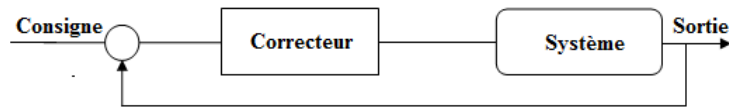
## 2.3 Commande

### 2.3.1 Commande en boucle ouverte

La régulation en boucle ouverte ne peut être mise en œuvre que si l'on connaît la loi régissant le fonctionnement du processus, autrement dit, il est nécessaire de connaître la corrélation entre la valeur mesurée et la grandeur réglante. Un système est dit en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans connaître les grandeurs de sortie. Les inconvénients exigés par le processus, c'est qu'il n'y a aucun moyen de contrôler, à fortiori de compenser les erreurs, les dérives, les accidents qui peuvent intervenir à l'intérieur de la boucle. Enfin, le système en boucle ouverte ne compense pas les signaux de perturbation.

### 2.3.2 Commande en boucle fermée

En régulation, un contrôle en boucle fermée (voir Figure II.2) est une forme de contrôle d'un système qui intègre la réaction. La commande envoyée aux actionneurs, exerce une influence sur la grandeur réglée, de sorte à la maintenir dans des directives fixées, même en présence de perturbations issues de l'extérieur. La rétroaction atténue considérablement l'effet d'une perturbation externe sur le système bouclé grâce à sa transmittance caractéristique d'un filtre. Par ailleurs, la rétroaction permet de rendre le système stable.



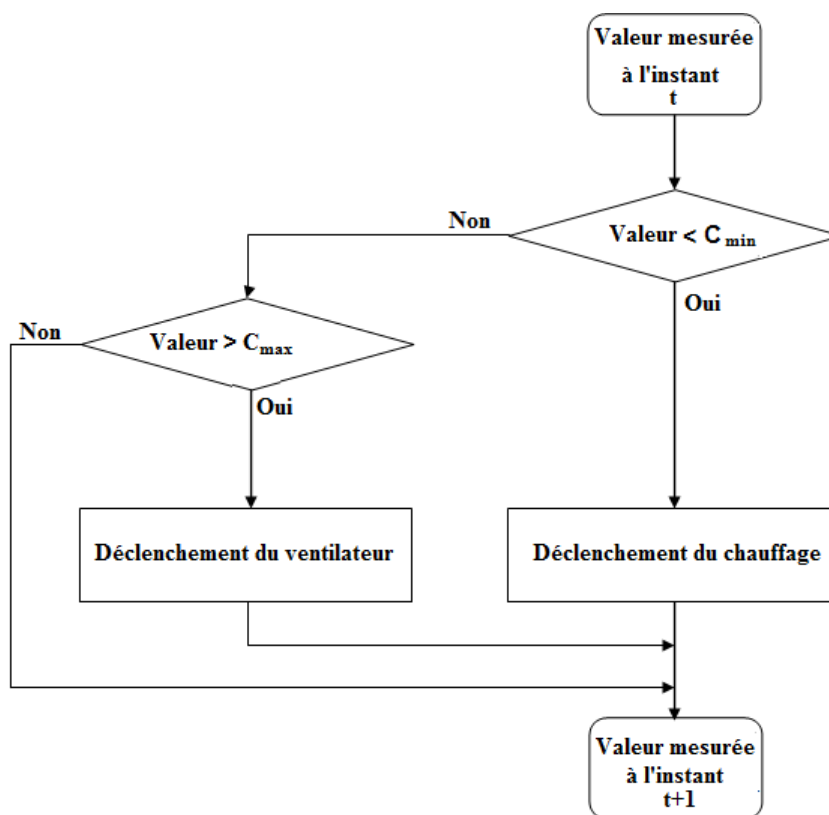
**Figure II.2** – Schéma de régulation en boucle fermée

### 3 Régulation Tout Ou Rien

La plus simple des techniques de contrôle est la régulation Tout Ou Rien (TOR). Elle est utilisée quand la dynamique du procédé est très lente (grande constante de temps). Cette technique de régulation est considérée comme une régulation discontinue car la commande envoyée aux actionneurs varie instantanément. Sa réalisation impose de se fixer une limite inférieure et une limite supérieure de la grandeur réglée. Lorsque la mesure atteint la limite inférieure, l'actionneur, commandé par le régulateur TOR ou tout simplement un relais, prend une position particulière (arrêt ou marche pour un chauffage, ventilateur, ...). La figure II.3 illustre l'organigramme de l'algorithme TOR [13].

De façon analogue, le fait d'atteindre la limite supérieure place l'actionneur dans la position contraire. La mesure oscille donc entre ces deux valeurs extrêmes et sa variation prend l'allure en dents de scie. Ce réglage simple à mettre en œuvre présente l'inconvénient d'être peu précis. Ce type de régulation est très utilisé pour la régulation de température des systèmes thermiques stables à grande inertie thermique et à faible puissance. Le régulateur enclenche le chauffage avec une grande puissance, puis la coupe instantanément une fois la consigne est atteinte ou dépassée de quelques degrés. La chauffe est réenclenchée lorsque l'on repasse de quelques degrés en-dessous la consigne. Il en résulte que la température oscille autour de la consigne mais avec une plus grande fourchette (écart). Cet écart dépend de la bande morte choisie. Plus celui-ci est grand plus la fourchette est grande. Le système est moins précis.

Ce système est tout à fait acceptable pour les systèmes thermiques [14] stables de faible puissance ou de forte inertie thermique. Il en résulte des permutations moins nombreuses du régulateur et de l'organe de puissance. Le système devient moins précis. Ce qui montre bien la nécessité du recours vers les régulateurs à commande variable car ils permettent de rationaliser l'énergie utile pour commander les actionneurs.



**Figure II.3** – Organigramme de la régulation TOR. Légende :  $C_{min}$  : Consigne minimale du paramètre climatique ;  $C_{max}$  : Consigne maximale du paramètre climatique

## 4 Régulateur PID

### 4.1 Bref historique de la commande PID

Les régulateurs de type (Proportionnel : P, Intégral : I et Dérivé : D) ou PID se révèlent suffisants pour résoudre un grand nombre de problèmes de contrôle et ce, particulièrement lorsque la dynamique du système est bénigne et que les exigences en terme de performances sont modestes. Les régulateurs PID répondent à plus de 95% des besoins industriels. Malgré l'expérience acquise au fil des ans, les valeurs choisies, pour les paramètres P, I et D, ne sont pas toujours satisfaisantes, ni adaptées au processus à régler.

L'histoire des régulateurs est déjà longue et il peut être intéressant de rappeler quelques étapes importantes. Les premiers régulateurs de type centrifuge apparaissent vers 1750 pour régler la vitesse des moulins à vent, suivi en 1788 du fameux contrôleur de vitesse d'une machine à vapeur de James Watt. En 1942, Ziegler et Nichols [15] ont proposé deux démarches permettant

de trouver facilement les paramètres optimums pour une installation donnée. Au fil des ans, les propositions de Ziegler et Nichols ont été adaptées ou modifiées selon les besoins. En 1963, Horowitz [16] a ajouté un degré de liberté supplémentaire au régulateur PID afin de mieux contrôler les dépassements obtenus lors d'une réponse indicielle. Ce nouveau degré de liberté consiste, en particulier, à ne réinjecter vers le terme proportionnel qu'une partie du signal de sortie. Au début des années 1990 et dans le but de fournir des règles d'ajustement simples mais plus performantes que celles de Ziegler-Nichols, Åström et ses collaborateurs [17] ont analysé le comportement dynamique d'un grand nombre de processus. Cette analyse a conduit à l'établissement de tableaux servant aux calculs des paramètres P, I et D à partir de mesures simples.

Dans ce qui suit, on présente des notions générales sur les régulateurs PID classiques [18], [19]. Actuellement les études se focalisent de plus en plus sur des techniques de l'amélioration des spécifications de la commande [20], [21].

### 4.2 Description des régulateurs PID

Un régulateur PID remplit essentiellement trois fonctions :

- Fournir un signal de commande  $u(t)$  en tenant compte de l'évolution du signal de sortie  $y(t)$  par rapport à la consigne  $y^*(t)$ .
- Éliminer l'erreur statique grâce au terme intégrateur.
- Anticiper les variations de la sortie grâce au terme dérivateur.

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

$$u(t) = (K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t)) \quad (\text{II.1})$$

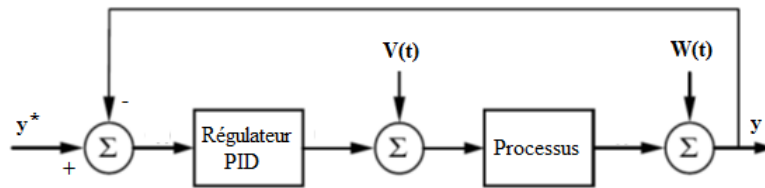
L'écart se définit par,

$$e(t) = y^*(t) - y(t) \quad (\text{II.2})$$

où  $y^*(t)$  est la consigne et  $y(t)$  est la sortie mesurée par le capteur. En prenant la transformée de Laplace de l'équation II.1, on obtient la fonction de transfert du correcteur II.3.

$$C(p) = K_p + K_i \frac{1}{p} + K_d p \quad (\text{II.3})$$

Cette combinaison des termes P, I et D est aussi désignée sous le nom de forme parallèle ou non-interactive. Le schéma fonctionnel d'un processus réglé à l'aide d'un tel régulateur est donné à la figure II.4.



**Figure II.4** – Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID classique

La figure II.4 illustre le principe général d'un processus réglé par PID où on y trouve les perturbations  $V(t)$  et  $W(t)$ . Ces bruits sont généralement issus des capteurs et des actionneurs du système. Pour atteindre les performances souhaitées d'un régulateur on tend à apporter les modifications suivantes : On réduit l'effet de la consigne sur le terme proportionnel pour minimiser les dépassements en conservant un faible temps de réglage. L'écart est alors défini par :

$$e_p(t) = K_p(y^*(t) - y(t)) \quad (\text{II.4})$$

Suivant le dépassement souhaité, le paramètre  $K_p$  de pondération est choisi entre 0 et 1. Afin d'éviter de fortes amplitudes du signal de commande lors de brusques variations de la consigne, on diminue ou on annule l'effet de la consigne sur le terme dérivé :

$$e_d(t) = K_d(y^*(t) - y(t)) \quad (\text{II.5})$$

La description temporelle du régulateur PID modifié est alors la suivante : Tenant compte des définitions des trois écarts, le signal de commande  $u(t)$  s'écrit :

$$u(t) = (K_p y^*(t) + K_i \int y^*(t) + K_d \frac{d}{dt} y^*(t)) - (K_p y + K_i \int y + K_d \frac{d}{dt} y) \quad (\text{II.6})$$

dont la transformée de Laplace vaut :

$$U(p) = (K_p + K_i \frac{1}{p} + K_d p)Y^*(p) - (K_p + K_i \frac{1}{p} + K_d p)Y(p) \quad (\text{II.7})$$

Le régulateur PID ainsi modifié fait apparaître deux fonctions de transfert associées à la consigne pour l'une, et au signal réglé pour l'autre :

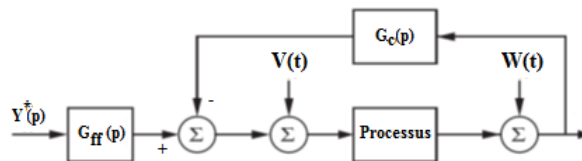
– Pour  $Y(p) = 0$ ,

$$G_{ff}(p) = \frac{U(p)}{Y^*(p)} = K_p + K_i \frac{1}{p} + K_d p \quad (\text{II.8})$$

– Pour  $Y^*(p) = 0$ ,

$$G_c(p) = K_p + K_i \frac{1}{p} + K_d p \quad (\text{II.9})$$

Le schéma fonctionnel d'un processus réglé à l'aide de ce régulateur est donné par la figure II.5. On dit que ce régulateur possède deux degrés de libertés.



**Figure II.5** – Schéma fonctionnel d'un processus réglé par un PID modifié

D'un point de vue pratique, deux autres modifications sont fréquemment apportées au régulateur PID. Afin de diminuer l'influence du bruit hautes–fréquences, on limite le gain HF du dérivateur en remplaçant le terme  $K_d p$  par la fonction de transfert suivante, avec  $\tau$  très petit :

$$G_d(p) = K_d \frac{p}{1 + \tau p} \quad (\text{II.10})$$

En présence du terme intégral et dans le cas où l'écart tarde à s'annuler, la composante intégrale peut croître sans cesse et entraîner la saturation du convertisseur AN ou de l'actuateur commandant le processus. Puis, lors du changement de signe de l'écart, il faudra attendre que la composante intégrale décroisse suffisamment pour ne plus saturer les éléments qui se trouvent en aval. Pour éviter ce temps perdu, on introduit une limitation sur la valeur maximum que peut atteindre le terme intégral. On notera qu'avec cette modification, le régulateur ne peut plus être considéré comme linéaire.



### 4.3 Formulation numérique du régulateur PID

Il est bien clair qu'un régulateur tel que celui décrit ci-dessus sera réalisé sous forme numérique. Dans la mesure où la période d'échantillonnage  $T_e$  est suffisamment petite, on peut se contenter de remplacer l'équation différentielle du régulateur PID par une équation aux différences prenant en compte les équivalents numériques des écarts aux instants d'échantillonnage  $kT_e$ , avec,  $k = 1, 2, \dots$  :

$$e_p[k] = K_p (y^*[k] - y[k]) \quad (\text{II.11})$$

$$e_i[k] = K_i (y^*[k] - y[k]) \quad (\text{II.12})$$

$$e_d[k] = K_d (y^*[k] - y[k]) \quad (\text{II.13})$$

- Terme intégral : On remplace le terme intégral par la somme des écarts et la différentielle  $dt$ , par la période d'échantillonnage  $T_e$ . On a donc :

$$u_i(k) = \frac{T_e}{T_i} \sum_{n=0}^N e(n) = u_i(k-1) + \frac{T_e}{T_i} e(N) \quad (\text{II.14})$$

Afin d'éviter que l'intégrateur accumule l'écart au-delà de valeurs pouvant conduire à des saturations, il est judicieux de limiter le terme  $u_i[k]$  entre  $U_{i,min}$  et  $U_{i,max}$  définis au préalable.

- Terme dérivé : Pour trouver l'équivalent numérique du terme dérivé, il faut partir de l'équation différentielle représentant la fonction de transfert  $G_d(p)$  :

$$G_d(p) = \frac{U_d(p)}{E_d(p)} = K_d \frac{p}{1 + \tau p} \quad (\text{II.15})$$

En effectuant les produits croisés, on obtient :

$$U_d(p) (1 + \tau p) = K_d E_d(p) p \quad (\text{II.16})$$

À cette expression correspond l'équation différentielle suivante :

$$u_d(t) = K_d \frac{d}{dt} E_d(t) - \tau \frac{d}{dt} (u_d(t)) \quad (\text{II.17})$$

dont l'équivalent numérique est :

$$u_d(k) = K_d \frac{(E_d(k) - E_d(k-1))}{T_e} - \tau \frac{(u_d(k)) - (u_d(k-1))}{T_e} \quad (\text{II.18})$$

On en déduit alors l'expression permettant de calculer le terme dérivé :

$$u_d(k) = \frac{K_d}{(1 + \frac{\tau}{T_e})} \frac{(E_d(k) - E_d(k-1))}{T_e} + \frac{\tau}{(1 + \frac{\tau}{T_e})} \frac{(u_d(k-1))}{T_e} \quad (\text{II.19})$$

- Signal de commande : Le signal de commande est la somme des 3 composantes multipliées par  $K_p$  :

$$u[k] = K_p(e[k] + u_i[k] + u_d[k]) \quad (\text{II.20})$$

- Algorithme numérique : Une fois les variables et paramètres initialisés, le régulateur devra, à chaque instant d'échantillonnage, lire le signal réglé  $y$  à l'aide du convertisseur A/N, obtenir la consigne  $y^*[k]$  qui est généralement fournie par le programme de supervision et effectuer les opérations de l'équation II.11. Puis on calcule  $u_i$  et  $u_d$  des équations II.14 et II.18. Tenant compte des grandeurs ainsi obtenues, il fournira le signal de commande  $u$  au convertisseur NA :

### 4.4 Méthodes de réglages des paramètres P, I et D

Il existe plusieurs méthodes pour régler une boucle de régulation [22] dont les plus courantes sont :

- La méthode par identification de procédé : L'identification du procédé permet d'établir les caractéristiques du procédé (gain statique, constante de temps, temps mort). Les actions P, I et D sont calculées en fonction de ces caractéristiques. Cette méthode convient aux procédés à grande inertie.
- La méthode de Ziegler et Nichols : L'observation de la réponse du procédé permet de déduire les caractéristiques du procédé et d'en déduire, en fonction des règles de calcul définies par Ziegler et Nichols, les paramètres P, I et D.
- La méthode par approches successives : Elle consiste à modifier progressivement les paramètres et observer la réaction de manière à s'approcher de la réponse optimale. Cette méthode est simple et adaptée aux procédés rapides où le temps mort est négligeable.

#### 4.4.1 Méthode de Ziegler et Nichols

Le procédé doit être stabilisé au point de fonctionnement. Avec  $D = 0$  et  $I$  au maximum (inopérant) et  $P$  faible au départ. En faisant varier  $P$ , on applique une variation de consigne d'un échelon jusqu'à provoquer une oscillation entretenue. La période  $T$  de cette oscillation

ainsi que le gain  $G$  permettent de calculer  $P$ ,  $I$  et  $D$  suivant le tableau de Ziegler et Nichols. Le tableau II.1 illustre l'ensemble des calculs nécessaires pour déterminer les gains de réglages des différentes structures du PID.

Structure PID	PID en série	PID parallèle	PID mixte 1	PID mixte 2
P	$\frac{320}{G}$	$\frac{170}{G}$	$\frac{170}{G}$	$\frac{170}{G}$
I	$\frac{T}{4}$	$\frac{(0.85 \times T)}{G}$	$\frac{T}{2}$	$\frac{T}{2}$
D	$\frac{T}{4}$	$\frac{(T \times G)}{13.3}$	$\frac{T}{8}$	$\frac{(T \times G)}{13.3}$

Tableau II.1 – Calcul des gains de réglage selon la structure du PID

#### 4.4.2 Méthode par approches successives

Le procédé doit être stabilisé au point de fonctionnement.

- Réglage de  $P$  :  $P$  faible,  $D = 0$  et  $I$  doit être maximal pour être inopérant. En appliquant un échelon de 5% à 10% sur la consigne, la réaction doit se rapprocher de la forme du milieu. Si l'action proportionnelle est trop faible, augmenter le gain et inversement si

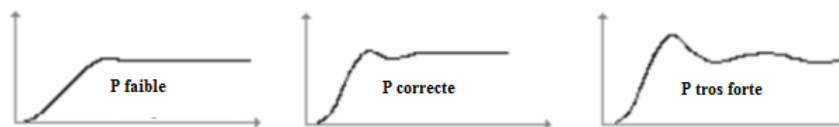


Figure II.6 – Action de la bande proportionnelle

l'action proportionnelle est trop forte.

- Réglage de  $D$  :  $D$  n'est utile que si le procédé induit un temps mort.  $D = \frac{T_r}{3}$  environ ( $T_r$  : temps mort). L'action de  $D$  doit permettre de se rapprocher au mieux de la figure du milieu. Il faut choisir un réglage de l'action dérivée qui minimise (ou élimine) le premier dépassement.
- Réglage de  $I$  : L'intégrale n'est utile que s'il existe un écart résiduel entre la mesure et la consigne. Il faut choisir un réglage de l'action intégrale qui donne une réponse de la mesure avec un premier dépassement, par rapport à la consigne, d'environ 10% à 15% de la variation de la mesure.

### 4.4.3 Réglage d'un régulateur PID à partir du modèle de Broïda

**Méthode de Broïda** La méthode d'identification empirique de Broïda se base sur l'allure de la réponse indicielle du système en boucle ouverte en approchant le comportement du système par une fonction de transfert de la forme suivante :

$$H(p) = \frac{Y(p)}{U(p)} = \frac{K}{1 + Tp} e^{-\tau p} \quad (\text{II.21})$$

La méthode de Broïda [23] est une méthode graphique qui consiste à mesurer les temps  $T_1$  et  $T_2$  où, l'on observe respectivement 28% et 40% de l'amplitude maximale de la réponse indicielle. On en déduit les paramètres suivants : le gain statique  $K$ , le retard  $\tau$  et la constante de temps  $T$  à l'aide des relations suivantes :

$$K = \frac{\Delta u}{\Delta s}, \quad \tau = 5.5(T_2 - T_1) \quad T = 2.8T_1 - 1.8T_1 \quad (\text{II.22})$$

$\Delta u$  représente la variation entre l'amplitude maximale et minimale de l'échelon envoyé au système.  $\Delta s$  représente la variation d'amplitudes maximale et minimale de la sortie mesurée.

**Calcul des gains PID** Avant de calculer les gains du régulateur PID, on choisit le type de régulateur selon la valeur de la réglabilité. Cette dernière est définie par  $\frac{\tau}{T}$ . Le tableau II.2 illustre le choix de la structure de commande selon la valeur de la réglabilité [23].

Réglabilité $\tau/T$	10 à 20	5 à 10	2 à 5	> 20	< 20
Régulateur	P	PI	PID	Tout Ou Rien	Limite de PID

**Tableau II.2** – Choix de type de régulateur selon la réglabilité

Le tableau II.3 donne les gains de réglage ( $k_p$ ,  $k_i$  et  $k_p$ ) selon la structure du régulateur PID : P, PI série, PI parallèle, PID série, PID série, PID parallèle et PID mixte. Ces structures sont utilisées pour le contrôle des systèmes stables. Dans notre cas, nous avons utilisé la structure de type PID parallèle car le taux de réglabilité du modèle dynamique obtenu est entre 2 et 5 comme le montre le tableau II.2.



du système, en écrivant formellement :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u) \quad (\text{II.24})$$

Où,  $f$  est un champ de vecteur paramétré par le vecteur d'entrée  $u \in \mathfrak{R}$ , chaque  $(x, u)$  est associé à une direction  $f(x, u)$ . C'est la direction vers laquelle le système évolue.

Le recours aux outils informatiques exige que la plupart des techniques d'identifications travaillent dans le domaine temporel discret. On peut donc lier le système de modèles discrets et continus en utilisant les transformations de conversion du système continu au système discret. Prenons, par exemple, le système d'équation d'état continu suivant [28] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Où,  $x$  est la variable de l'état,  $u$  est le vecteur de commande,  $y$  est le vecteur de variables contrôlées,  $A$ ,  $B$  et  $C$  sont respectivement la matrice de l'état du système, la matrice de commande et la matrice d'observation, qui pourront être réécrit sous forme d'une équation récurrente suivante, mais avec des matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  différentes :

$$\begin{cases} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Tout en prenant  $t = k T_e$ . Où  $T_e$  représente le temps d'échantillonnage du système.

### 5.1.2 Passage d'une représentation d'état à la fonction de transfert continue

Reprenons la représentation d'état continu représenté par le système d'équation II.25 dont nous allons prendre la transformée de Laplace qui présuppose une condition initiale nulle :

$$\begin{cases} pX(p) &= AX(p) + BU(p) \\ Y(p) &= CX(p) + DU(p) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

La relation II.27 mène à :

$$\begin{cases} (pI - A)X(p) &= BU(p) \\ Y(p) &= CX(p) + DU(p) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Il vient :

$$Y(p) = C(pI - A)^{-1}BU(p) + DU(p) \quad (\text{II.29})$$

Finalement, on trouve la fonction de transfert suivante :

$$Y(p) = H(p)U(p) \quad \text{avec} \quad H(p) = C(pI - A)^{-1}B + D \quad (\text{II.30})$$

### 5.1.3 Principe de la commande LQG

Soit le système stochastique suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + Le(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) + Ke(t) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Où,  $L$  et  $K$  sont des gains sur les bruits blancs gaussiens sur l'état et sur la sortie du système. Un bruit est un signal aléatoire qui est :

- blanc si sa fonction d'autocorrelation est proportionnelle à l'impulsion de Dirac.
- Gaussien si sa variable aléatoire gaussienne subit la loi de probabilité normale.
- Centré si son espérance mathématique est nul.

Le critère d'optimalité doit porter sur une grandeur probabiliste : l'espérance mathématique d'un critère quadratique. Par ailleurs, la sortie (vecteur des grandeurs à régler, ou des variables mesurées) est soumise à des perturbations : le rejet ou atténuation de ces bruits ne peut pas être obtenu par retour d'état. Le critère optimisé standard de type temporel, qui permet d'opérer un compromis entre le temps de convergence et la consommation de commande, est le suivant [29–31] :

$$J = \int_0^{\infty} [x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)]dt \quad (\text{II.32})$$

Où  $Q$  et  $R$  sont les matrices de pondération qui sont symétriques et définies positives.

### 5.1.4 Théorème de séparation

Un observateur d'état (ou reconstituteur) est un filtre qui permet de reconstruire l'état du système à partir de son modèle dynamique qui est généralement représenté sous forme d'espace d'état. La sortie de ce filtre est un vecteur proche du vecteur d'état du système. La connaissance d'un modèle du système dynamique et de ses entrées permet de restituer un état du système à partir des mesures de sortie. Soit le système déterministe suivant (sans bruit aléatoire) :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

à partir duquel, on construit l'observateur d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + Bu(t) + L\nu(t) \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) \\ \nu(t) &= y(t) - \hat{y}(t) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

L'écart entre les vecteurs de l'état s'écrit de la manière suivante :

$$\begin{cases} e(t) &= x(t) - \hat{x}(t) \\ \dot{e}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

En remplaçant les vecteurs d'états par leur expression de l'équation [II.35](#), on obtient la relation [II.36](#).

$$\begin{cases} \dot{e}(t) &= Ax(t) + Bu(t) - [A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t))] \\ &= [A(x(t) - \hat{x}(t)) - LC(x(t) - \hat{x}(t))] \\ &= [A - LC](x(t) - \hat{x}(t)) = [A - LC]e(t) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Si les valeurs propres de la matrice  $A - LC$  sont toutes dans le demi-plan complexe gauche, ce système est asymptotiquement stable et le vecteur d'erreur entre l'état  $x$  et l'état  $\hat{x}$  tend exponentiellement vers zéro. On dit qu'on a construit un observateur : son état tend  $\hat{x}$  exponentiellement vers l'état  $x$  du système. Pour réaliser une commande à retour de sortie, on peut donc utiliser un observateur d'état et effectuer une commande à retour d'état en utilisant l'état observé (état de l'observateur).



$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) - BK\hat{x}(t) + w(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) - [BK + LC]\hat{x}(t) + Lv(t) + LCx(t) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

qui peuvent être écrites sous la forme :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) - BK[x(t) - e(t)] + w(t) \quad (\text{II.38})$$

$$\dot{e}(t) = [A - LC]e(t) + w(t) - Lv(t) \quad (\text{II.39})$$

ou bien, rassemblées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{e}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ e(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & 0 \\ I & -L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ v \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

La matrice d'évolution est le bloc-triangulaire. Ses valeurs propres sont les valeurs propres des blocs de la diagonale :  $[A - BK]$ ,  $[A - LC]$ . Les dynamiques du retour d'état d'une part, et de l'observateur d'autre part, sont séparées. On peut régler les valeurs propres de la commande par la matrice de retour d'état  $K$ , de façon indépendante des valeurs propres de l'observateur que l'on règle par le choix de la matrice  $L$ . L'étude faite pour séparer le retour dynamique de l'état et de l'observateur est appelée principe de séparation qu'on va démontrer dans ce qui suit :

$$\begin{aligned} J_{LQG} &= E \left( \int_0^\infty [x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)]dt \right) \\ &= E \left( \int_0^\infty [(\hat{x} + \hat{e})^T(t)Q(\hat{x} + \hat{e})(t) + u^T(t)Ru(t)]dt \right) \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

où  $\hat{x}$  et  $u$  sont respectivement les estimés de variable interne du système et de l'entrée du système.  $\hat{e} = x - \hat{x}$ . Puisque  $x$  et  $u$  ne sont pas aléatoires, il vient :

$$J_{LQG} = \int_0^\infty [\hat{x}^T(t)Qx(t) + u^T Ru(t)]dt + 2 \int_0^\infty [\hat{x}^T QE(e)]dt + E(\int_0^\infty [e^T Qe]dt) \quad (\text{II.42})$$

Pour  $e$  une variable aléatoire centrée, alors  $E(e) = 0$ , il vient,

$$J_{LQG} = J_{LQ} + E\left(\int_0^\infty [e^T Qe]dt\right) \quad (\text{II.43})$$

avec,  $J_{LQ}$  est un critère de type  $LQ$  portant sur l'état  $\hat{x}$  de l'observateur. L'observateur devra donc être conçu pour que la quantité  $\int_0^\infty [e^T Qe]$  soit minimale. Cet observateur est appelé

l'observateur optimal de Kalman.

### 5.1.5 Propriétés de la commande LQ

La condition principale pour l'application de la commande LQ à retour d'état est que la paire  $(A, B)$  soit stabilisable, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de mode instable et ingouvernable dans le système à contrôler. Cette commande permet d'assurer pour un système à son point nominal, de minimiser un critère  $J$  exprimé par l'équation II.44 grâce à un retour d'état, où  $K$  est calculé par II.45.

$$J = \int_0^{\infty} (X^T Q X + Y^T R Y) dt \quad (\text{II.44})$$

$$K = R^{-1} B^T P \quad (\text{II.45})$$

La minimisation du critère se fait en résolvant l'équation de Riccati. Cette résolution fait appel à des méthodes relativement mieux connues et mieux établies, y compris dans le contrôle de la température sous serre. La résolution par le logiciel Matlab est facilitée par la présence des fonctions de résolution lqg ou lqr. Les matrices  $Q$  et  $R$  doivent être spécifiées car les performances de la commande dépendent fortement des valeurs numériques des coefficients des matrices de pondérations  $Q$  et  $R$ . La résolution se fait en choisissant les poids correspondants aux matrices de pondérations  $Q$  et  $R$  qui ont besoin des paramètres d'état connus du système  $(A, B)$ . Ce n'est donc pas une méthode robuste mais la minimisation de ce critère permet d'obtenir de bonnes performances en robustesse [32].

## 5.2 Formulation numérique du LQG

Soit le système décrit par l'équation discrète suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + Lw(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) + \nu(k) \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

où  $u(k)$  est l'entrée du procédé,  $y(k)$  est la sortie,  $w(k)$  et  $\nu(k)$  représentent des séquences gaussiennes de moyennes nulles, et  $x(k)$  est le vecteur d'état. L'objectif visé est de prédire, à partir de l'état initial, une suite d'entrées  $u$  qui permet à la sortie  $y$  du processus de suivre une trajectoire de référence fixée par l'utilisateur. La structure de la commande  $u$  est conditionnée

---

## II.5 Régulateur Linéaire Quadratique Gaussien (LQG)

par l'utilisation du critère  $J(N)$  à minimiser [33] :

$$J(N) = \sum_{k=0}^N (y(k) - y_r(k))^2 + \lambda (u(k))^2 \quad (\text{II.47})$$

avec  $N$ , l'horizon de la commande LQG,  $y_r$  est la trajectoire de référence, et  $\lambda$  est le facteur de pondération qui permet de moduler le compromis entre l'erreur de poursuite et les séquences d'entrée  $u$ .

Le critère à minimiser vise d'une part à obtenir de meilleures stabilités du système et d'autre part à contrôler les systèmes à non minimum de phase. Pour un horizon infini de la commande, le critère devient [34] :

$$J = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (y(k) - y_r(k))^2 + \lambda u(k)^2 \quad (\text{II.48})$$

Ce critère est minimal pour la loi de commande suivante :

$$u(k) = -L(k)x(k) + r(k) \quad (\text{II.49})$$

avec,

$$L(k) = ((\lambda + B^T R(k)B)^{-1} B^T V(k)) \quad (\text{II.50})$$

$$V(k) = (A - BL(k))^T - C y_r(k) \quad (\text{II.51})$$

$$R(k) = A^T R(k-1)A - A^T R(k-1)B(\lambda + B^T R(k-1)A + C^T C) \quad (\text{II.52})$$

avec  $R(0) > 0$ . La solution de l'équation algébrique de Riccati, joue un rôle important pour la stabilité de la commande LQG. L'existence de la solution est liée aux deux conditions suivantes :

- La paire  $(A, B)$  doit être stabilisable. Cette condition permet de garantir la stabilité de la commande LQG.
- La paire  $(C, A)$  doit être observable. Cette condition permet d'assurer la stabilité de l'estimateur.

La commande LQG nécessite que toutes les variables d'état soient mesurables. Pour estimer le vecteur d'état  $x(t)$  nous avons utilisé un observateur d'état obtenu par modification de la

représentation d'état du système [35] :

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + K(k)(y(k) - Cx(k)) \quad (\text{II.53})$$

avec,  $K(k)$  est le gain du filtre de Kalman.

### 5.3 Aspects pratiques de la commande LQG

La commande LQG est caractérisée par les propriétés suivantes :

- Elle est très simple à mettre en œuvre car l'équation de Riccati est itérée une seule fois à chaque période d'échantillonnage.
- Elle permet de réaliser les performances désirées sans erreur statique : le modèle interne des perturbations externes est incorporé dans la loi de commande.
- Elle est linéaire.
- Elle conduit à un système asymptotiquement stable pourvu que les hypothèses de stabilité et d'observabilité indiquées ci-dessus soient satisfaites.

En outre, cette commande consiste à combiner la commande LQ et l'estimateur d'état. Or cette combinaison pouvait entraîner une dégradation de la stabilité si aucune précision n'est prise. Nous proposons de procéder à un choix adéquat des paramètres de synthèse de la commande LQG, tels que le paramètre de pondération et l'horizon de prédiction, en se basant sur les performances de la commande en régulation et en poursuite.

Les principales étapes à chaque période d'échantillonnage de l'algorithme de commande LQG sont :

- Établissement des équations relatives aux variables d'état ;
- Résolution de l'équation de Riccati ;
- Calcul de la commande.

La synthèse de la commande LQG nécessite l'application de la modélisation du système sous forme d'espace d'état. Pour ce faire, nous avons recours à l'algorithme d'identification sous forme d'espace d'état appelé N4SID.

## 5.4 Technique d'identification par les sous espaces d'états

### 5.4.1 Formulation du problème

La réalisation d'un système linéaire discret consiste à rendre le système sous la forme :

$$\begin{cases} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

où,  $x(k) \in \mathfrak{R}^n$ ,  $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ ,  $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$ ,  $C \in \mathfrak{R}^{p \times m}$ ,  $D \in \mathfrak{R}^{p \times m}$ ,  $u(k)$  et  $y(k)$  sont respectivement l'entrée et la sortie du système. L'objectif des techniques d'identifications par des sous espaces d'états est de déterminer les matrices  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$ . Si le système est soumis à une impulsion définie par :

$$u(k) = \begin{cases} 1 & \text{si } k = 0 \\ 0 & \text{si } k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

La réponse impulsionnelle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$y(k) = \begin{cases} D & \text{si } k = 0 \\ CA^{k-1}B & \text{si } k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

Il peut être remarqué que la matrice  $D$  peut être obtenue à partir de l'équation II.56 en donnant à  $k = 0$ , soit  $D = y(0)$ . Pour obtenir les autres matrices de la représentation d'état, il faut introduire la matrice de Hankel  $H$  constituée des différentes valeurs du vecteur de sortie à différents instants, en remarquant que [36] :

$$H = \begin{pmatrix} y(1) & y(2) & \dots & y(n_e) \\ y(2) & y(3) & \dots & y(n_e + 1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(K_e) & y(K_e + 1) & \dots & y(n_e + K_e - 1) \end{pmatrix} \quad (\text{II.57})$$

$$= \begin{pmatrix} CB & CAB & \dots & CA^{n_e-1}B \\ CAB & CA^2B & \dots & y(n_e) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{K_e-1}B & CA^{K_e}B & \dots & CA^{K_e+n_e-1}B \end{pmatrix} \quad (\text{II.58})$$

On montre alors aisément que la matrice  $H$  se factorise de la manière suivante :

$$H = LQ \quad (\text{II.59})$$

avec,

$$L = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n_e-1} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Q = \begin{bmatrix} B & AB & \dots & A^{n_e-1}B \end{bmatrix} \quad (\text{II.60})$$

Ces deux matrices  $L$  et  $Q$  sont appelées, respectivement, matrices d'observabilité et de contrôlabilité. Si le système est contrôlable et observable, elles sont de rang plein. C'est une condition nécessaire et suffisante pour que le système de l'équation II.57 soit minimal. Cela veut dire que le rang de  $H$  (qui est automatiquement de rang plein) est égal à la dimension du système.

### 5.4.2 Algorithme N4SID

Dans cette méthode, les données d'entrée et de sortie mesurées et l'état sont regroupées dans deux ensembles de mesures dénommés « passé » et « futur ». Les méthodes des sous-espaces s'inspirent de la théorie de la réalisation [37] et ont pour objectif de fournir un modèle d'état discret, linéaire et invariant du système étudié. L'équation d'état future est estimée pour reconstruire toutes les matrices d'état. Pour réaliser cet objet, une projection oblique est utilisée pour éviter le régime forcé et représenter l'équation d'état future par l'ensemble de données mesurées. Comme approche initiale, la méthode de réalisation "Eigensystem Realization Algorithm (ERA)" qui sera développée dans cette section, permet de fournir une représentation d'état du système sous une forme discrète dans un contexte non-bruité :

$$\begin{cases} x(k+1) & = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) & = Cx(k) + Du(k) \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

où,  $k = 0, 1, \dots, r - 1$  avec  $r$  est le nombre de données.

Les données d'entrée et de sortie sont mesurées et rassemblées sous forme matricielle pour

---

## II.5 Régulateur Linéaire Quadratique Gaussien (LQG)

$2K + (N - 1)$  instants d'échantillonnage :

$$\begin{cases} U = [u(0) \ u(1) \ \dots \ u(K + N - 2)] \ \dots \ u(2K + N - 1)] \\ Y = [y(0) \ y(1) \ \dots \ y(K + N - 1) \ \dots \ y(2K + N - 1)] \end{cases} \quad (\text{II.62})$$

Les séquences des données de l'équation et les séquences de la variable d'état satisfont l'équation d'état suivante [36] :

$$Y = LX + HU \quad (\text{II.63})$$

avec  $Y$  est la séquence consécutive de  $y[k]$ ,  $U$  est la séquence consécutive de  $u[k]$ ,  $X$  la séquence consécutive de la variable d'état  $x[k]$  et  $L$  est la matrice d'observabilité étendue présentée à l'équation (II.63).  $H$  est la matrice triangulaire inférieure de la matrice block Toeplitz qui contient les paramètres de Markov suivants :

$$H = \begin{pmatrix} D & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB & D & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & D & \dots & 0 \\ CA^2B & CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ CA^{n_e-2}B & CA^{n_e-3}B & CA^{n_e-4}B & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.64})$$

La séquence entrée/sortie des données peut être représentée par deux séquences :

$$Y_p = L_p X_p + H_p U_p \quad (\text{II.65})$$

$$Y_f = L_f X_f + H_f U_f \quad (\text{II.66})$$

et on définit les matrices ci-dessous par :

$$L_1 = \begin{bmatrix} Y_p \\ U_p \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad L_2 = \begin{bmatrix} Y_f \\ U_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

La décomposition en valeurs singulières SVD de  $L = \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}$  est :

$$H = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} V \quad (\text{II.68})$$

Le vecteur  $X$  se calcule comme suit :

$$X = U_q^T U_{12}^T H_1$$

où,  $U_q$  est calculé par la décomposition en valeurs singulières de la matrice  $U_{12}^T U_{11} S_{11}$ .

$$U_{12}^T U_{11} S_{11} = \begin{bmatrix} U_q & U_q^\perp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_q & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q^T \\ V_q^\perp \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Finalement, les matrices d'états  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  peuvent être calculées par la résolution de l'ensemble linéaire d'équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} U_q^T U_{12}^T U(m+l+1 : (i+1)(m+l), :)S \\ U(mi+li+m+1 : (m+l)(i+1), :)S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_q^T U_{12}^T U(1 : mi+li, :)S \\ U(mi+li+1 : mi+li+m, :)S \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

avec,  $m$  et  $l$  sont respectivement nombres d'entrées et de sorties du système étudié,  $mi$  nombres de ligne de  $U$  et  $li$  est le nombre de lignes de  $L$ .

### 5.4.3 Avantages de N4SID

Ces méthodes connues sous le nom de N4Sid en anglais *Subspace State Space System Identification* sont assez récentes. Elles ont été développées depuis des années 90 et partent de la formulation du système MIMO en variables d'états. La méthode consiste à calculer les paramètres de ce modèle à partir de la décomposition des valeurs singulières des matrices de Hankel construites sur la base des données d'entrées/sorties.

L'algorithme de N4SID permet de modéliser les processus sous forme de la représentation d'espace d'état à travers la projection des entrées et des sorties mesurées. Il permet de déterminer l'ordre du système en appliquant la technique de valeur singulière dominante de la matrice appelée en anglais (Dominant singular value).



Un des avantages majeurs de N4SID est qu'il est non itératif et ne nécessite d'y impliquer les méthodes d'optimisations non linéaires. Ce qu'il lui permet de palier les problèmes exposés lors de l'application des techniques itératives qui souffrent de la non garantie de la convergence et de la minimisation de critère visé ainsi qu'à la sensibilité à l'estimation de l'état initial.

Ces caractéristiques font que l'implémentation d'une telle méthode est attractive et permet d'obtenir une représentation d'état du système facilitant l'implémentation de la commande LQG.

## 6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé deux approches basées sur des méthodes d'identifications. Ces approches ont pour but d'imposer les échelons de températures à l'intérieur de la serre. Dans un premier temps, nous avons donné une brève description sur le fonctionnement de la commande TOR. Ensuite, nous avons donné une étude théorique sur les lois de commande PID et de commande par retour d'état nommée commande LQG.

La commande Tout Ou Rien est le point de départ de la plupart des régulations industrielles. Dans notre cas, nous l'avons utilisé pour la comparer avec les autres commandes utilisées. Nous avons, par ailleurs, présenté l'état de l'art des Méthode de Ziegler et Nichols, Méthode par approches successives et Réglage PID à partir du modèle de Broïda qui permettent de déterminer les paramètres de La commande PID. Nous avons, par la suite, proposé la méthode Broïda pour déterminer la fonction de transfert sous forme d'un système de premier ordre à retard. En effet la commande PID se base sur la modélisation par une fonction de transfert continue.

La commande LQG se base sur la modélisation par équation d'état discrète. Pour ce faire, nous avons fait appel à l'algorithme N4SID qui permet de déterminer directement les matrices d'état du processus. Cette commande permet facilement de procéder à un choix adéquat des paramètres de pondération et l'horizon de prédiction, en se basant sur les performances de la commande en régulation et en poursuite. Dans le chapitre suivant, nous donnerons les détails de l'approche de commande sans et proposerons quelques algorithmes pour la commande PI-intelligent monovariante et la généraliser pour le système multivariante.



---

## Bibliographie

- [1] B. DRAOUI, T. BOULARD, F. NEIRAC, AND A. BAILLE. *Modèle de bilan hydrique d'une serre horticole application à l'identification*. Revue des Énergies Renouvelables **9**(3), 173–185 (2006). 47
- [2] F. BOUNAAMA, B. DRAOUI, A. HASNI, ET AL. *Modélisation neuro-flou du bilan hydrique d'une serre horticole*. 13<sup>eme</sup> Journées Internationales de Thermique (2007). 47
- [3] H. ARAB-ALIBEIK AND S. SETAYESHI. *Improved temperature control of a pwr nuclear reactor using an lqg/ltr based controller*. Nuclear Science, IEEE Transactions on **50**(1), 211–218 (2003). 47
- [4] R. CAPONETTO, L. FORTUNA, G. NUNNARI, L. OCCHIPINTI, AND M.G. XIBILIA. *Soft computing for greenhouse climate control*. Fuzzy Systems, IEEE Transactions **8**(6), 753–760 (2000).
- [5] M.Y. EL GHOUMARI, H.J. TANTAU, AND J. SERRANO. *Non-linear constrained mpc : Real-time implementation of greenhouse air temperature control*. Computers and Electronics in Agriculture **49**(3), 345–356 (2005). 47
- [6] P. DE LARMINAT. *Automatique : commande des systèmes linéaires*. Hermes Paris (1993). 47
- [7] H. BOURLÈS. *Systèmes linéaires : de la modélisation à la commande*. Lavoisier (2006). 47
- [8] H.J. TANTAU. *Greenhouse climate control using mathematical models*. Proceeding in Symposium Greenhouse Climate and its Control **174**, 449–460 (1985). 47
- [9] A.J. UDINK TEN CATE. *Modeling and (adaptive) control of greenhouse climates*. PhDThesis, Institute of Agricultural and Environmental Engineering and Physics, The Netherlands, PO Box **43** (1983). 47
- [10] N. SIGRIMIS AND N. RERRAS. *A linear model for greenhouse control*. Transactions of the ASAE **39**(1), 253–261 (1996).

## Bibliographie

---

- [11] P. EREDICS AND T.P. DOBROWIECKI. *Hybrid knowledge modeling for an intelligent greenhouse*. Proceeding in 8<sup>th</sup> International Symposium Intelligent Systems and Informatics (SISI), IEEE 459-463 (2010). [47](#)
- [12] É. BOILLOT. *Asservissements et régulations continus : Analyse et synthèse, problèmes avec solutions*. Éditions Technip (2000). [48](#)
- [13] H. AIT BOUH. *Conception, développement et mise en place d'un système de pilotage automatique du climat et de la fertirrigation goutte à goutte sous serre*. Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences, Meknès (2003). [50](#)
- [14] J.F. BOURGEOIS. *Automatisme et régulation des équipements thermiques*. Édition Techniques Ingénieur (1998). [50](#)
- [15] J.G. ZIEGLER AND N.B. NICHOLS. *Optimum settings for automatic controllers*. Transactions ASME **64**(11) (1942). [51](#)
- [16] I.M. HOROWITZ AND M. SIDI. *Synthesis of feedback systems with large plant ignorance for prescribed time-domain tolerances*. International Journal of Control **16**(2), 287–309 (1972). [52](#)
- [17] T. HÄGGLUND. *A control-loop performance monitor*. Control Engineering Practice **3**(11), 1543–1551 (1995). [52](#)
- [18] K.J. ÅSTRÖM, T. HÄGGLUND, C.C. HANG, AND W.K. HO. *Automatic tuning and adaptation for pid controllers-a survey*. Control Engineering Practice **1**(4), 699–714 (1993). [52](#)
- [19] K.J. ÅSTRÖM AND T. HÄGGLUND. *Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins*. Automatica **20**(5), 645–651 (1984). [52](#)
- [20] H. PANAGOPOULOS, K.J. ÅSTRÖM, AND T. HÄGGLUND. *Design of pid controllers based on constrained optimisation*. IEE Proceedings-Control Theory and Applications **149**(1), 32–40 (2002). [52](#)
- [21] Y. LI, K. H. ANG, AND G. C. CHONG. *Pid control system analysis and design*. Control Systems, IEEE **26**(1), 32–41 (2006). [52](#)
- [22] L. DOS SANTOS COELHO. *Tuning of pid controller for an automatic regulator voltage system using chaotic optimization approach*. Chaos, Solitons & Fractals **39**(4), 1504–1514 (2009). [56](#)
- [23] D. DINDELEUX. *Technique de la régulation industrielle*. Eyrolles (1977). [58](#)
- [24] T. HOLZHUTER. *Lqg approach for the high-precision track control of ships*. Proceeding in Control Theory and Applications, IEE Proceedings **144**(2), 121–127 (1997). [59](#)

- [25] J. C. DOYLE. *Guaranteed margins for LQG regulators*. IEEE Transactions on Automatic Control **AC-23**(4), 756–757 aug (1978).
- [26] H. KONGHUI, L. REN, AND G. QIANG. *Study on optimal control for electric power steering system based on lqg theory*. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery **2**, 004 (2007).
- [27] J. VAN DEN BERG, P. ABBEEL, AND K. GOLDBERG. *Lqg mp : Optimized path planning for robots with motion uncertainty and imperfect state information*. International Journal of Robotics Research **30**(7), 895–913 (2011). [59](#)
- [28] L. JAULIN. *Représentation d'état pour la modélisation et la commande des systèmes*. Hermès Science Publications (2005). [60](#)
- [29] A. PINTEA, N. CHRISTOV, D. POPESCU, P. BORNE, ET AL. *Lqg control of horizontal wind turbines for blades and tower loads alleviation*. Proceeding in 18<sup>th</sup> World Congress of the International Federation of Automatic Control (IFAC) (2011). [61](#)
- [30] A. FLORESCU. *Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique*. Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, France (2012).
- [31] MOHAMED TADJINE. *Commande LQG/LTR et identification robuste : formulation avec l'opérateur delta*. Thèse de Doctorat, INPG, Luc Automatique et productique Grenoble, France (1994). [61](#)
- [32] B. ANDERSON AND J. MOORE. *Optimal control - linear quadratic methods*. Prentice Hall (1989). [64](#)
- [33] A. LACHHAB. *Conduite automatique et supervision d'une station de distribution d'eau*. Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences Rabat (2000). [65](#)
- [34] M. ELBELKACEMI, A. LACHHAB, M. LIMOURI, B. DAHOU, AND A. ESSAID. *Adaptive control of a water supply system*. Control Engineering Practice **9**(3), 343–349 (2001). [65](#)
- [35] C. SAMSON. *An adaptive lq controller for non minimum-phase systems*. International Journal of Control **35**(1), 1–28 (1982). [66](#)
- [36] F. DENG. *Contrôle modal autoadaptatif de vibrations de structures évolutives*. Thèse de Doctorat, INSA de Lyon, France (2012). [67](#), [69](#)
- [37] T. KATAYAMA. *Subspace methods for system identification*. Springer (2005). [68](#)

## Bibliographie

---

---

---

# Chapitre III

---

## Commande sans modèle

### 1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons abordé des lois de commandes qui sont conditionnées par la connaissance de la corrélation entre les entrées et les sorties du système. Or, le développement d'un contrôleur nécessite une description bien précise du modèle. D'où l'intérêt de la commande sans modèle qui a été développé par Cédric Join et Michel Fliees [1] en 2008. L'idée sous-jacente est que cette commande dispose d'une estimation rapide et réactualisée de la dynamique du comportement entrées/sorties du système.

### 2 Généralités sur la commande sans modèle

La méthodologie suivie pour développer cette commande se résume dans ce qui suit. Nous réécrivons la relation non linéaire liant l'entrée et la sortie du système sous la forme :

$$y^{(\nu)} = a + bu \tag{III.1}$$

où,  $a$  est estimé à chaque instant d'échantillonnage en fonction des entrées et des sorties du système et  $b$  est choisi selon le processus à contrôler. De ce fait, on peut donc assurer le suivi de la trajectoire de référence et le rejet de perturbation, à condition de bien estimer  $a$ ,  $b$  et les dérivées successives de  $y$  utilisées dans l'équation (III.1). L'estimation de ces paramètres est plus précise d'autant que la fenêtre d'estimation est plus petite. L'approche visée dans ce chapitre repose sur des techniques algébriques permettant de dériver les signaux bruités [2], [3].

Nous étudions ici ces techniques dans le but de définir un algorithme de commande pour

mener à bien le suivi des paramètres climatiques sous serre aux objectifs fixées, en assurant la stabilité du système malgré les effets des paramètres climatiques externes qui sont indésirables. De nombreux avantages existent pour la commande sans modèle dédié à la commande du système complexe en terme d'identification :

- Grande simplicité conceptuelle,
- Paramétrage simplifié et mise en œuvre rapide,
- Faible puissance de calcul requise,
- Grande robustesse par rapport aux diverses perturbations (frottements, hystérésis, . . .), aux changements de comportement dûs, par exemple, au vieillissement et aux disparités inévitables d'une production en série. On parle de commande universelle, prête à l'emploi des systèmes complexes.

De nombreuses applications témoignent la réussite de la commande sans modèle [4–13].

### 3 Méthodes algébriques d'estimation rapide

#### 3.1 Formulation du problème

Les bruits entachant toute mesure sont considérés comme des phénomènes à fluctuations ou à oscillations rapides qui ont des fréquences plus hautes. Pour les atténuer, on aura besoin d'un filtre efficace qui joue le rôle d'un filtre passe bas. L'implémentation de la commande sans modèle nécessite l'utilisation d'un filtre qui permet d'estimer et de filtrer la dérivée sur site. C'est pour cette raison qu'on a recours à de nouvelles méthodes de dérivation numérique des signaux bruités qui sont apparues en 2004 et appliquées avec succès en automatique [14]. Ces dérivateurs de nature algébrique ont été développés grâce aux outils mathématiques que nous allons étudier dans la section suivante.

#### 3.2 Outils utilisés

Pour mener à bien l'estimation des paramètres de la commande nous aurons besoin des outils mathématiques suivants :

**Développement Taylor :** On appelle polynôme de Taylor de la fonction  $f$ , à l'ordre  $n$  en un



point  $a$ , le polynôme :

$$T_{n,f,a} = \sum_{i=0}^n \frac{(x-a)^i}{i!} f^{(i)}(a) \quad (\text{III.2})$$

Remarquons que si le polynôme  $T_{n,f,a}$  de  $f$  existe alors  $T_{n-1,f',a}$  de  $f'$  existe à l'ordre  $(n-1)$  et vérifie l'équation suivante :

$$T_{n-1,f',a} = T'_{n-1,f,a} \quad (\text{III.3})$$

**Formule de Taylor Lagrange :** On considère une fonction  $f$  définie sur le segment  $[a, b]$ ,  $n$  fois continument dérivable sur, ce segment et  $n+1$  fois dérivable sur l'intervalle ouvert  $]a, b[$ . La fonction  $f$  vérifie la proposition de Taylor Lagrange à l'ordre  $n$  :  
 $\exists C \in ]a, b[$  tel que :

$$f(x) = \sum_{k=0}^n \frac{(x-a)^k}{k!} f^{(k)}(a) + \frac{(x-a)^{n+1}}{(n+1)!} f^{(n+1)}(C) \quad (\text{III.4})$$

Pour  $a=0$ , la formule précédente devient un développement de Taylor Lagrange au voisinage de 0. Dans ce qui suit, on néglige le reste de Taylor.

**Signaux analytiques :** Un signal  $f(t)$  est dit analytique, si et seulement si, son développement de Taylor est convergent. Prenons par exemple, le développement de Taylor de  $f(t)$  au voisinage de 0. On approche,  $f(x) = \sum_{k=0}^{inf} \frac{x^k}{k!} f^{(k)}(0)$  par son développement de Taylor tronqué  $f(x) = \sum_{k=0}^n \frac{x^k}{k!} f^{(k)}(0)$ , d'ordre  $n$ . La transformée de Laplace de développement limitée de  $f(t)$  permet d'obtenir les notations opérationnelles suivantes :

$$F(p) = \sum_{k=0}^n \frac{(p-a)^k}{p^{k+1}} f^{(k)}(0) \quad (\text{III.5})$$

Après avoir multiplié le polynôme par  $p^N$ , avec  $N \geq n+1$ , on utilise un opérateur nommé anihilateur. Cet opérateur consiste à appliquer la dérivation algébrique pour estimer une dérivée numérique selective du signal polynômial.

### 3.3 Identification paramétrique

Cette section traite l'estimation paramétrique des coefficients des équations différentielles [15]. Tout d'abord, on commence par l'équation différentielle d'ordre 1, ensuite on la généralise à une équation différentielle d'ordre fini  $m$  quelconque.

#### 3.3.1 Estimation pour une équation d'ordre 1

Soit une équation différentielle ordinaire d'ordre 1 suivante :

$$\dot{y} = a + bu \quad (\text{III.6})$$

Où,  $a$  et  $b$  sont des signaux qui peuvent être approchés par des fonctions polynomiales sur une fenêtre temporelle de faible longueur. C'est pour cela qu'on peut alors les assimiler à des constantes sur chaque fenêtre d'estimation  $[0, T]$  qu'on peut glisser. En utilisant la transformée de Laplace, on obtient le calcul opérationnel suivant :

$$pY(p) - y_0 = \frac{a}{p} + bU(p) \quad (\text{III.7})$$

On applique la dérivation algébrique  $\frac{d}{dp}$  à l'équation (III.7) pour éliminer la condition initiale  $y_0$ , et on trouve :

$$Y(p) + p\frac{d}{dp}Y(p) = -\frac{a}{p^2} + b\frac{d}{dp}U(p) \quad (\text{III.8})$$

On multiplie l'équation (III.8) par  $p^2$  et on obtient :

$$p^2Y(p) + p^3\frac{d}{dp}Y(p) = -a + bp^2\frac{d}{dp}U(p) \quad (\text{III.9})$$

Par la suite, on élimine la constante  $a$  en dérivant (III.9), en appliquant la dérivation algébrique  $\frac{d}{dp}$  puis multiplier le résultat obtenu par  $p^{-4}$  et on trouve alors :

$$[2p^{-3} + 4p^{-2}\frac{d}{dp} + p^{-1}\frac{d^2}{dp^2}]Y(p) = b[2p^{-3}\frac{d}{dp} + p^{-2}\frac{d^2}{dp^2}]U(p) \quad (\text{III.10})$$

### III.3 Méthodes algébriques d'estimation rapide

---

Pour estimer  $b$  on applique la transformée inverse pour retourner au domaine temporel :

$$[b]_e = \frac{\int_0^t P_1(t, \tau)y(\tau)d\tau}{\int_0^t Q_1(t, \tau)u(\tau)d\tau} \quad (\text{III.11})$$

où  $[b]_e$ , l'estimée de  $b$ .  $P_1$  et  $Q_1$  sont des polynômes tels que [15],

$$P_1(t, \tau) = (t - \tau)^2 - 4\tau(t - \tau) + \tau^2 \quad (\text{III.12})$$

et

$$Q_1(t, \tau) = -\tau(t - \tau)^2 + \tau^2(t - \tau) \quad (\text{III.13})$$

Le paramètre  $a$  est déterminé en fonction de  $[b]_e$  par la formule suivante :

$$p^{-2}Y(p) + p^{-1}\frac{d}{dp}Y(p) = -\frac{a}{p^4} + [b]_e p^{-2}\frac{d}{dp}U(p) \quad (\text{III.14})$$

L'équivalent de (III.11) dans le domaine temporel s'écrit alors sous la forme :

$$[a]_e = \frac{[b]_e \int_0^t R_1(t, \tau)u(\tau)d\tau + \int_0^t S_1(t, \tau)y(\tau)d\tau}{t^3} \quad (\text{III.15})$$

où  $[a]_e$ , l'estimée de  $a$

#### 3.3.2 Estimation pour une équation d'ordre $m$

On généralise les résultats obtenus auparavant, en faisant l'extension aux équations différentielles d'ordre fini. Prenons par exemple, l'ordre  $m$ . On a alors la relation suivante :

$$y^{(m)} = a + bu \quad (\text{III.16})$$

De la même façon que celle de la section précédente, on assimile dans une petite fenêtre de temps  $a$  et  $b$  à des constantes dont la méthodologie se fait en deux parties : dans un premier temps on estime le paramètre  $b$ . Dans un second temps, on estime  $a$  en fonction de  $b$  et les autres paramètres temporels. La transformée de Laplace de III.16 donne :

$$p^m Y(p) - \sum_{i=0}^{m-1} (-1)^i y_0^{(i)} p^i = \frac{a}{p} + bU(p) \quad (\text{III.17})$$

### Chapitre III. Commande sans modèle

---

On élimine les conditions initiales  $y_0^{(i)}$ , avec  $i = 0, \dots, m - 1$  en dérivant  $m$  fois par rapport à  $p$ . On obtient donc :

$$\frac{d^m}{ds^m}(p^m Y(p)) = a \frac{d^m}{dp^m}(p^m(p^{-1})) + b \frac{d^m}{dp^m}U(p) \quad (\text{III.18})$$

En appliquant la règle de Leibniz à  $\frac{d^m}{dp^m}(p^m Y(p))$  de l'équation (III.18), on trouve que :

$$\frac{d^m}{dp^m}(p^m Y(p)) = \sum_{i=0}^m C_i^m \frac{d^{m-i}}{dp^{m-i}}(p^m) \frac{d^i}{dp^i}(Y(p)) \quad (\text{III.19})$$

Par ailleurs,

$$\frac{d^n}{dp^n}(p^r) = \begin{cases} \frac{r!}{(r-n)!} p^{r-n}, & \text{si } 0 < n \leq r \\ 0, & \text{si } 0 < r < n \\ \frac{(-1)^n (n-r-1)!}{(-r-1)!} p^{(r-n)}, & \text{si } r < 0 < n \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

On combine les équations, (III.19) et (III.20) dans (III.18) et on obtient la relation suivante :

$$\sum_{i=0}^m C_i^m \frac{m!}{i!} p^i \frac{d^i}{dp^i}(Y(p)) = (-1)^m m! a p^{-(m+1)} + b \frac{d^m}{dp^m}U(p) \quad (\text{III.21})$$

On multiplie (III.21) par  $p^{m+1}$ , il vient :

$$\sum_{i=0}^m C_i^m \frac{m!}{i!} p^{m+i+1} \frac{d^i}{dp^i}(Y(p)) = (-1)^m m! a + b p^{m+1} \frac{d^m}{dp^m}U(p) \quad (\text{III.22})$$

On dérive III.22 par rapport à  $p$  pour supprimer  $a$ , ce qui donne :

$$\begin{aligned} & \sum_{i=0}^m C_i^m \frac{m!}{i!} p^{m+i} [m + i + 1 \frac{d^i}{dp^i}(Y(p)) + p \frac{d^{i+1}}{dp^{i+1}}(Y(p))] \\ & = b p^m [(m + 1) \frac{d^m}{dp^m}U(p) + p \frac{d^{m+1}}{dp^{m+1}}U(p)] \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

### III.3 Méthodes algébriques d'estimation rapide

---

Continuons sur la même méthodologie de la section précédente, et en multipliant par  $p^{-(2m+2)}$ , on obtient ce qui suit :

$$\begin{aligned} & \sum_{i=0}^m C_i^m \frac{m!}{i!} p^{-(m+2)+i} \left[ m + i + 1 \frac{d^i}{dp^i} (Y(p)) + p \frac{d^{i+1}}{dp^{i+1}} (Y(p)) \right] \\ & = bp^{-(m+2)} \left[ (m+1) \frac{d^m}{dp^m} U(p) + p \frac{d^{m+1}}{dp^{m+1}} U(p) \right] \end{aligned} \quad (\text{III.24})$$

On revient au domaine temporel, en utilisant la transformée inverse. Pour  $r < n$  on a :

$$TL^{-1} \left( p^{r-n} \frac{d^i}{dp^i} Y(p) \right) = \int_0^t \int_0^{x_1} \dots \int_0^{x_{(n-r)-1}} (-z)^i y(z) dz \quad (\text{III.25})$$

A l'aide de (III.24) et de (III.25), on obtient l'estimation de  $b$  qui s'exprime de la manière suivante :

$$b = \frac{\sum_{i=0}^m C_i^m \frac{m!}{i!} [(m+i+1) \int_0^t \int_0^{t_1} \dots \int_0^{t_{(m+1-i)}} (-\tau)^i y(\tau) d\tau + \int_0^t \int_0^{t_1} \dots \int_0^{t_{m-i}} (-\tau)^i y(\tau) d\tau]}{(m+1) \int_0^t \int_0^{t_1} \dots \int_0^{t_{m+1}} (-\tau)^m u(\tau) d\tau + \int_0^t \int_0^{t_1} \dots \int_0^{t_m} (-\tau)^{m+1} u(\tau) d\tau} \quad (\text{III.26})$$

Pour faciliter l'équation précédente, on transforme les intégrales itérées en intégrales simples par les équations suivantes :

$$\int_0^t \int_0^{t_{\nu-1}} \dots \int_0^{t_1} (-\tau)^\alpha x(\tau) dt_{\nu-1} \dots dt_1 d\tau = \int_0^t \frac{(t-\tau)^{\nu-1}}{(\nu-1)!} (\tau)^\alpha x(\tau) d\tau \quad (\text{III.27})$$

On obtient ainsi la relation suivante :

$$b = \frac{\int_0^t P(t, \tau) y(\tau) d\tau}{\int_0^t Q(t, \tau) u(\tau) d\tau} \quad (\text{III.28})$$

avec,

$$P(t, \tau) = \sum_{i=0}^m (C_i^m)^2 (t-\tau)^{m-i} (\tau)^i \left[ \frac{(m+i+1)}{(m-i+1)} (t-\tau) - \tau \right] \quad (\text{III.29})$$

et

$$Q(t, \tau) = (-\tau)^m \frac{(t-\tau)^m}{m!} (t-2\tau) \quad (\text{III.30})$$

Après avoir estimé  $b$ , on passe à l'estimation de  $a$  qu'on exprimera en fonction de  $b$ . Pour ce faire, on combine  $b$  avec la transformée inverse de l'équation (III.22), pour obtenir :

$$a = \frac{f - bg}{h} \quad (\text{III.31})$$

où,

$$f = \sum_{i=0}^m C_i^m \frac{m!}{i!} \int_0^t \int_0^{t_1} \dots \int_0^{t_{m-i}} (-\tau)^i y(\tau) d\tau \quad (\text{III.32})$$

$$g = \int_0^t \int_0^{t_1} \dots \int_0^{t_m} (-\tau)^m u(\tau) d\tau \quad (\text{III.33})$$

$$h = (-1)^m m! \frac{t^{2m+1}}{(2m+1)!} \quad (\text{III.34})$$

De la même façon qu'auparavant, on simplifie les intégrales multiples et on obtient l'estimation de  $a$  qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$a = \frac{b \int_0^t R(t, \tau) u(\tau) d\tau + \int_0^t S(t, \tau) y(\tau) d\tau}{t^{2m+1}} \quad (\text{III.35})$$

avec,

$$S(t, \tau) = (-1)^m \frac{m(2m+1)!}{m!} \sum_{i=0}^m (C_i^m)^2 (t-\tau)^{m-i} (-\tau)^i \quad (\text{III.36})$$

$$R(t, \tau) = (\tau)^m \frac{(2m+1)!(t-\tau)^m}{(m!)^2} \quad (\text{III.37})$$

Remarquons que si  $m = 1$  on obtient les estimations similaires à celles de la section 2.4.1. Nous avons présenté une approximation des coefficients  $a$  et  $b$  par des constantes. On peut généraliser la procédure suivie pour une approximation à d'autres ordres. Cette méthode va nous permettre dans ce qui suit d'estimer les dérivées successives d'un signal.

### 3.4 Estimation des dérivées successives d'un signal

Le développement de la série de Taylor d'un signal au voisinage de 0 peut s'écrire sous la forme :

$$x(t) = \sum_{n \geq 0} a_n \frac{t^n}{n!}, a_n \in C \quad (\text{III.38})$$

On considère ce signal comme un signal analytique, pour pouvoir l'écrire sous la forme de la série de Taylor tronqué :

$$x(t) = \sum_{n=0}^N a_n * \frac{t^n}{n!} \quad (\text{III.39})$$

Remarquons que l'équation différentielle  $\frac{d^{N+1}}{dt^{N+1}}x_N$  est nulle, ce qui correspond dans le domaine opérationnel [16], [17] à,

$$p^{N+1}X_N - p^N x_N(0) - p^{N-1} \dot{x}_N - \dots - x_N^{(N)}(0) = 0 \quad (\text{III.40})$$

Ce calcul opérationnel est obtenu à l'aide de la transformée de Laplace. On divise l'expression (III.40) par  $p^{N+1}$ , ce qui conduit à la relation suivante :

$$X_N(p) = \frac{x(0)}{p} + \frac{\dot{x}(0)}{p^2} + \dots + \frac{x^{(N)}(0)}{p^{N+1}} \quad (\text{III.41})$$

Il est possible d'isoler chaque coefficient  $x^{(i)}(0)$ , repéré dans l'expression précédente, par application d'un opérateur différentiel linéaire convenable. Il vient :

$$\frac{x^{(i)}(0)}{p^{2N+1}} = \frac{(-1)^i}{N!(N-i)!} \frac{1}{p^{N+1}} \frac{d^i}{dp^i} \frac{1}{p} \frac{d^{N-i}}{dp^{N-i}} (p^{N+1}X_N(p)) \quad (\text{III.42})$$

$\forall i = 0, \dots, N$ . Ces dérivées à l'origine,  $x_N^{(i)}(0)$ , sont obtenues à partir du système d'équations linéaires,

$$p^{-\nu} \frac{d^m}{dp^m} [x_N^{(N)}(0) + x_N^{(N-1)}(0)p + \dots + x_N(0)p^N] = p^{-\nu} \frac{d^m}{dp^m} [p^{(N+1)}x_N] \quad (\text{III.43})$$

### Chapitre III. Commande sans modèle

---

avec,  $m = 0, \dots, N$  et  $\nu \geq N + 1$ . Ce système étant triangulaire avec des éléments diagonaux non nuls, c'est à dire les paramètres  $x_N^{(i)}(0)$ . Par conséquent, les coefficients  $a_0, \dots, a_N$  sont linéairement identifiables. Remplaçons  $x_N$  par  $x$ . On obtient ainsi l'estimée opérationnelle  $[x^{(i)}(0)]_{e_N}$  de  $x^{(i)}(0)$ .

Pour le passage au numérique, il suffit, selon les règles usuelles du calcul opérationnel, de remplacer dans l'équation précédente, le terme suivant :

$$\frac{1}{p^\alpha}, \alpha \geq 1 \quad (\text{III.44})$$

par

$$\int \frac{t^{(\alpha-1)}}{(\alpha-1)!}, t \geq 0 \quad (\text{III.45})$$

et  $\frac{1}{p^\alpha} \frac{d^n x}{dp^n}$  par :

$$\int_t^0 \int_{t_{\alpha-1}}^0 \int_{t_1}^0 (-1)^n \tau^n x(\tau) dt_{\alpha-1} dt_1 d\tau = \frac{(-1)^n}{(\alpha-1)!} \int_0^t (t-\tau)^{\alpha-1} \tau^n x(\tau) d\tau \quad (\text{III.46})$$

Notons  $[x^{(i)}(0)]_{e_N}(t)$  l'estimé numérique ainsi obtenue de  $x^{(i)}(0)$ , pour un temps d'estimation  $t$ . Finalement, à l'aide des expressions précédentes on obtient, dans le domaine temporel, la forme générale de l'estimé,  $x^i(0)$  qui peut s'écrire sous la forme :

$$x^i(0) = \int_0^T P(\mu; T) * x_N(\mu) d\mu \quad (\text{III.47})$$

Avec,  $P(\mu, T)$  est une forme polynomiale. On a calculé  $x^i(0)$  sur un intervalle  $[0, T]$ . Pour l'implémenter en temps réel, il suffit de prendre une fenêtre temporelle  $T$  très petite. En utilisant la formule suivante :

$$\left. \frac{d^i x(t-\mu)}{d\mu^i} \right|_{\mu=0} = (-1)^i x^{(i)}(t) \quad (\text{III.48})$$

Il est possible d'exprimer  $x^{(i)}(t)$  sous forme d'une intégrale en fonction de  $x_n$  sur l'intervalle  $[t-T, t]$  :

$$[x^i(t)]_e = (-1)^i \int_0^T P(\mu; T) x_N(t-\mu) d\mu \quad (\text{III.49})$$



En pratique  $[x^i(t)]_e$  est évalué par des méthodes numériques qui consistent à approcher la valeur numérique de l'intégrale précédente. On cite comme exemple, la méthode de Simpson, trapèze. Ils ont tendance à estimer chaque valeur à l'instant  $t = kT_p$  avec  $k = 0, 1, \dots$ . Bien entendu, ces estimations sont bien précises pour des valeurs de  $T_p$  (fenêtre d'estimation) très petites.

### 3.5 Exemple de l'estimation de la première dérivée

Approchons  $y(t)$  autour de  $t = 0$  par le polynôme de Taylor tronqué jusqu'à l'ordre de 1, ici  $y(t) = a_0 + a_1 t$ , avec  $a_0$  et  $a_1$  sont respectivement des estimateurs du signal et de sa dérivée en  $t = 0$ . Avec les notations du calcul opérationnel, il vient pour  $t \geq 0$  :

$$Y(p) = \frac{a_0}{p} + \frac{a_1}{p^2} \quad (\text{III.50})$$

On cherche à éliminer  $a_0$  car on veut estimer  $a_1$ . Ensuite, on multiplie l'équation précédente par  $p$  :

$$pY(p) = a_0 + \frac{a_1}{p} \quad (\text{III.51})$$

Puis on dérive l'expression obtenue par rapport à  $p$  pour supprimer  $a_0$  :

$$Y(p) + p \frac{dY(p)}{dp} = -p^{-2} a_1 \quad (\text{III.52})$$

Avant de revenir au domaine temporel, une multiplication par  $p^{-N}$ , avec  $N \succ 1$ ,  $N=2$  par exemple, pour obtenir des intégrales :

$$p^{-2}Y(p) + p^{-1} \frac{dY(p)}{dp} = -p^{-4} a_1 \quad (\text{III.53})$$

On revient au domaine temporel en rappelant que  $\frac{d}{dp}$  correspond à la multiplication par  $(-t)$ ; et l'estimation de la première dérivée devient :

$$\hat{y}(0) = \frac{3!}{T^3} \int_0^T (T - 2t)y(t)dt \quad (\text{III.54})$$

$\hat{y}(0)$  permet de comprendre la variété possible d'estimateurs que l'on peut obtenir par cette méthode, en modifiant par exemple, l'ordre du polynôme de Taylor ou l'entier  $N$ .

$$\hat{y}(t) = \frac{-3!}{T^3} \int_0^T (T - 2\nu)y(t - \nu)d\nu \quad (\text{III.55})$$

où la fenêtre de l'intégration se fait sur  $[0, T]$  qui est trop courte. Ce qui implique son extension à chaque instant en faisant glisser la fenêtre sur  $[t, t - T]$ . On procède de la même manière pour une estimation débruitée de la sortie  $y$  qu'on peut écrire sous la forme :

$$\hat{y}(t) = \frac{2!}{T^2} \int_{t-T}^t (3(t - \nu) - T)y(\nu) d\nu \quad (\text{III.56})$$

Il vient une discrétisation de l'intégrale de l'équation (III.56) par l'une des méthodes d'analyses numériques telle que Simpson, et  $\hat{y}(t)$  devient :

$$\hat{y}(kT_e) = \frac{-3!}{(n_p T_p)^3} \sum_{i=0}^{n_p} (n_p - 2i) T_p y((k - i)T_p) \quad (\text{III.57})$$

Les paramètres de réglages de ce genre de filtre, la taille de sa fenêtre d'estimation et du temps d'échantillonnage, s'adaptent facilement à l'évolution dynamique du signal traité.

## 4 Principe général de la commande sans modèle

### 4.1 Formulation du problème

La majorité des contrôleurs récemment développés supposent que le processus à contrôler est décrit par un modèle mathématique, voir par exemple les travaux publiés sur [18], [19] dont la synthèse de la commande choisie est basée sur la conception du processus à contrôler. Les techniques de contrôle souvent utilisées sont la correction par le contrôleur PID [20–24] et par la commande par retour d'état [25], [26]. Il est d'autant plus difficile de les appliquer car généralement c'est trop compliqué de déterminer un modèle complet décrivant les variables dynamiques du système. C'est pourquoi il est nécessaire de se tourner vers la commande sans modèle. Elle est à la fois simple à mettre en œuvre et à ajuster, et permet aussi d'assurer une certaine robustesse vis-à-vis des différentes perturbations que subissent les paramètres dynamiques internes du système.

### 4.2 Idée de réalisation du contrôleur intelligent

Le modèle décrivant l'évolution du système est généralement obtenu soit par une description physique, soit par une identification paramétrique du système qu'il représente. On obtient alors

---

### III.4 Principe général de la commande sans modèle

---

la formule qui est décrite mathématiquement sous la forme des entrées/sorties suivantes :

$$E(y, \dot{y}, \dots, y^{(a)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(b)}, d) = 0 \quad (\text{III.58})$$

Dans laquelle,  $u$  est l'entrée du système,  $y$  est la sortie du système et  $d$  représente les perturbations généralement issues de l'extérieur.

La seule hypothèse exigée pour élaborer cette loi de commande intelligent est que le système étudié soit à déphasage minimal, qu'il soit, ou non, asymptotiquement stable. Notre objectif est d'assurer le bon suivi des trajectoires même si la dynamique précise du système n'est pas requise.

Pour construire cette approche, on doit garantir l'hypothèse suivant : Pour toutes les équations différentielles décrivant le système étudié, il existe un entier minimal  $m$ , tel que, au moins localement, ces équations vérifient la relation suivante :

$$y^{(m)} = a + bu \quad (\text{III.59})$$

où,  $m$  est la  $m^{\text{ième}}$  dérivée choisie selon le concepteur ( $m$  est différent de  $a$  de l'équation III.58).

A partir de cette hypothèse on peut conclure que l'on peut disposer des estimations de  $a$  et de  $b$  qui nous permettent de résoudre le problème de suivi de la trajectoire en appliquant la loi de commande explicitée dans (III.63).

### 4.3 Etude théorique de la commande sans modèle

La commande sans modèle repose sur une modélisation locale, sans cesse réactualisée, à partir de la seule connaissance du comportement entrées/sorties d'un procédé. Elle se distingue des identifications de type boîte noire où l'on recherche un modèle valide sur une plage de fonctionnement aussi large que possible d'où la terminologie de la commande sans modèle [1, 27?] plutôt que la commande à boîte noire [28], [29]. Dans cette section, nous étudions cette commande seulement dans le cas d'un système mono-variable. L'équation différentielle décrivant le comportement entrée/sortie d'un système est représentée par :

$$E(y, \dot{y}, \dots, y^{(a)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(b)}) = 0 \quad (\text{III.60})$$

### Chapitre III. Commande sans modèle

---

où  $E$  est une fonction suffisamment régulière en ses arguments. Si pour,  $0 < n < a$ ,  $\frac{\partial E}{\partial y^n} \neq 0$ , le théorème des fonctions implicites permet de réécrire localement l'équation (III.60) sous la forme :

$$y^{(n)} = \xi(t, y, \dots, y^{(n-1)}, y^{(n+1)}, \dots, y^{(a)}, u, \dots, u^{(b)}) \quad (\text{III.61})$$

Nous substituons cette équation, valable sur un intervalle de temps très court, par le modèle ultra-local suivant :

$$y^{(\nu)} = F + \alpha u \quad (\text{III.62})$$

L'ordre de dérivation  $\nu$ , en général égal à un ou deux et  $\nu$  n'est pas nécessairement égal à l'ordre de dérivation,  $a$ , de  $y$  à l'équation différentielle précédente. La constante  $\alpha$  est un paramètre non physique, fixé par l'opérateur. On déduit la valeur de  $F$  à chaque instant de  $u$  et de  $y^{(\nu)}$ . Les dérivateurs numériques ont permis d'obtenir le comportement désiré surtout dans les systèmes non linéaires. On peut réguler ou encore asservir une grandeur physique d'un procédé, à l'aide de la formule suivante :

$$u(k) = -\frac{[F]_e}{\alpha} + \frac{y^{*(\nu)}(t)}{\alpha} + K_P e(t) + K_I \int e(t) + K_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (\text{III.63})$$

où,

- $y^*$  est la trajectoire de référence de la sortie, obtenue selon les préceptes de la commande par platitude.
- $y^{*(\nu)}$  est la dérivée  $\nu^{\text{ième}}$  de la trajectoire de référence.
- $e = y - y^*$  est l'erreur de poursuite.
- $K_p, K_i, K_d$  sont les gains de réglage.

La valeur numérique de  $F$ , qui contient l'ensemble des informations structurelles du système, est obtenue d'une manière à éviter toute bouclage algébrique grâce au retard impliqué sur la commande envoyée au système :

$$[F]_e = [y^{(\nu)}(k)]_e - \alpha u(k-1) \quad (\text{III.64})$$

où  $[y^{(\nu)}(k)]_e$  désigne l'estimée à l'instant  $k$ . Le choix de la trajectoire de référence pour les  $y$  se fait de façon analogue à celle adoptée en commande par platitude.

#### 4.4 Algorithme de la commande sans modèle

Dans ce qui suit, on restreindra notre étude aux systèmes mono-variables avec les systèmes à déphasage minimal et au cas de  $\nu = 1$ . Si  $\nu = 1$ , le correcteur PI-intelligent(ou i-PI) devient :

$$u = -\frac{F}{\alpha} + \frac{\dot{y}^*}{\alpha} + K_p e + K_I \int e \quad (\text{III.65})$$

où  $y(t)$  est un signal dont on veut estimer  $\dot{y}$  dans :

$$F = [\dot{y}(k)]_e - \alpha u(k-1) \quad (\text{III.66})$$

Résumons l'algorithme de PI-intelligent en trois équations suivantes :

$$u = -\frac{F}{\alpha} + \frac{\dot{y}^*}{\alpha} + K_p e + K_I \int e \quad (\text{III.67})$$

$$F = \hat{y}(k) - \alpha u(k-1) \quad (\text{III.68})$$

$$\hat{y}(kT_e) = \frac{-3!}{(n_p T_p)^3} \sum_{i=0}^{n_p} (n_p - 2i) T_p y((k-i)T_p) \quad (\text{III.69})$$

Cet algorithme synthétise la commande sans modèle comme illustré dans la figure III.1 :

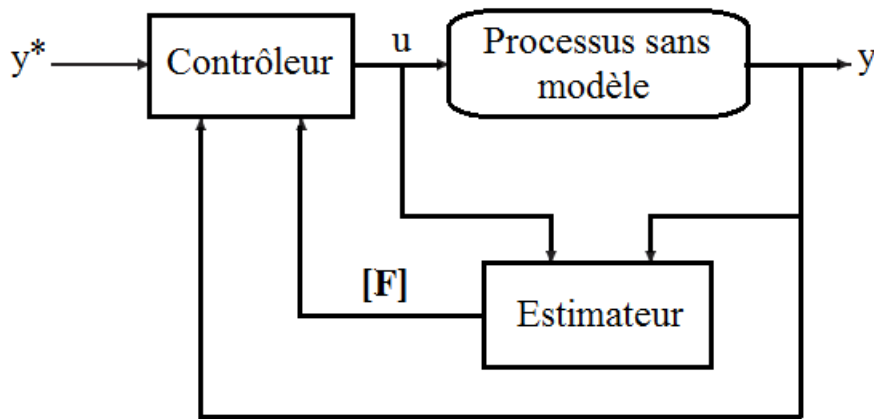


Figure III.1 – Principe général de la commande sans modèle

On procède de la même manière pour trouver l'algorithme de PI-intelligent pour  $\nu = 2$ . Le développement de l'algorithme de la commande sans modèle ne nécessite pas de prendre

une valeur de  $\nu \geq 3$ . Par contre on étendrait, si nécessaire les correcteurs PID classiques aux correcteurs PID-intelligent [30], [31]. Ainsi, il peut être profitable, pour améliorer les performances, de remplacer le terme  $K_I \int e$  par une somme d'intégrales itérées :

$$K_{I_1}(\int e + K_{I_2}(\int e + \dots + K_{I_r} \int e)) \quad (\text{III.70})$$

avec,  $r$  un nombre entier. Ce nombre permet de déterminer le nom de la commande sans modèle utilisé. Prenons par exemple l'équation (III.70) dont le nom de la commande est  $PI^r$  intelligent ou  $i - PI^r$ .

#### 4.5 Equivalence entre PI classique et i-P

La commparaison liant le contrôleur classique et le correcteur intelligent est inspiré des travaux de D'Andréa Novel [32]. On peut calculer la commande PID c'est à dire  $u$  en fonction de l'erreur  $e$  de la manière suivante :

$$u(k) = k_p e(k) + k_i \int e(\tau) d\tau \quad (\text{III.71})$$

La discrétisation de  $\int e(\tau) d\tau$  permet de l'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} I(k) &= \int e(\tau) d\tau \\ &= I(k - T_e) + T_e e(k) \end{aligned} \quad (\text{III.72})$$

$T_e$  est le temps d'échantillonnage. L'implémentation de l'équation (III.71) dans (III.72) permet d'obtenir la formule III.73 :

$$\begin{aligned} u(k) &= k_p e(k) + k_i I(k) \\ &= k_p e(k) + k_i (I(k - T_e) + T_e e(k)) \\ &= k_p e(k) + k_i I(k - T_e) + k_i T_e e(k) \end{aligned} \quad (\text{III.73})$$

En utilisant l'équation récurrente (III.73) qu'on peut l'écrire sous la forme :

$$u(k - T_e) = k_p e(k - T_e) + k_i I(k - h) \quad (\text{III.74})$$

En combinant les équations précédentes, on trouve :

$$u(k) = u(k - T_e) + K_p (e(k) - e(k - T_e)) + K_i T_e e(k) \quad (\text{III.75})$$

### III.4 Principe général de la commande sans modèle

---

Par ailleurs, la commande P-intelligent se calcule de la manière suivante :

$$u(k) = \frac{1}{\alpha} [\dot{y}^*(k) - [F] + K_p e(k)] \quad (\text{III.76})$$

$$[F] = \dot{y}(k) - \alpha u(k - T_e) \quad (\text{III.77})$$

On obtient alors l'équivalence numérique de  $[F]$  :

$$\frac{1}{\alpha} (y(k) - y(k - T_e)) - \alpha u(k - T_e) + \frac{K_p}{\alpha} e(k) \quad (\text{III.78})$$

On obtient la commande numérique du *P – intelligent* :

$$u(k) = u(k - T_e) - \frac{e(k) - e(k - T_e)}{\alpha T_e} \quad (\text{III.79})$$

En identifiant les équations (III.78) et (III.79) on trouve que :

$$k_p = -\frac{1}{\alpha T_e}, \quad k_i = \frac{K_p}{\alpha T_e} \quad (\text{III.80})$$

On procède de la même façon pour comparer les gains de PID avec ceux du contrôleur intelligent. Le tableau III.1 résume la correspondance entre les différents gains du contrôleur classique et celui du contrôleur intelligent.

		<i>P – intelligent</i>	<i>PD – intelligent</i>	<i>PI – intelligent</i>
PI	$k_p$	$-\frac{1}{T_e \alpha}$		
	$k_i$	$\frac{K_p}{T_e \alpha}$		
PID	$k_p$		$-\frac{1}{T_e \alpha}$	
	$k_i$		$\frac{K_p}{T_e \alpha}$	
	$k_d$		$\frac{K_d}{T_e \alpha}$	
PII <sup>2</sup>	$k_p$			$-\frac{1}{T_e \alpha}$
	$k_i$			$\frac{K_p}{T_e \alpha}$
	$k_{ii}$			$\frac{K_i}{T_e \alpha}$

**Tableau III.1** – Correspondance entre les gains du contrôleur simple et du correcteur intelligent

## 4.6 Réalisation d'un PID-intelligent multivariables

Considérons un système, linéaire ou non, à deux entrées et deux sorties. En général est décrit par l'équation (III.44) avec,  $u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$  et  $y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$ . Ce système est substitué par le modèle découplé suivant :

$$y_1^{(\nu)} = F_1 + \alpha u_1 \quad y_2^{(\vartheta)} = F_2 + \alpha u_2 \quad (\text{III.81})$$

Afin d'assurer l'asservissement automatique du système étudié, on réalise PID-intelligent multivariable [30] décrit par l'équation qui suit :

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{1}{10} \left( y_1^{(\nu)*} - F_1 + K_{P1}e_1 + K_{I1} \int e_1 + K_{D1}\dot{e}_1 \right) \\ u_2 &= \frac{1}{10} \left( y_2^{(\vartheta)*} - F_2 + K_{P2}e_2 + K_{I2} \int e_2 + K_{D2}\dot{e}_2 \right) \end{aligned} \quad (\text{III.82})$$

Avec,

- $K_{P1}$ ,  $K_{I1}$  et  $K_{D1}$  sont les gains de réglages du premier contrôleur intelligent.
- $K_{P2}$ ,  $K_{I2}$  et  $K_{D2}$  sont les gains de réglages du deuxième contrôleur intelligent.
- $y_1^{(\nu)*}$ ,  $y_2^{(\vartheta)*}$  sont les trajectoires de référence.
- $e_1 = y_1^* - y_1$ ,  $e_2 = y_2^* - y_2$ .

## 5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une étude sur une approche qualifiée de l'élaboration d'une commande sans modèle. Son avantage majeur est qu'elle se synthétise sans connaître précisément le modèle décrivant l'évolution du système. Le point de départ de cette commande pour qu'elle soit développée est l'utilisation des techniques algébriques pour obtenir des estimations rapides des dérivées même en présence de bruits entachants souvent les mesures effectuées sur le processus à contrôler. Par la suite, nous avons synthétisé la loi de commande sans modèle pour assurer le bon suivi des trajectoires de référence. L'intérêt pratique de cette commande se focalise sur sa simplicité en terme de l'ajustement de ses paramètres pour assurer la stabilité du système et sa possibilité à maintenir les performances souhaitées même dans le cas de variations des paramètres dynamiques internes du procédé.

Nous avons ensuite présenté une généralisation de cette commande pour les systèmes multivariables. Elle a pour but de commander ces systèmes sans connaître le modèle liant les



différentes entrées/sorties du système. L'objectif de la récente commande est d'abandonner la modélisation classique qui est souvent difficile à mettre en oeuvre.

Dans ce que nous avons proposé, l'estimation de  $F$  nécessite une estimation de dérivée numérique. Cette méthode fonctionne parfaitement mais peut parfois s'avérer complexe lorsque les signaux sont de très mauvaise qualité. C'est pourquoi dans leur papier [IJC2013], M. Fliess et C. Join ont développé une autre méthode d'estimation de la fonction  $F$ . Cette dernière améliore encore sensiblement la robustesse au bruit de la CSM sans altérer sa réactivité. J'ai la perspective de tester cette dernière dans un futur proche. Le chapitre suivant présentera le dispositif expérimental utilisé et les équipements existant pour le contrôle des paramètres climatiques sous serre en temps réel et présentera ainsi les résultats obtenus à l'aide des lois de commande TOR, PID, LQG et PI-intelligent pour finalement en faire une étude comparative.



---

## Bibliographie

- [1] M. FLIESS, C. JOIN, ET AL. *Commande sans modèle et commande à modèle restreint*. e-STA **5**(4), 1–23 (2008). [77](#), [89](#)
- [2] J. VILLAGRA, B. D’ANDREA-NOVEL, S. CHOI, M. FLIESS, AND H. MOUNIER. *Robust stop- and-go control strategy : an algebraic approach for non-linear estimation and control*. International Journal of Vehicle Autonomous Systems **7**(3), 270–291 (2009). [77](#)
- [3] C. JOIN. *Une approche algébrique pour la pratique de l’estimation, du diagnostic, de la commande et de la finance*. HDR, Université de Lorraine, France (2012). [77](#)
- [4] C. JOIN, J. MASSE, M. FLIESS, ET AL. *Etude préliminaire d’une commande sans modèle pour papillon de moteur. a model-free control for an engine throttle : a preliminary study*. Journal Européen des Systèmes Automatisés **42**(2-3), 337–354 (2008). [78](#)
- [5] B. D’ANDRÉA NOVEL, C. BOUSSARD, M. FLIESS, O. EL HAMZAoui, H. MOUNIER, AND B. STEUX. *Commande sans modèle de vitesse longitudinale d’un véhicule électrique*. Proceeding in 6<sup>eme</sup> Conférence Internationale Francophone d’Automatique (CIFA) (2010).
- [6] C. JOIN, G. ROBERT, AND M. FLIESS. *Vers une commande sans modèle pour aménagements hydroélectriques en cascade*. arXiv preprint arXiv :1003.0664 (2010).
- [7] S. CHOI, B. D’ANDRÉA-NOVEL, M. FLIESS, H. MOUNIER, J. VILLAGRA, ET AL. *Model-free control of automotive engine and brake for stop-and-go scenarios*. European Control Conference (ECC’09) (2009).
- [8] L. MICHEL, C. JOIN, M. FLIESS, P. SICARD, AND A. CHÉRITI. *Model-free control of dc/dc converters*. 12<sup>th</sup> Workshop Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL) 1-8 (2010).
- [9] S. RIACHY, M. FLIESS, C. JOIN, J.P. BARBOT, ET AL. *Vers une simplification de la commande non linéaire : l’exemple d’un avion à décollage vertical*. 6<sup>eme</sup> Conférence Internationale Francophone d’Automatique, CIFA (2010).

## Bibliographie

---

- [10] M. FLIESS, C. JOIN, S. RIACHY, ET AL. *Revisiting some practical issues in the implementation of model-free control*. Proceeding in 18<sup>th</sup> IFAC World Congress, IFAC WC'2011 (2011).
- [11] J. DE MIRAS, S. RIACHY, M. FLIESS, C. JOIN, S. BONNET, ET AL. *Vers une commande sans modèle d'un palier magnétique. first steps towards a model-free control of a magnetic bearing*. Proceeding in 7<sup>eme</sup> Conférence Internationale Francophone d'Automatique (2012).
- [12] H. ABOUAISSA, M. FLIESS, V. IORDANOVA, C. JOIN, ET AL. *First steps towards a model-free control of a freeway traffic flow. prolégomènes à une régulation sans modèle du trafic autoroutier*. Proceeding in Conférence Méditerranéenne sur l'Ingénierie Sûre des Systèmes Complexes, MISC (2011).
- [13] M. FLIESS, C. JOIN, AND S. RIACHY. *Nothing is as practical as a good theory :model-free control rien de plus utile qu'une bonne théorie : la commande sans modèle*. arXiv preprint arXiv :1103.5897 (2011). [78](#)
- [14] F. DE A.G. COLLADO, B. D'ANDREA-NOVEL, M. FLIESS, AND H. MOU-NIER. *Analyse fréquentielle des estimateurs algébriques*. Proceeding in XXIIe colloque GRETSI (Traitement du signal et des images), Dijon, France. Les 8-11 Septembre (2009). [78](#)
- [15] R. BOURDAIS. *Une contribution à la modélisation et à la commande des systèmes non linéaires à commutation*. Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille 1, France (2007). [80](#), [81](#)
- [16] M. FLIESS AND H. SIRA-RAMÍREZ. *An algebraic framework for linear identification*. ESAIM Control, Optimisation and Calculus of Variations, Cambridge Univ Press **9**(1), 151–168 (2003). [85](#)
- [17] K. YOSIDA. *Operational calculus : a theory of hyperfunctions*. Applied Mathematical Sciences **55** (1984). [85](#)
- [18] H. SIRA-RAMIREZ AND R. SILVA-ORTIGOZA. *Control Design Techniques in Power Electronics Devices, Power Systems Series*. Springer (2006). [88](#)
- [19] A. ASTOLFI, D. KARAGIANNIS, AND R4. ORTEGA. *Towards applied nonlinear adaptive control*. Annual Reviews in Control **32**(2), 136–148 (2008). [88](#)
- [20] S.D. WITT AND R.C. WAGGONER. *Tuning parameters for non-pid three-mode controllers*. Hydrocarbon Processing **69**(6), 74–78 (1990). [88](#)
- [21] P.O. MALATERRE. *Le contrôle automatique des canaux d'irrigation : Etat de l'art et perspectives*. Proceeding in Colloque Automatique et Agronomie, Montpellier, France (2003).
- [22] R.S. PATWARDHAN AND M. RUEL. *Meilleures pratiques de surveillance de vos boucles pid-la clé pour optimiser les systèmes de contrôle et régulation*. ISA Expo (2008).

- [23] Y.C. YU, W. XUE, AND J. MA. *Application of improved pid control method in modern greenhouse environment*. Journal of Henan Agricultural University **2**, 015 (1999).
- [24] L. JUCHAO AND Z. WEINING. *The use of self-tuning pid with computer in controlled temperature*. Journal of Xi'an Institute of Technology **1** (1995). 88
- [25] P. DE LARMINAT. *Automatique : commande des systèmes linéaires*. Hermes Paris (1993). 88
- [26] G. VAN STRATEN, E.J. VAN HENTEN, L.G. VAN WILLIGENBURG, AND R.J.C. VAN OOTEGHEM. *Optimal control of greenhouse cultivation*. CRC Press (2010). 88
- [27] M. FLIESS, C. JOIN, M. MBOUP, H. SIRA-RAMIREZ, ET AL. *Vers une commande multivariable sans modèle*. Proceeding in Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA) (2006). 89
- [28] S. VINET, E. VAZQUEZ, ET AL. *Identification boîte noire et simulation de systèmes non-linéaires à temps continu par prédiction linéaire de processus aléatoires*. Proceeding in Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA) (2008). 89
- [29] J. SJÖBERG, Q. ZHANG, L. LJUNG, A. BENVENISTE, B. DELYON, P.Y. GLORENEC, H. HJALMARSSON, AND A. JUDITSKY. *Nonlinear black-box modeling in system identification : a unified overview*. Automatica **31**(12), 1691–1724 (1995). 89
- [30] M. FLIESS AND C. JOIN. *Intelligent pid controllers*. 16<sup>th</sup> Mediterranean Conference Control and Automation, IEEE 326-331 (2008). 92, 94
- [31] S. RIACHY, M. FLIESS, C. JOIN, ET AL. *High-order sliding modes and intelligent pid controllers : First steps toward a practical comparison*. Proceeding in 18<sup>th</sup> IFAC World Congress (WC) (2011). 92
- [32] B. D'ANDREA NOVEL, M. FLIESS, C. JOIN, H. MOUNIER, AND B. STEUX. *A mathematical explanation via "intelligent" pid controllers of the strange ubiquity of pids*. 18<sup>th</sup> Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'10, IEEE, Marrakech, Maroc Jun (2010). 92

## Bibliographie

---

---

---

# Chapitre IV

---

## Contrôle de la température à l'intérieur de la serre par des lois de commandes avancées

### 1 Introduction

La supervision climatique à l'intérieur de la serre est d'une importance vitale pour la plante cultivée. De nombreux dispositifs électroniques sont disponibles afin de permettre une automatisation des équipements de serres [1–4]. Ces outils sont utilisés afin de réaliser un contrôle climatique en serre (Calculateur numérique, Capteurs, Actionneurs, Circuits électronique, . . .). En fonction du niveau d'automatisation désiré, ces outils vont de la simple minuterie ou du thermostat jusqu'aux calculateurs intégrant des boucles de régulation selon la loi de commande implémentée. Bien évidemment, le coût d'acquisition de ces outils de contrôle dépend de leur niveau d'intégration des différents paramètres en cause dans la gestion optimale du climat ambiant à la sericulture. La gestion de ces paramètres est généralement conditionnée par une bonne conception du système serre [5–9].

Les logiciels dédiés au développement des systèmes embarqués comportent des options qui permettent facilement de les rendre autonomes. Dans le cas du système serre, ils permettent de récupérer directement les données climatiques antérieures sur l'ordinateur, et de les reprendre comme description de l'état de la culture.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le dispositif expérimental et les algorithmes de commandes associés qui sont mis en oeuvre au sein du Laboratoire Electronique, Automatique et Biotechnologie de la Faculté des Sciences de Meknès au Maroc. Les résultats obtenus lors de l'implémentation des lois de commande seront présentés pour en faire une étude comparative.

## 2 Dispositif expérimental

Une serre est une construction, un abri fermé à parois et couverture translucide la plus légère possible soutenue par une charpente et destinée à la protection des cultures contre les conditions climatiques extérieures défavorables tout en assurant le maximum de sécurité pour le personnel. Son principal objectif est la création artificielle d'un microclimat destiné à favoriser la croissance et le développement de cultures maraîchères ou horticoles.

La figure IV.1 fournit le schéma synoptique global du prototype de pilotage des paramètres climatiques sous serre. Il s'agit d'un système d'acquisition et de contrôle, composé d'un micro-ordinateur offrant les interfaces nécessaires à notre application (traitement et affichage en temps réel, clavier, mémoire de stockage et capacité de calcul suffisante) [10], [11]. L'ensemble des cartes de conditionnement des capteurs, de protection, de signalisation et enfin de puissance, est relié au micro-ordinateur via la carte d'acquisition de données NI-6024E. Les sections suivantes donnent une description des équipements en capteurs et actionneurs de la serre [12], [13].

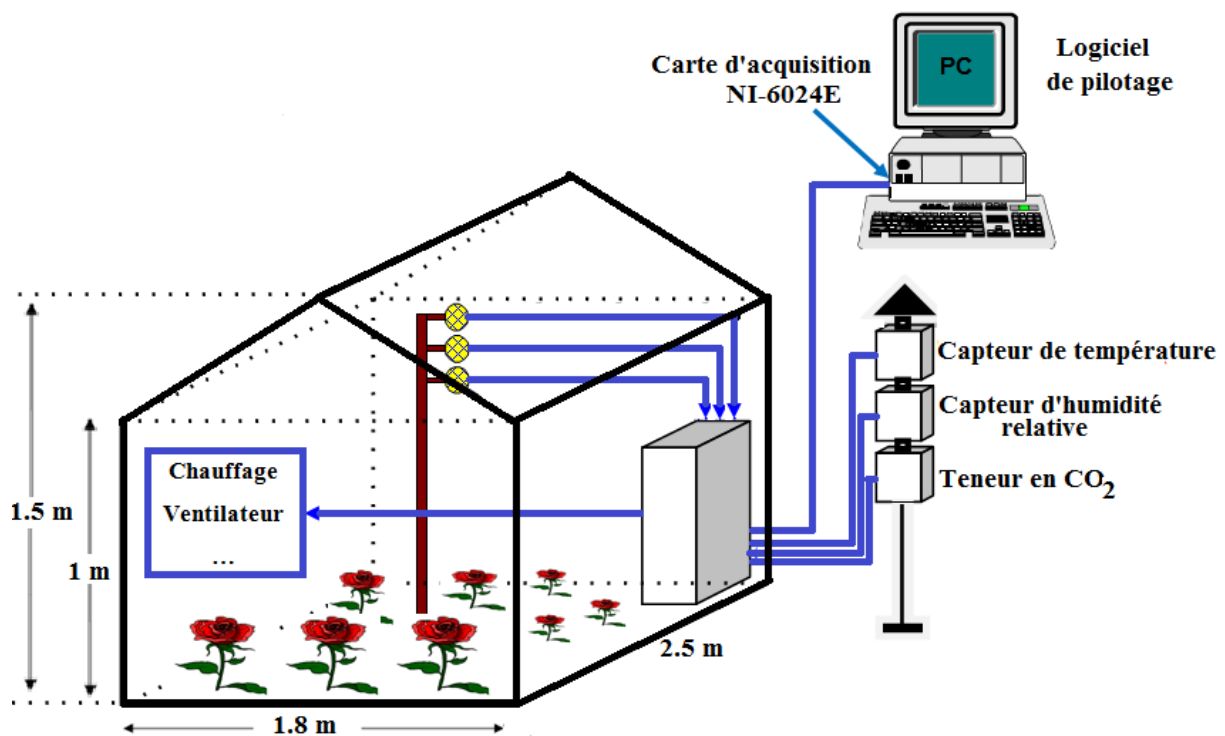


Figure IV.1 – Schéma synoptique du dispositif expérimental



La serre utilisée est de type mono-chapelle (voir figure IV.1), de dimensions suivantes : La surface est d'environ, 2.5 m de longueur et 1.8 m de largeur et les deux hauteurs sont, de 1 m du sol jusqu'à la portique et de 1.5 m du sol jusqu'au faîtage. Elle possède un ouvrant sur les parois latérales. Ces derniers sont thermiquement isolés à l'aide d'un film de polystyrène. L'échauffement de la serre est assuré par un chauffage électrique à air pulsé [14], [15]. La ventilation permettant de diminuer la température est assurée par un ventilateur de vitesse variable [16].

### 2.1 Capteurs

La culture sous serre permet de maîtriser des conditions ambiantes aux cultures. Le système de pilotage permet, par ajustement du milieu à la demande instantanée de la plante, de réduire au minimum les facteurs indésirables. Or, une réelle maîtrise du microclimat résultant d'une serre implique une connaissance parfaite des paramètres climatiques gouvernant l'état environnemental du milieu. D'où l'intérêt des capteurs climatologiques dont l'objectif principal est de mesurer, instantanément et à chaque période d'échantillonnage, plusieurs grandeurs physiques [17–21].

### 2.2 Capteur de température

La serre est équipée d'un capteur de température (LM35DZ) dont le niveau de tension de sortie est directement proportionnel à la température mesurée ( $^{\circ}C$ ). Il s'agit là d'un avantage important par rapport aux autres capteurs de température. La précision typique du LM35DZ est de  $0.4^{\circ}C$  à une température de  $25^{\circ}C$ , et le circuit conditionneur utilisé est un montage amplificateur non inverseur. En cas d'utilisation d'une longueur de câble (blindé) importante pour effectuer la liaison capteur-montage, on implante, à proximité immédiate du capteur, un filtre RC entre la sortie et la masse (une résistance de  $10\ \Omega$  en série avec un condensateur de  $1\ \mu F$ ). Le circuit conditionneur est un montage amplificateur non inverseur dont le gain est réglé moyennant un potentiomètre  $P$  (Figure, IV.2) [22].

La figure IV.3 illustre la courbe d'étalonnage du circuit (capteur + conditionneur). L'équation de variation de la tension de sortie  $V_s$  du circuit en fonction de la température est linéaire.



### 2.3 Capteur d'humidité relative de l'air

Pour mesurer l'humidité relative de l'air, on a installé un capteur de type *HIH – 4000 – 001* de Honeywell Sensors. Il consiste à maintenir le capteur tout près de la surface de la solution saturée et mesurer le signal de sortie du capteur. L'utilisation d'un tel principe permet d'obtenir des points fixes que l'on compare avec les valeurs d'humidité relative données par le tableau de l'Organisation Internationale de Métrologie Légale (OIML).

La courbe d'étalonnage représentant la variation de la tension de sortie  $V_s$  du circuit en fonction de l'humidité est présentée sur la figure IV.4.

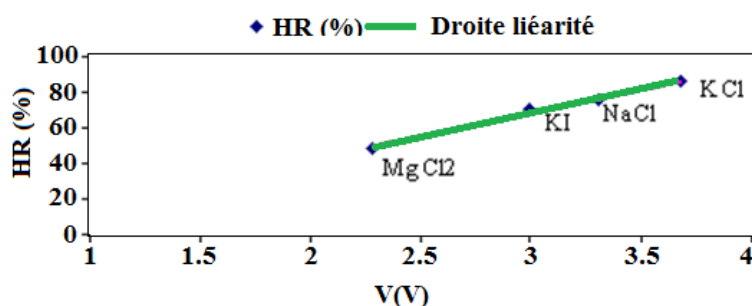


Figure IV.4 – Courbe d'étalonnage du capteur d'humidité utilisé

Ces résultats ont été exploités pour trouver la relation liant l'humidité relative à la tension de sortie de capteur [24] :

$$HR = 26.911V_s - 12.331 \quad (\text{IV.3})$$

avec un coefficient de détermination,

$$R^2 = 0.9883 \quad (\text{IV.4})$$

### 2.4 Capteur de la teneur en $CO_2$

Pour mesurer la teneur de  $CO_2$ , nous avons utilisé le capteur *TGS4160* de (Tagushi Gaz Sensor, Japon) qui est constitué d'un élément sensible au  $CO_2$  et d'une thermistance. Son élément sensible est un électrolyte solide situé entre deux électrodes regroupées avec le circuit imprimé réalisant la résistance chauffante. La force électromotrice de la sonde décroît lorsque le taux de  $CO_2$  augmente. Les caractéristiques de la sonde *TGS4160* sont [25] :

- Une excellente stabilité à long terme ;
- Une excellente résistance aux taux élevés de l'humidité relative de l'air ;
- Une longue durée de vie ;
- Des dimensions réduites.

Le microcontrôleur associé assure les opérations suivantes :

- Calcul de la concentration du gaz  $CO_2$  ambiant ;
- Compensation en température du signal de sortie moyennant une thermistance intégrée à la sonde ;
- Linéarisation de ce signal ;
- Envoi du signal de commande TOR à un relais éventuellement connecté à l'actionneur ;
- Mesurer le taux de  $CO_2$  sur une gamme large de 0 à 3000 ppm.

Nous pouvons mesurer la teneur en  $CO_2$  en fonction de la tension de sortie ( $V_s(V)$ ) du circuit associé à ce capteur par la relation suivante.

$$CO_2(ppm) = 1000 \times V_s(V) \quad (IV.5)$$

## 2.5 Actionneurs

L'échauffement réel de la serre se fait par un chauffage [15] électrique à air pulsé, tandis que la ventilation est assurée par un ventilateur à vitesse variable. Pour l'interface électronique, un gradateur à commande par la phase a été mis en place pour l'alimentation progressive du chauffage et du ventilateur.

## 2.6 Circuits électroniques associés

### 2.6.1 Carte de signalisation et de protection

La carte de protection et de signalisation permet d'assurer plusieurs fonctions : La protection des différentes entrées analogiques et numériques de la carte d'acquisition contre les mauvaises manipulations de l'utilisateur (opto-coupleurs, diodes, diodes Zener), l'isolation parfaite de la partie commande et de la partie puissance et la visualisation des états des actionneurs. Nous présentons dans la figure IV.5 le montage adopté pour la protection des entrées TOR de la carte d'acquisition de données.

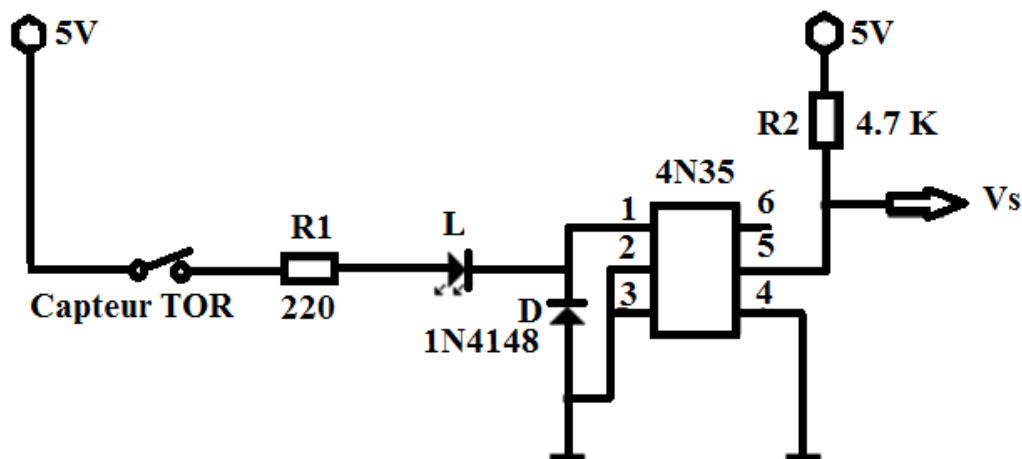


Figure IV.5 – Circuit de protection d'une entrée TOR par un opto-coupleur

### 2.6.2 Interface électronique pour le contrôle TOR des actionneurs

La figure IV.6 illustre le schéma électrique de l'interface électronique développée pour la commande TOR des équipements sous serre. La sortie Tout Ou Rien (TOR) de la carte NI-6024E attaque le circuit de commande du gradateur par l'intermédiaire du circuit intégré ULN-2803 qui joue le rôle d'interface [26], [27]. Les Leds D1 à D8 visualisent l'état des signaux de la carte. Le circuit de puissance comporte un gradateur monophasé, à trains d'ondes, pour l'alimentation du chauffage et du ventilateur.

### 2.6.3 Interface électronique pour la commande progressive des actionneurs

La figure IV.7 illustre le schéma électrique de l'interface électronique utilisé pour l'alimentation progressive du chauffage et du ventilateur. Le circuit de commande permet de générer des impulsions synchronisées par le TCA785 pour l'enclenchement des thyristors moyennant un étage d'isolation galvanique. Le composant TCA785 est un exemple de circuit intégré spécialisé. Il produit des signaux rectangulaires de même période que la tension de synchronisation et d'instant de départ réglable par la tension de commande  $U_c$ .

D'un point de vue fonctionnel, on distingue :

- L'alimentation stabilisée avec sa masse en 1 et sa borne positive (8 à 18V) en 16;

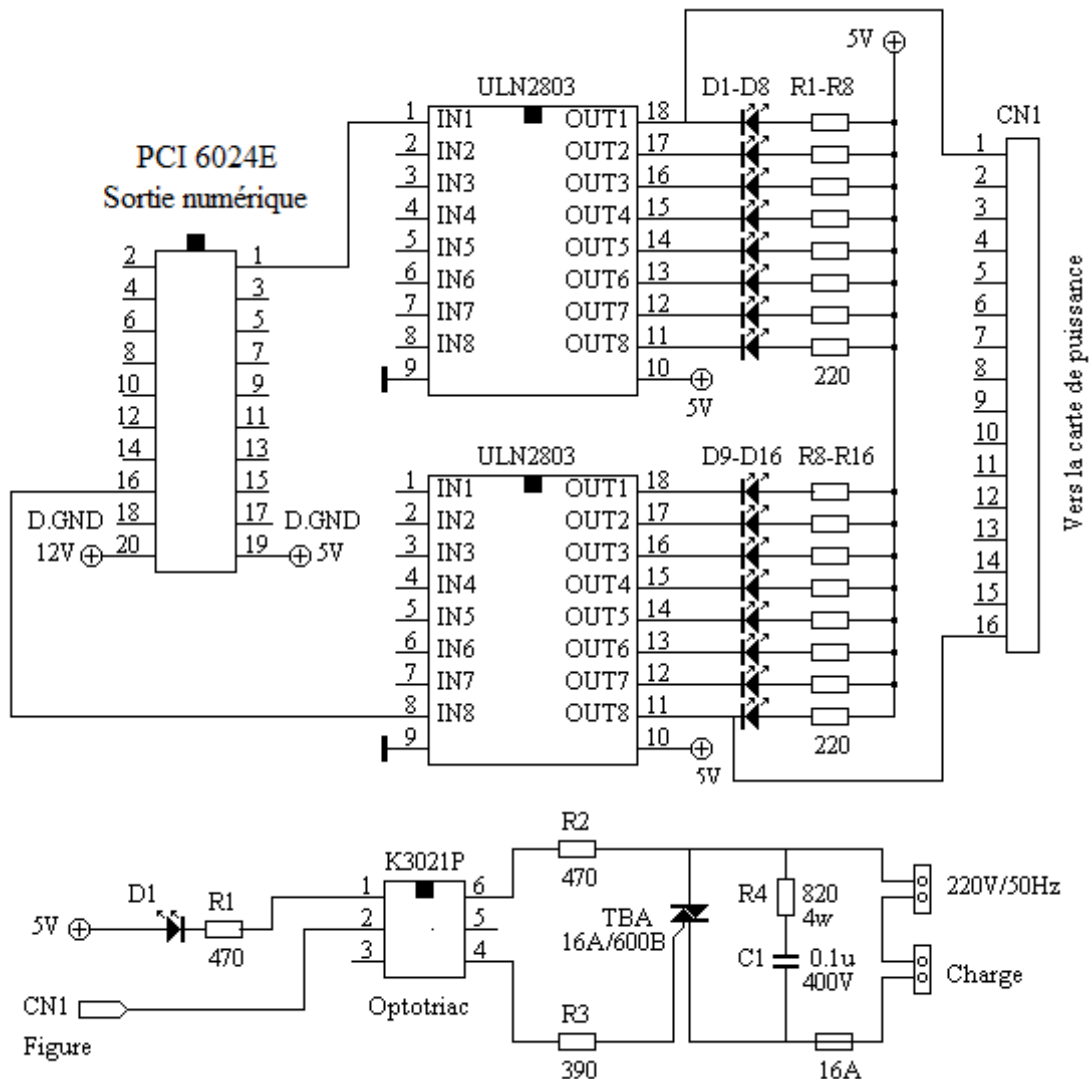


Figure IV.6 – Interface électronique pour la commande TOR des actionneurs

- L'entrée de synchronisation en borne 5 qui reçoit un signal bidirectionnel et de faible amplitude ;
- L'entrée d'inhibition des impulsions en borne 6, obtenue par un niveau bas ;
- Le générateur de rampes synchronisées. Les rampes, observables aux bornes du condensateur  $C_3$  sont initialisées aux passages à zéro de la tension  $U_5$  ;
- Leur pente est éventuellement réglable par le potentiomètre  $P_1$  ;
- Elle dépend de la tension de référence interne mesurable sur la borne 8, de valeur environ 3 V. Si la pente est trop grande, la rampe sera écrêtée à  $V_{cc}$ , d'où un signal  $U_{10}$  en forme de trapèze au lieu d'un signal triangulaire [28] ;

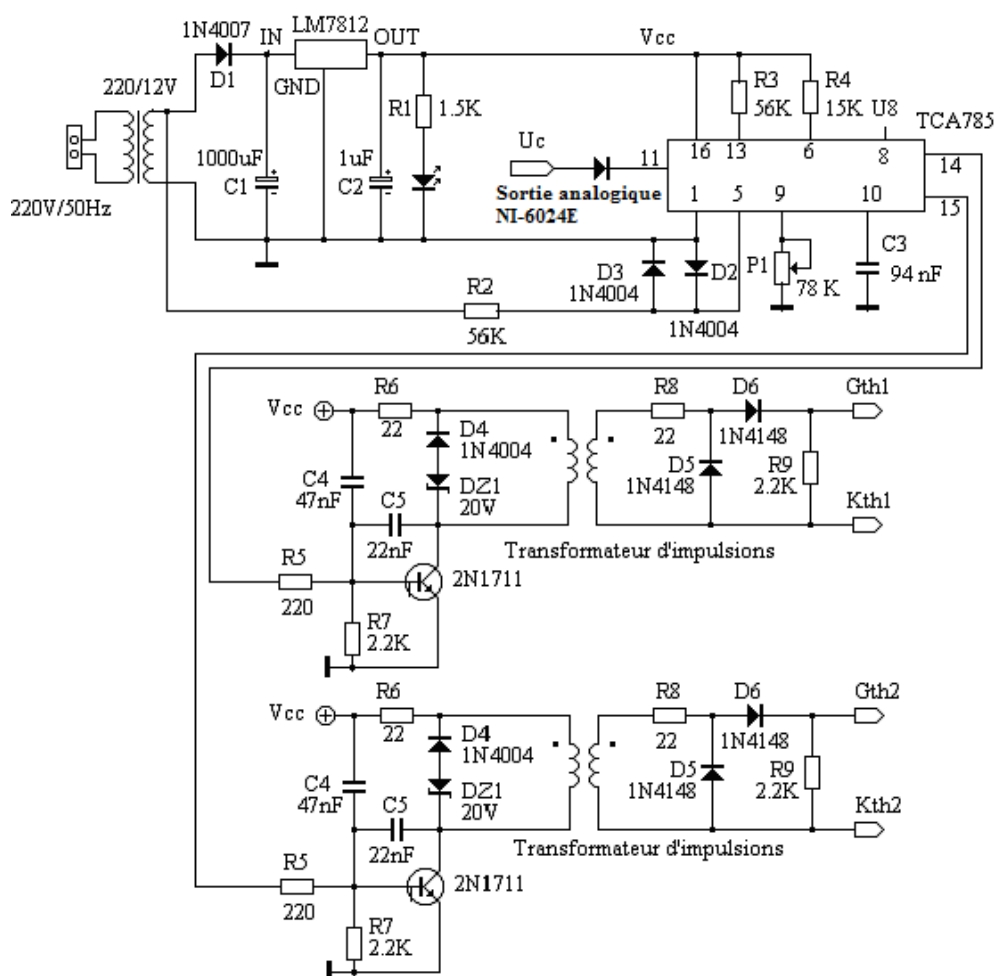


Figure IV.7 – Circuit de commande d'un gradateur monophasé à base de deux thyristors

- Les bornes de sortie : on utilisera seulement les bornes 14 et 15 qui sont activées respectivement pendant l'alternance négative et positive de la tension de synchronisation. Les signaux de sortie commencent à l'instant d'égalité de la tension  $U_{11}$  et de la rampe  $U_{10}$  ;
- Ils cessent à la fin de chaque alternance de la tension  $U_5$ , sauf si la borne 12 n'est plus reliée directement à la masse. Chacune de ces sorties délivre un signal de période 20 ms (synchronisation sur le secteur).

Le composant TCA785 produit des signaux rectangulaires réglables par le signal analogique  $U_c$  issu de la carte PCI-6024E. Afin d'assurer une variation croissante en fonction de la tension de commande, nous considérerons par la suite la commande  $u = 5 - U'_c$ .

#### 2.6.4 Carte d'acquisition de données PCI – 6024E

La carte PCI – 6024E dispose de différentes plages d'amplitudes à choisir ( $\pm 10V$ ,  $\pm 5V$ ,  $\pm 0.5V$ ,  $\pm 0.05V$ ) pour les entrées et ( $\pm 10V$ ) pour les sorties qu'on peut mesurer aux bornes, respectivement, du CAN et du CNA de la carte. Cela implique pour le CAN que, selon la plage choisie, l'amplitude maximale d'un signal entrant ne peut dépasser la plage choisie sans qu'il y ait saturation et perte d'une partie du signal. Remarquons que plus l'amplitude du signal est faible par rapport à la plage choisie moins bonne est la résolution. La discrétisation des signaux analogiques se fait sur 12 bits. L'acquisition de données analogiques va se faire par l'intermédiaire d'un multiplexeur analogique suivi d'un E/B, et enfin le CAN réalise la quantification du signal sur n bits. Dans la fonction de sortie de données numériques, nous trouvons aussi un CNA qui permet d'assurer la restitution du signal analogique vers le procédé. Dans le cas de notre application, la plage choisie pour l'amplitude des signaux d'entrée/sortie est de 0 à +5V. Les principales caractéristiques de la carte PCI – 6024E sont reportées dans le tableau IV.1 :

Nombre d'entrées analogiques (simple et différentielle)	16 simples/8 différentielles
Période maximale d'échantillonnage d'une voie	200kS/s
Résolution (bits)	12
Domaines de tensions (V)	de $\pm 0.25V$ à $\pm 10V$
Nombre de sorties analogiques	2
Résolution (bits)	12
Nombre d'entrées/sorties numériques	16/16
Nombre de compteurs	2 – 24 bits
gains programmable	0.5 1 10 100
Bus de connexion	PCI
Logiciels de gestion	Visual basic, C++, LabVIEW, SIMULINK/Matlab
Driver pour configuration et mesures	NI – DAQ7

**Tableau IV.1** – Caractéristiques de la carte PCI – 6024E

La figure IV.8 illustre le schéma bloc de la carte d'acquisition NI-6024E utilisée dans notre application. Cette carte est fournie avec un driver qui assure le contrôle du matériel, NI-DAQ.



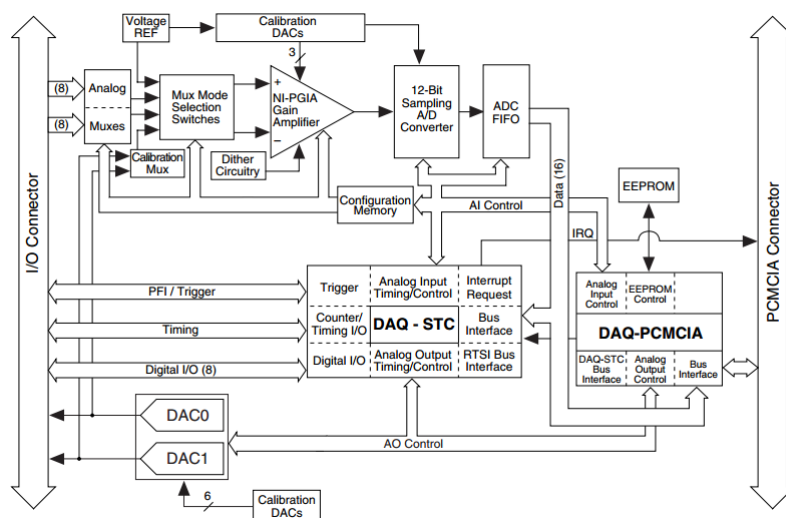


Figure IV.8 – Schéma bloc de la carte NI-6024E

## 2.7 Concept et éléments du langage SIMULINK/Matlab

Il s'agit d'un logiciel parfaitement dédié à la résolution de problèmes d'analyse numérique ou de traitement du signal. Il permet d'effectuer des calculs matriciels, de visualiser les résultats sous forme graphique. Couplé à des cartes d'entrées/sorties, ce logiciel permet de gérer des flux d'informations numériques ou analogiques et de créer ou de simuler des processus à contrôler. L'utilisation de ce logiciel consiste à lancer des lignes de commandes, qui peuvent le plus souvent s'apparenter à de la programmation en C. Associé à Simulink (commande lancée sous Matlab), il devient un outil graphique très simple d'utilisation pour la simulation de processus et pour la commande automatique en temps réel. Cette dernière consiste à l'installation de driver permettant de communiquer l'ordinateur aux entrées sorties de la carte d'acquisition utilisée.

**Installation de drivers NI-DAQ7 sous SIMULINK/MATLAB :** Le pilotage de la carte PCI-6024E par Matlab exige l'installation de driver NI-DAQ7 pour assurer la communication entre cette carte et l'interface développée sous SIMULINK/MATLAB. Ce driver dispose des outils permettant l'écriture et la lecture des entrées/sorties du bus PCI de la carte utilisée. Matlab communique interactivement avec l'environnement Simulink. Ce dernier exploite des bibliothèques regroupant des blocs élémentaires développés pour des domaines particuliers. Les modèles conçus à l'aide de Simulink sont enregistrés comme des fichiers au format (.mdl).

**Simulink** [Sim] est un logiciel pour la conception et la simulation, couplé avec le logiciel Matlab. La simulation consiste à faire interpréter un modèle (une abstraction du système sous forme de blocks diagrammes) afin d'analyser ses propriétés sans exécuter l'implantation dérivée de ce modèle, et vérifier ainsi qu'il valide les exigences implicites et qu'il vérifie les exigences explicites. L'exploitation d'un langage graphique permet de positionner Simulink comme un langage de modélisation de haut niveau, particulièrement utilisé dans les applications industrielles de différents domaines d'applications critiques, à savoir la médecine, l'aéronautique, le spatial, l'automobile, etc. Il a été conçu pour des besoins de spécification et de simulation d'applications complexes. Il a vite suscité l'intérêt de développeurs de générateurs de code commerciaux qui seront présentés dans la section 3.3. Nous décrivons dans ce qui suit les principaux concepts de Simulink et Stateflow. Pour davantage de détails, le lecteur peut se référer au site officiel de la société The "MathWorks".

**Real-Time Workshop (RTW)** : est un générateur de code du modèle développé sur SIMULINK. Les applications de production à bas volume reposent sur le code de RTW. Il est utilisé par beaucoup de logiciels de prototypage rapide pour SIMULINK. RTW génère le code en fonction de modèles templates qui peuvent être modifiés selon le système d'exploitation et le processeur utilisé. RTW supporte les variables entières de 8,16 et 32 bits ainsi que les nombres à point flottant de précision simple (32 bits) et double (64 bits).

### 3 Evolution des paramètres climatiques, sans contrôle, à l'intérieur et à l'extérieur de la serre

Des campagnes de mesures ont été menées à l'intérieur d'une serre de production et dans son environnement immédiat sous conditions réelles de culture sous abri. Des données météorologiques internes et externes : température de l'air, humidité relative de l'air ont été collectées. L'ensemble de ces mesures constitue un jeu de données conséquent destiné à fournir les informations indispensables pour présenter et analyser le fonctionnement bioclimatique sous serre.

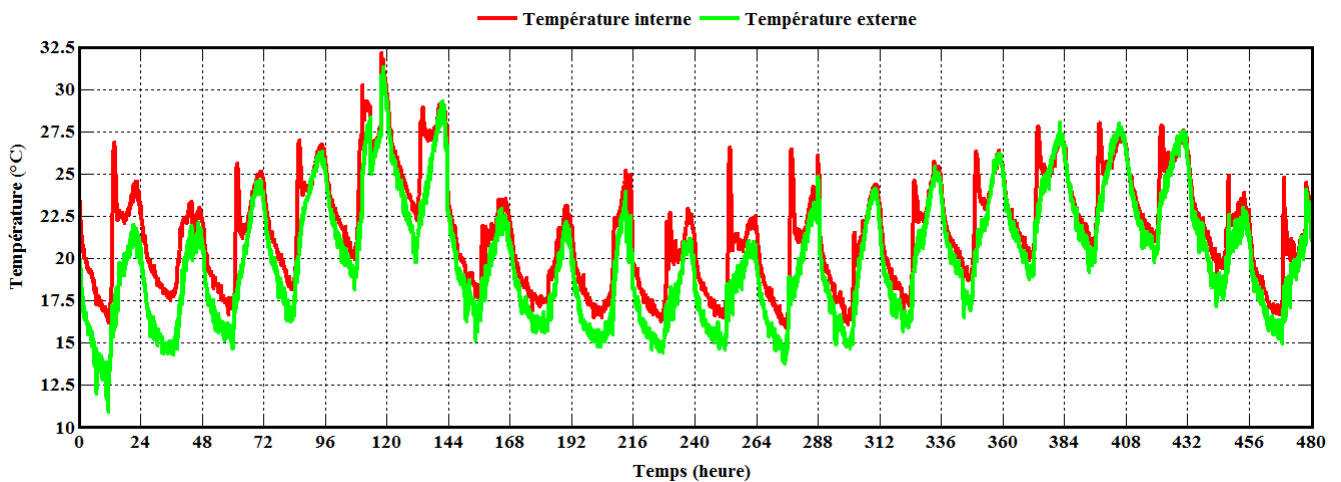
#### 3.1 Températures intérieure et extérieure

La figure IV.9 représente l'évolution de la température mesurée à l'intérieur et à l'extérieur de la serre. Ces mesures ont porté, d'une manière continue, sur l'air intérieur et extérieur de la serre durant une période de 20 jours, du 29/04/2013 à 17h57 jusqu'au 19/05/2013 à

### IV.3 Evolution des paramètres climatiques, sans contrôle, à l'intérieur et à l'extérieur de la serre

17h57min26s.

Le premier constat qu'on peut faire c'est que les réponses des deux capteurs (température interne et externe) suivent un phénomène périodique de variation de la température. De même les deux capteurs indiquent des évolutions quasi-identiques, à quelques différences près. Nous remarquons aussi, sur cette figure, que la température minimale, à l'intérieur de la serre, est située dans l'intervalle  $[16^{\circ}C, 20^{\circ}C]$ , tandis que la température maximale a varié entre  $22.5^{\circ}C$  et  $32^{\circ}C$ . À l'extérieur de la serre, la température est légèrement inférieure à celle de la température interne.



**Figure IV.9** – Evolution de la température à l'intérieur et à l'extérieur de la serre au cours de vingt jours

Les températures (internes et externes) varient fortement. Pendant la période diurne, ils augmentent jusqu'à atteindre leurs valeurs maximales, et diminuent pendant la période nocturne jusqu'à atteindre leurs valeurs minimales. Cette forte variation est due à l'influence du soleil. L'écart existant entre les températures minimales à l'intérieur et à l'extérieur de la serre s'explique par l'effet de serre, l'effet bioclimatique des plantes et les caractéristiques thermiques de la couverture. Cet écart est faible à cause des dimensions réduites de la serre utilisée.

Les températures externes peuvent atteindre des valeurs nuisibles et insupportables par la serri-culture et réduisant le rendement de la production. Ce qui nécessite l'utilisation des techniques de régulation automatique du climat à l'intérieur de la serre. Elles permettent de définir un rendement optimum, d'assurer une production continue durant toutes les saisons de l'année

et de favoriser la matière brute de la plante.

### 3.2 Humidités intérieure et extérieure

Durant la même période des mesures, l'humidité de l'air à l'intérieur et à l'extérieur de la serre ont été prélevées simultanément. Les évolutions ont été présentées sur la figure IV.10.

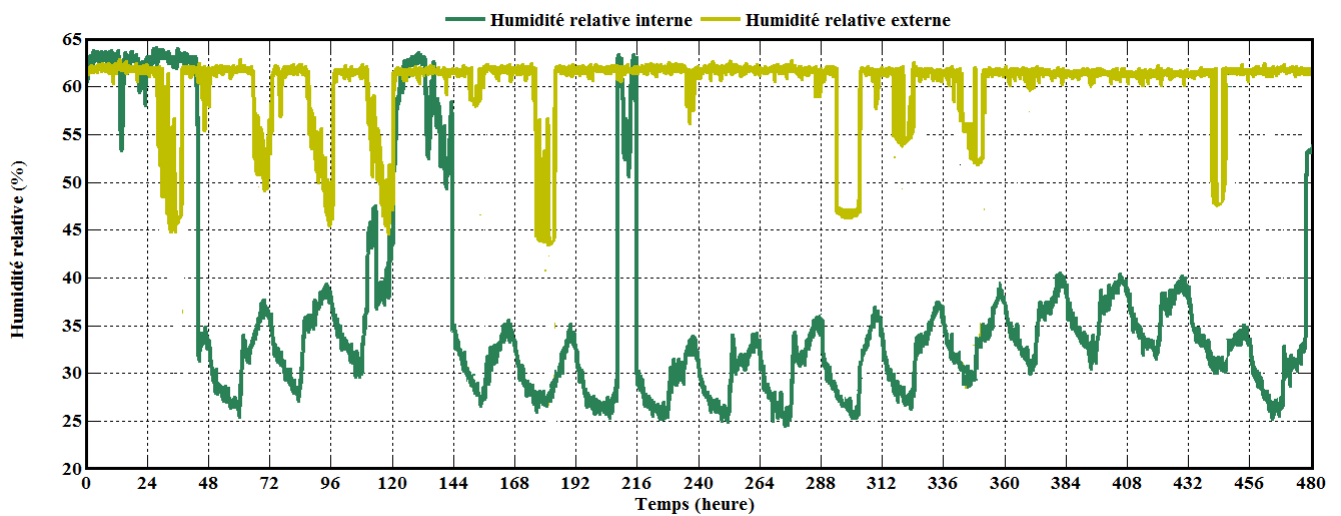


Figure IV.10 – Evolution de l'humidité à l'intérieur et à l'extérieur de la serre

On retrouve, sur cette figure, d'abord une quasi-périodicité qui suit, à peu près, celle constatée de la variation de la température. Nous remarquons que les variations de l'humidité relative interne et externe sont trop fortes et différentes. Cette différence est due à la couverture choisie, mais aussi au transpiration bioclimatique des plantes. Ces grandes variations généralement indésirables, entravent la croissance et la qualité de la production. Ce qui impose aussi le bon choix des équipements permettant de réguler le micro-climat à l'intérieur de la serre.

D'après les mesures précédemment enregistrées, nous pouvons conclure que le climat à l'intérieur de la serre est fortement influencé par les conditions externes (température, hygrométrie, ...). Il est donc nécessaire de parfaire la climatisation des serres afin de maintenir les cultures dans des conditions favorables. Ainsi, le recours à l'automatisation s'avère indispensable. C'est pourquoi nous sommes retourné alors vers des équipements avancés d'électroniques et d'informatiques qui permettent de garantir l'amélioration du rendement de la production.

## 4 Mise en œuvre des lois de commande

Nous limitons notre étude dans cette application au seul contrôle de température à l'intérieur de la serre. Compte tenu de l'effet antagoniste des deux actionneurs du système (*i.e.* chauffage et ventilation), le système sera considéré comme un procédé à une seule entrée envoyée respectivement au chauffage ou au ventilateur selon que la température interne est inférieure ou supérieure à la consigne (trajectoire de référence). Rappelons en outre qu'il s'agit dans ce mémoire d'une étude intermédiaire pour laquelle les grandeurs mesurées d'humidité relative et de concentration de  $CO_2$  ne sont pas prise en compte dans l'élaboration de la commande. Le contrôle du processus a été réalisé avec un échantillonnage de 5 s sur une durée de 22.2 h.

## 5 Implémentation du Tout ou Rien

Notre objectif est de réaliser la régulation de la température sous serre en utilisant le mode de contrôle TOR. La figure IV.11 représente la consigne et l'évolution des variations des températures interne et externe. Nous remarquons que la température interne suit correctement la consigne.

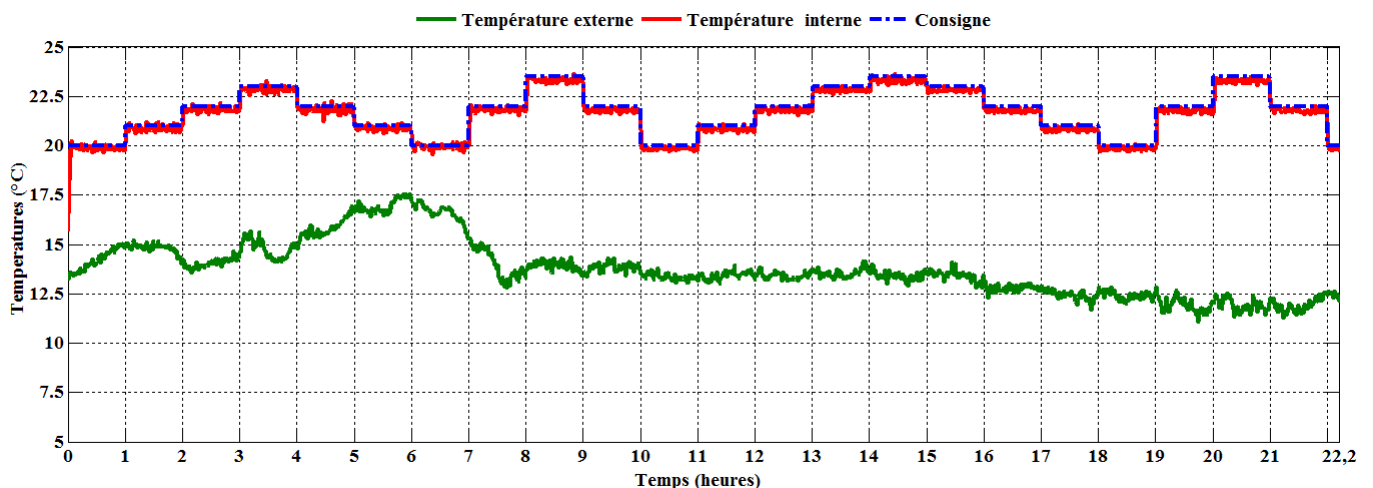


Figure IV.11 – Régulation de la température interne à l'aide du TOR

La commande TOR est facile à mettre en œuvre et permet de réguler la température sous serre en dépit des variations de la température externe. Mais elle présente certains inconvénients tels que le grand nombre de commutations des actionneurs. Ces oscillations sont inévitables

puisque'il y a seulement deux niveaux de puissances utilisées : 0 et 100% comme le montre la figure IV.12.

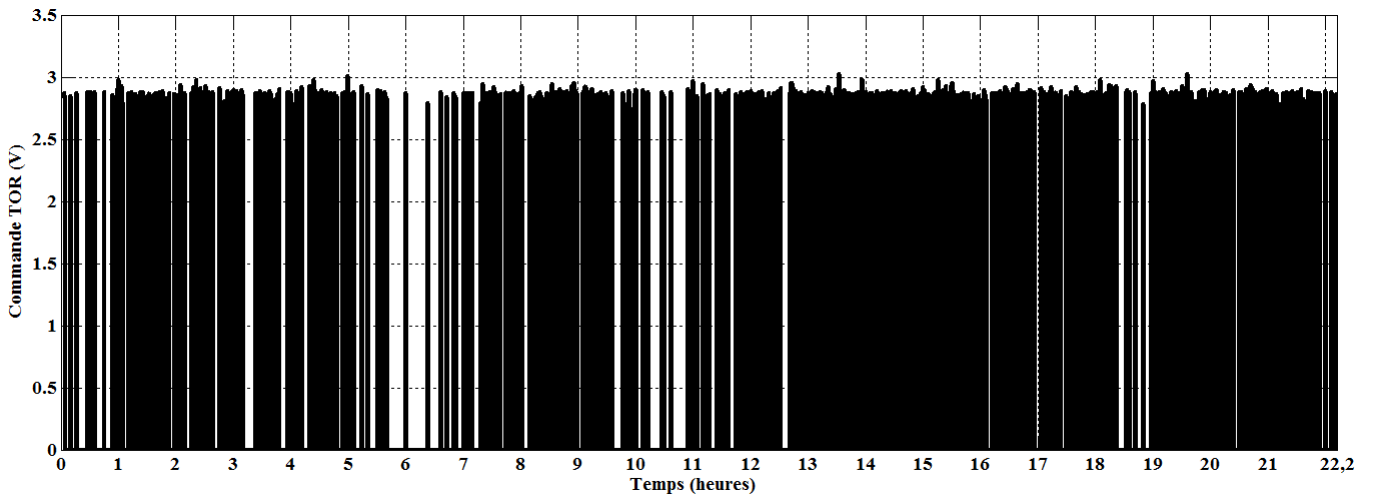


Figure IV.12 – Evolution de la commande TOR

L'évolution de la commande TOR, présentée sur la figure IV.12, est envoyée au chauffage ou au ventilateur comme le montre la figure IV.13. Cette dernière figure illustre l'évolution des commandes qui sont envoyées aux deux actionneurs utilisés. Ces commandes ont pour objectif de contrôler la température à l'intérieur de la serre.

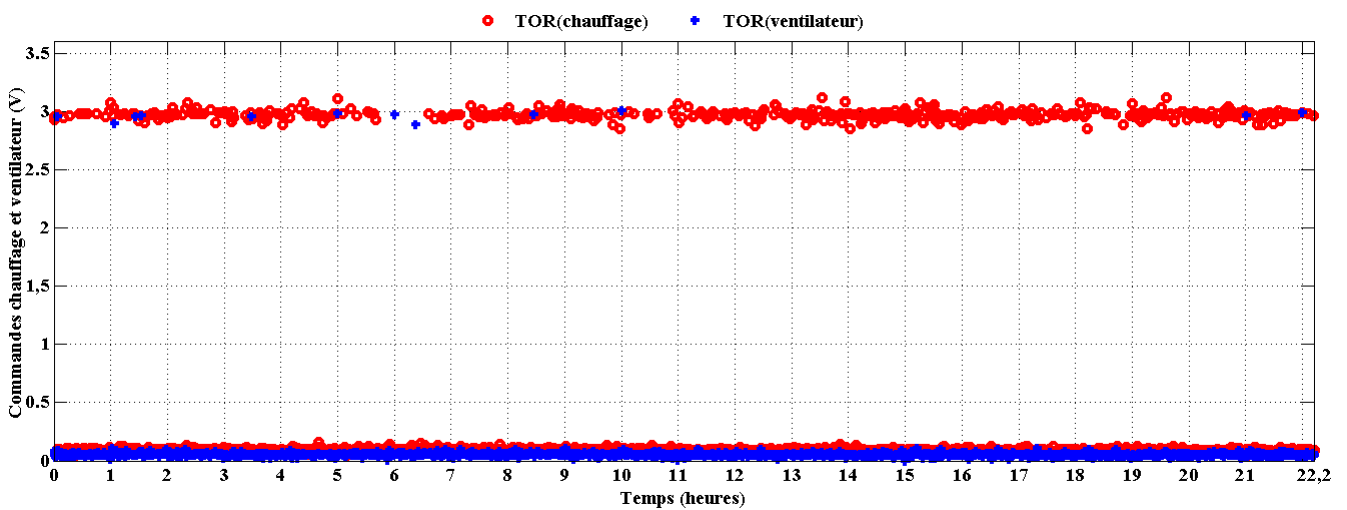
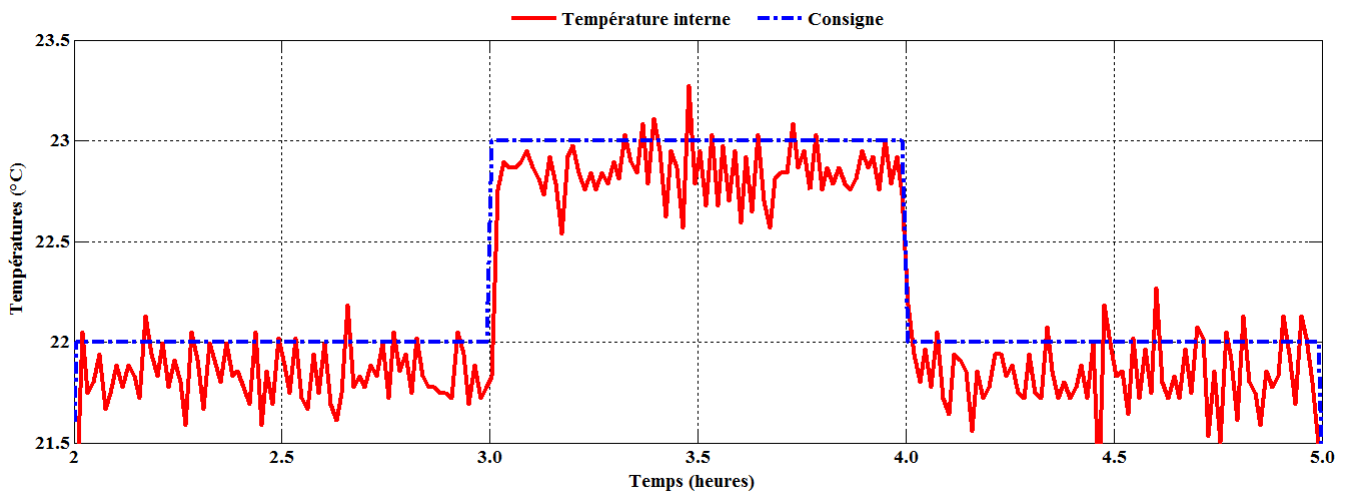


Figure IV.13 – Evolution des commandes chauffage et ventilation

Nous remarquons que les deux commandes évoluent en alternance et que le chauffage est plus utilisé car la température externe est très basse. Le grand nombre de commutations est due à l'effet des perturbations imposées par l'extérieur et au choix de la consigne. Pour minimiser ce nombre de commutations, nous pouvons envoyer une consigne sous forme d'intervalle de valeurs de températures désirées (bande morte).

La figure IV.14 présente l'évolution de la température contrôlée à l'intérieur de la serre pendant trois heures.



**Figure IV.14** – Consigne et température sur l'intervalle  $[2, 5] h$

La figure IV.15 présente l'évolution de la commande TOR durant un intervalle de trois heures.

Nous remarquons que la température suit correctement la consigne, avec un temps de montée faible et avec un gain statique quasi-unitaire. Mais il y a trop de commutations entre le chauffage et la ventilation. Ainsi les amplitudes de commande sont de 0 ou 3 V. Celles-ci peuvent influencer sur le fonctionnement des actionneurs utilisés.

Par ailleurs, la puissance utilisée pour alimenter les actionneurs est très importante. C'est pour cela que nous avons recours à d'autres commandes progressives qui permettent de minimiser la puissance dissipée.

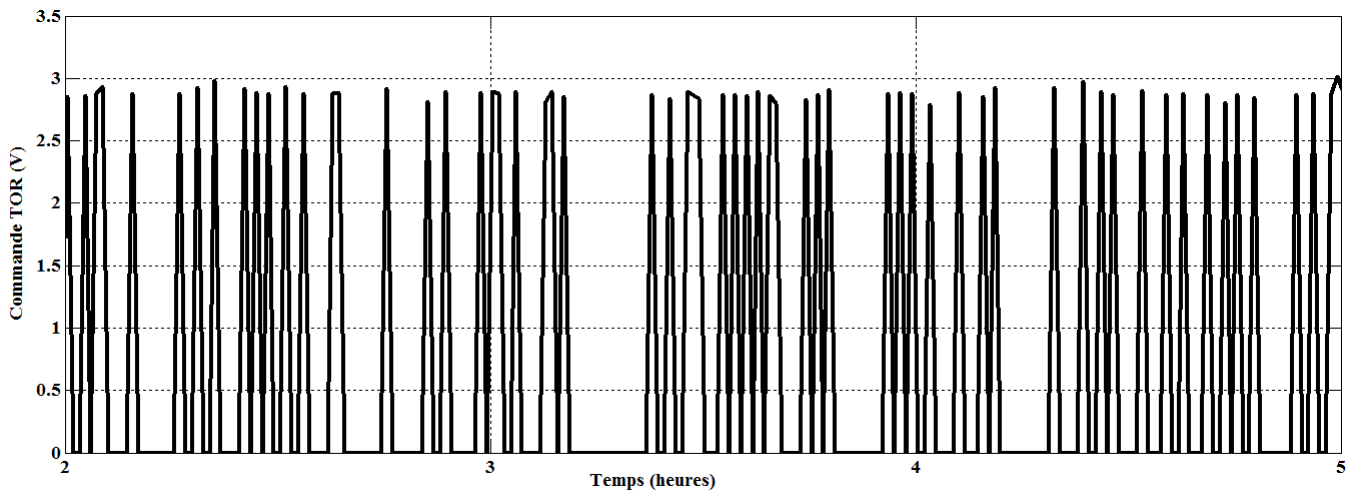


Figure IV.15 – Commande TOR sur l'intervalle [2, 5] h

## 6 Implémentation du contrôleur PID

Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID, car il permet à l'aide de ses trois paramètres d'atteindre les performances désirées d'un processus modélisé par un premier ordre. Nombreux sont les systèmes physiques qui, même en étant complexes, ont un comportement qui peut être assimilé à un système du premier ordre. Par conséquent, le régulateur PID est bien adapté à la plupart des processus de type industriel et est relativement robuste par rapport aux variations des paramètres du procédé à contrôler. Pour procéder à la commande d'un système réel, il est nécessaire de disposer d'un modèle mathématique qui le caractérise avec une bonne approximation mais aussi qui doit être suffisamment simple pour faciliter son étude [29].

Dans ce qui suit, nous allons établir un modèle mathématique de l'évolution de la température interne en utilisant la méthode d'identification empirique de Broïda. Pour modéliser l'évolution de la température à l'intérieur de la serre, nous avons appliqué, en boucle ouverte, un échelon de 3V à l'entrée du système pour déclencher le chauffage. Ensuite, nous avons mesuré la réponse temporelle dans laquelle nous avons remarqué que la température initiale est 17.7°C et qui a augmenté pour se stabiliser à 35.5°C.

Pour déterminer la fonction de transfert continue représentant l'évolution de la température, nous avons calculé le retard pur et la constante du temps par les formules de *Broïda* suivantes :



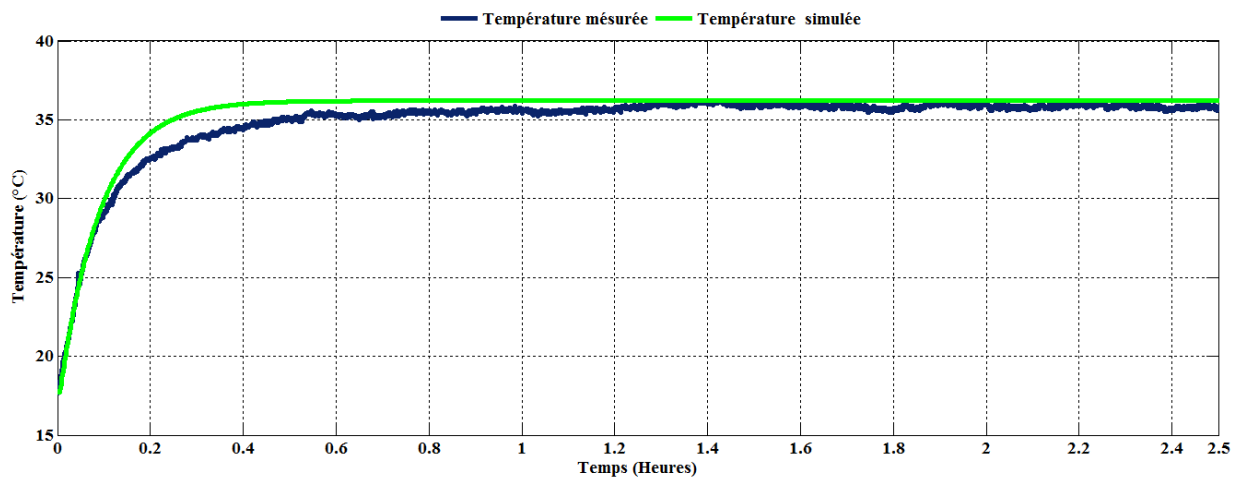
$$T_r = 2.8t_1 - 1.8t_2 = 20.6 \text{ (s)} \quad (\text{IV.6})$$

$$\tau = 5.5(t_2 - t_1) = 319 \text{ (s)} \quad (\text{IV.7})$$

Ce qui permet d'obtenir le modèle suivant.

$$F(p) = 6.17 \frac{e^{-20.6}}{1 + 319p} \quad (\text{IV.8})$$

Pour valider la fonction de transfert trouvée, nous avons simulé la réponse indicielle sur Matlab comme le montre la figure IV.16. Nous en déduisons que la fonction de transfert obtenue représente bien l'évolution de la température interne.



**Figure IV.16** – Simulation de la réponse indicielle de la température interne en boucle ouverte

Dans ce qui suit, nous utiliserons la fonction de transfert en mettant à zéro la valeur initiale de la température interne car celle-ci varie tout au long de l'année. Notre objectif est de réguler la température indépendamment du choix de la température initiale. Ensuite, nous avons exploité

## Chapitre IV. Contrôle de la température à l'intérieur de la serre par des lois de commandes avancées

---

les paramètres identifiés pour calculer les gains de réglages de la commande PID à l'aide des formules suivantes.

$$k_p = \frac{\tau}{T} + 0.4 = 2.14 \quad (\text{IV.9})$$

$$k_i = \frac{0.75}{KT} = 0.005 \quad (\text{IV.10})$$

$$k_d = \frac{0.35\tau}{K} = 18.09 \quad (\text{IV.11})$$

Ces paramètres ont été utilisés pour commander la température sous serre.

Nous avons excité le système par plusieurs échelons pour assurer le bon fonctionnement du régulateur. La figure IV.17 présente une régulation automatique de la température à l'aide de l'algorithme PID.

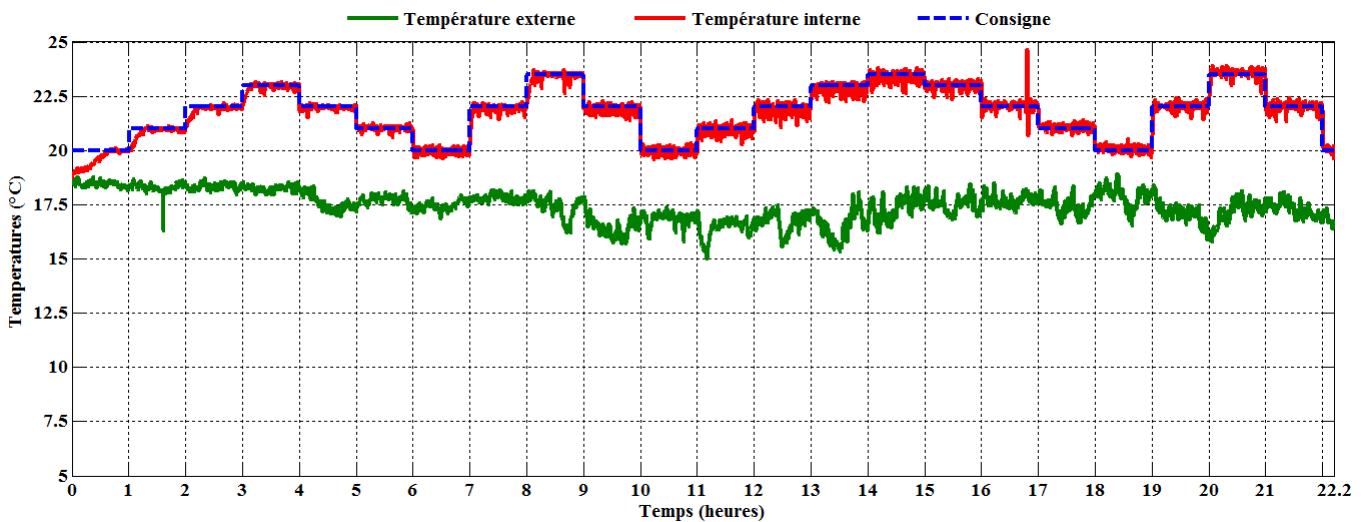


Figure IV.17 – Régulation de la température sous serre par PID

La figure IV.18 présente l'évolution de la commande PID envoyée aux actionneurs (chauffage ou ventilateur). Nous remarquons que cette commande augmente progressivement avec des

## IV.6 Implémentation du contrôleur PID

remises à zéro intermédiaires. A partir de 15h, elle atteint la valeur maximale (3V) qu'on peut envoyer aux actionneurs.

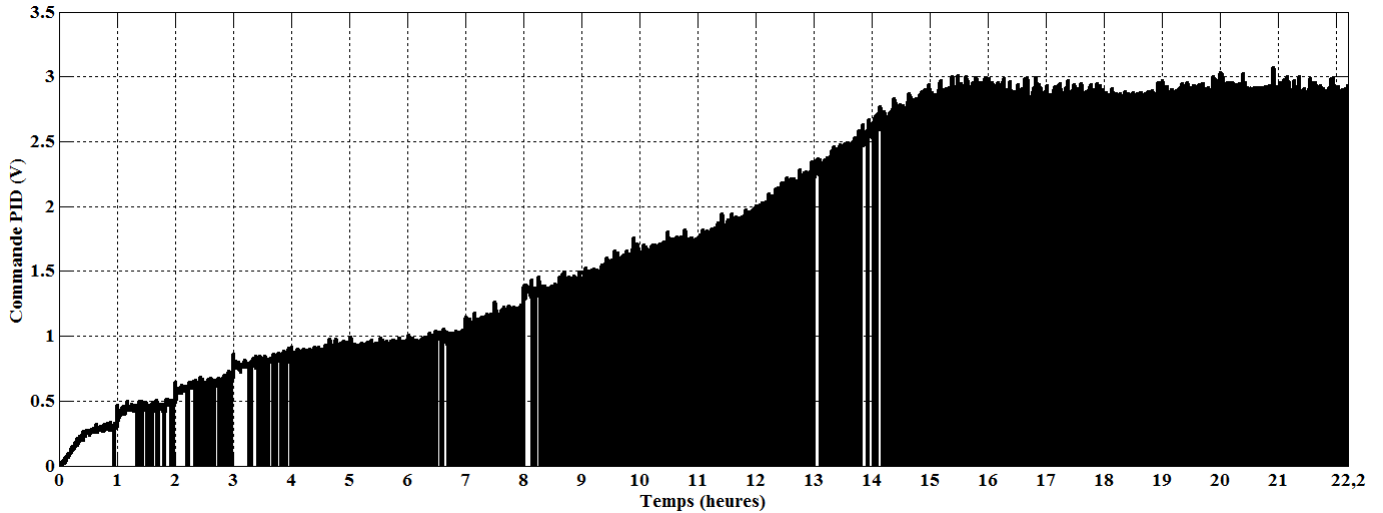


Figure IV.18 – Evolution de la commande PID

La figure IV.19 présente l'évolution de la température contrôlée sur l'intervalle du temps  $[2, 5] h$ . Nous remarquons dans cette courbe l'existence de fluctuations autour de la consigne dont la valeur maximale ne dépasse pas  $0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Elles sont dues à l'effet des paramètres climatiques externes et au manque d'un filtrage des signaux d'entrées/sorties du système.

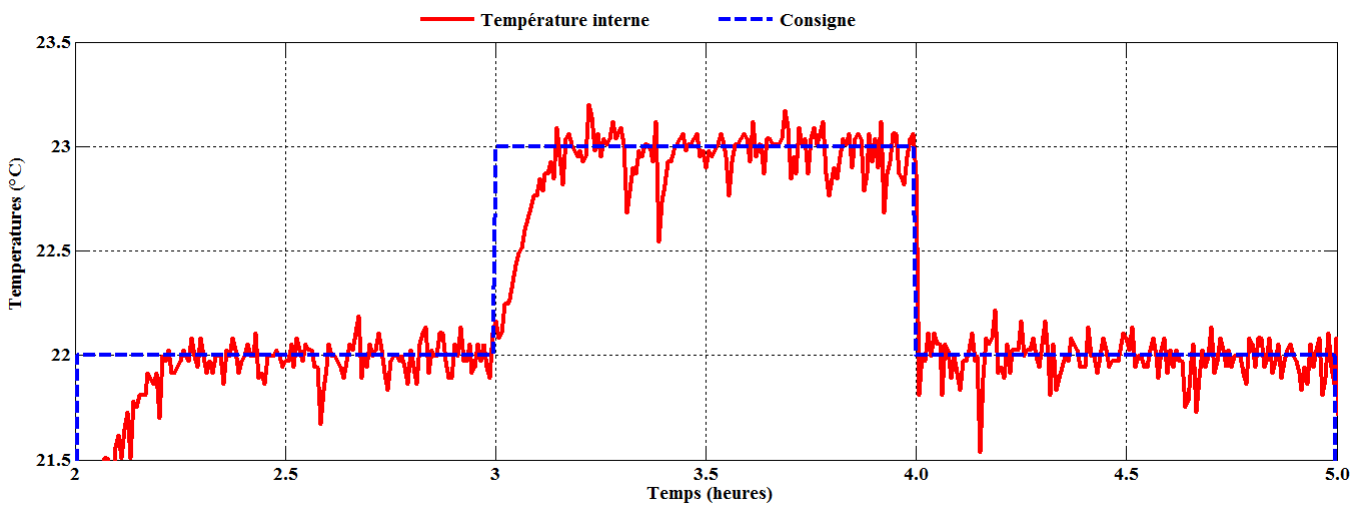
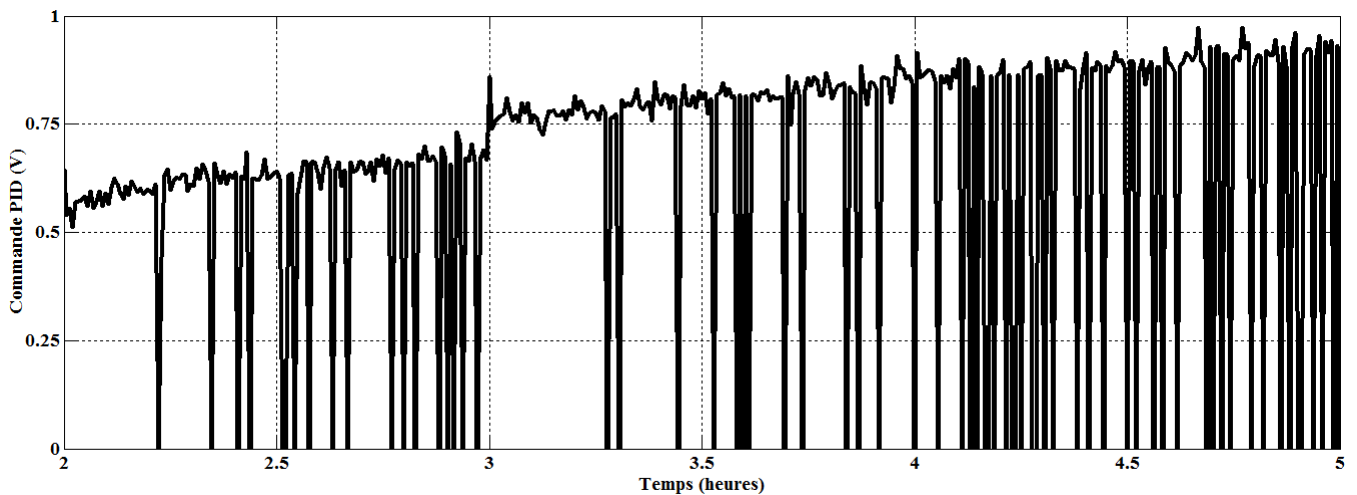


Figure IV.19 – Régulation de la température à l'aide du PID sur l'intervalle  $[2, 5] h$

La figure IV.20 présente l'évolution de la commande calculée à l'aide du régulateur PID. Nous remarquons qu'elle est progressive et qu'elle se remis à zéro dès que la température à l'intérieur de la serre atteint la valeur de la température désirée.



**Figure IV.20** – Evolution de la commande PID sur l'intervalle  $[2, 5] h$

Nous remarquons aussi que la température suit correctement la consigne avec des oscillations autour de la consigne qui ne dépassent pas  $1^{\circ}\text{C}$ . Ces perturbations sont dues généralement aux équipements utilisés et aux effets issus de l'extérieur. La commande PID a permis d'obtenir de bons résultats mais elle est sensible aux bruits provoqués par la forte variation des paramètres climatiques externes. Ajoutons à cela qu'elle est basée sur une méthode d'identification spécifiée pour des conditions climatiques bien définies. C'est pour cela que nous avons des saturations apparaissant sur la commande envoyée aux actionneurs IV.18.

## 7 Implémentation de la commande LQG

L'objectif de la commande Linéaire Quadratique (LQ) est de formuler le problème de commande par retour d'état en minimisant un critère traduisant un compromis entre la commande envoyée aux actionneurs et les contraintes qu'on veut imposer à l'état. Cependant, nous ne disposons que d'une connaissance partielle du vecteur d'état. D'où la nécessité de la commande LQG qui est une commande LQ associée au filtre de Kalman. L'élaboration de cette commande consiste à choisir une méthode d'identification qui sera basée sur des techniques d'estimation sous forme de l'espace d'état :

$$\begin{cases} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

$k$  représente le temps discret.  $A$  est la matrice d'évolution,  $B$  est la matrice d'entrée,  $C$  est la matrice de sortie et  $D$  est la matrice de transmission directe.  $u(k)$ ,  $x(k)$  et  $y(k)$  sont respectivement les vecteurs discrets d'entrée, d'état et de sortie.

La synthèse de la commande LQG est basée sur la modélisation dans l'espace d'état. Dans notre cas, nous avons choisi l'algorithme N4SID sous Matlab pour estimer ces matrices d'états. Pour ce faire, nous avons mesuré la réponse indicielle pour déterminer ces matrices [30].

## 7.1 Modélisation de la température interne

Pour réguler la température à l'intérieur de la serre, nous utilisons le chauffage pour augmenter la température et le ventilateur pour l'abaisser. Nous allons chercher un modèle de l'évolution de la température en cas de chauffage et un autre modèle en cas de la ventilation. En premier lieu, nous avons envoyé un échelon au chauffage pour déterminer la réponse indicielle qui va nous permettre de déterminer le premier modèle. Une fois que la température atteint l'état statique et se stabilise, nous envoyons immédiatement un échelon au ventilateur car le ventilateur ne permet pas de faire descendre la température interne au dessous de la température externe. La réponse indicielle obtenue dans le cas de la ventilation nous permettra de déterminer le deuxième modèle. A l'aide de l'outil *Ident* de Matlab, nous avons estimé les matrices d'états suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} 0.99984 & -0.0024597 & 0.13452 & -0.0025608 \\ 0.00056441 & 0.82753 & 0.55918 & 0.18782 \\ -0.00086584 & -0.0481 & 0.81552 & 0.97844 \\ -0.0014404 & 0.0014432 & -0.093753 & 0.75805 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.00048556 \\ 0.0081055 \\ -0.01809 \\ 0.01891 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

$$C = [ 302.28 \ 1.6702 \ -0.54188 \ 1.0261 \ 0.22665 ] \quad (\text{IV.15})$$

$$D = [ 0 ] \quad (\text{IV.16})$$

et la condition initiale du vecteur d'état est,

$$x_0 = \begin{bmatrix} 0.051428 \\ 0.035672 \\ 0.13494 \\ 0.002407 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

Les paramètres du modèle sont estimés à des intervalles de 5 secondes. Le modèle trouvé est validé par le calcul de la moyenne de l'erreur quadratique entre la température mesurée et simulée. Ce qui a permis de calculer les valeurs de :

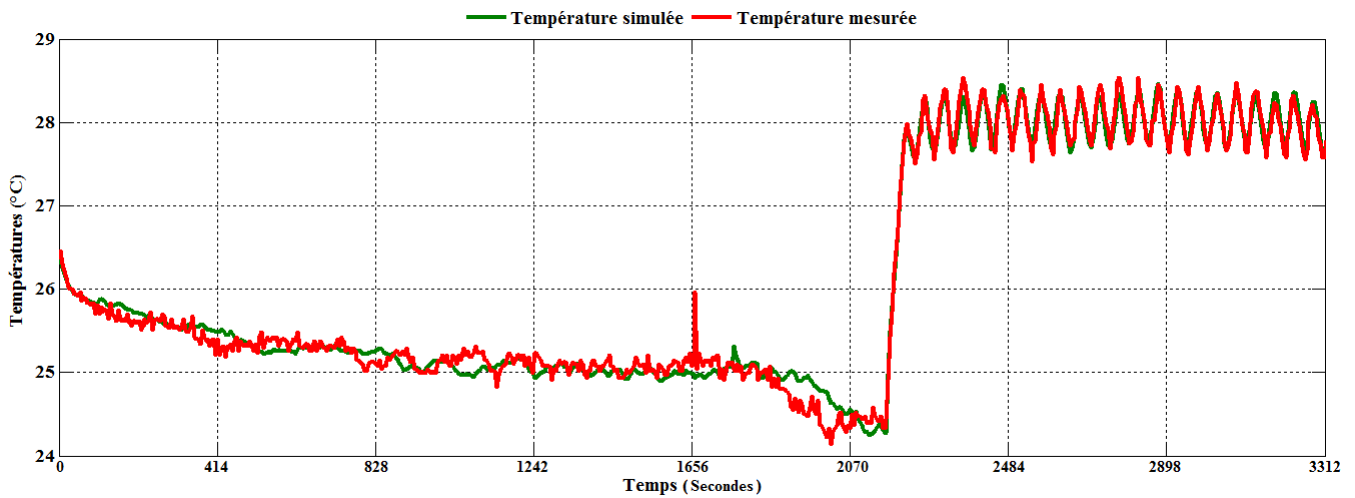
- Fonction de Perte (Loss function) = 0.0126909
- Erreur de prédiction (Prédiction error) = 0.0132711

Nous remarquons que ces paramètres sont faibles, ce qui confirme la validation du modèle estimé [31].

Nous avons représenté sur la figure IV.21, la réponse indicielle mesurée et celle estimée par le modèle trouvé.

Nous remarquons de plus que la température simulée est quasiment identique à la température mesurée. Le coefficient de meilleur ajustement obtenu à l'aide de Matlab (Noté Best fit) est de 83 %. Ces deux constatations nous permettent de valider le modèle trouvé pour le cas

## IV.7 Implémentation de la commande LQG



**Figure IV.21** – Evolution de la température mesurée et simulée par le modèle obtenu

du chauffage.

Nous reprenons la même procédure pour modéliser l'évolution de la température interne en utilisant le ventilateur. Cette fois ci, nous avons chauffé l'air à l'intérieur de la serre puis nous avons immédiatement envoyé un échelon du ventilateur pour mesurer la réponse indicielle. A l'aide de l'outil *Ident* de Matlab, nous avons aussi estimé les matrices d'états suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} 0.99989 & -0.0021414 & -0.0012177 & -0.0026137 & -0.00069348 \\ 0.0045568 & -0.79653 & -0.58085 & -0.10064 & -0.046899 \\ 0.020534 & 0.56154 & 0.82143 & -0.13009 & -0.001645 \\ -0.0028103 & 0.03654 & 0.095927 & 0.74385 & -0.15118 \\ -0.012247 & -0.02363 & 0.010444 & -0.036148 & 0.14281 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

$$B = \begin{bmatrix} -0.0017805 \\ -0.10422 \\ 0.026982 \\ -0.1888 \\ -0.55212 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

$$C = \left[ \begin{array}{ccccc} 302.28 & 1.6702 & -0.54188 & 1.0261 & 0.22665 \end{array} \right] \quad (\text{IV.20})$$

$$D = \left[ \begin{array}{c} 0 \end{array} \right] \quad (\text{IV.21})$$

$$L = \left[ \begin{array}{c} 0.0010795 \\ 0.038214 \\ -0.077391 \\ 0.0019768 \\ -0.00047126 \end{array} \right] \quad (\text{IV.22})$$

La condition initiale du vecteur d'état est,

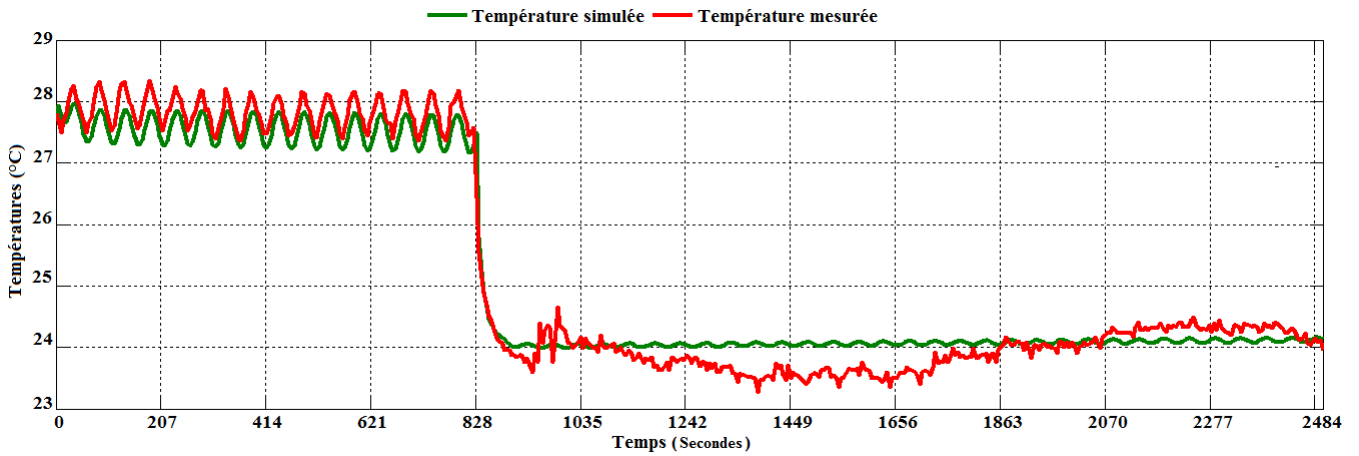
$$x_0 = \left[ \begin{array}{c} 0.092158 \\ 0.0024717 \\ 0.12765 \\ 0.013206 \\ -0.01589 \end{array} \right] \quad (\text{IV.23})$$

Les paramètres du modèle sont aussi estimés toutes les 5 secondes. Le modèle trouvé est validé aussi par le calcul de la moyenne de l'erreur quadratique entre la température mesurée et simulée. Ce qui a permis de calculer les valeurs de :

- Fonction de perte (Loss function) = 0.0126909
- Erreur de prédiction (Prediction error) = 0.0132711

Là aussi, nous remarquons que ces paramètres sont faibles, ce qui confirme la validation du modèle estimé [31]. De plus, nous avons représenté sur la figure IV.22, la réponse incielle mesurée et celle estimée par le modèle trouvé.





**Figure IV.22** – Sorties mesurées et simulées

Nous remarquons aussi que la température simulée est quasiment identique à la température mesurée. D'autre part, le coefficient de meilleur ajustement qui est obtenu à l'aide de Matlab (Noté Best fit) est de 90%. Ces deux constatations nous permettent de valider le modèle trouvé pour le cas du ventilateur.

## 7.2 Synthèse de la commande LQG

Pour synthétiser la commande LQG nous devons valider les étapes suivantes :

- Détermination de l'espace d'état du système
- Estimation du vecteur d'état  $x(k)$  du système en utilisant l'observateur LQG.
- Résolution de l'équation de Riccati.
- Calcul du signal de commande.
- Correction de l'erreur entre la sortie mesurée et la consigne.
- Répétition de ces étapes à chaque instant d'échantillonnage.

La figure [IV.23](#) montre le schéma de la commande LQG développée sous l'outil Simulink de Matlab.

Pour contrôler la température sous serre, nous avons choisi les matrices de pondération calculées en fonction des matrices de l'équation d'état. Elles nous permettent d'ajuster les paramètres de la commande LQG.

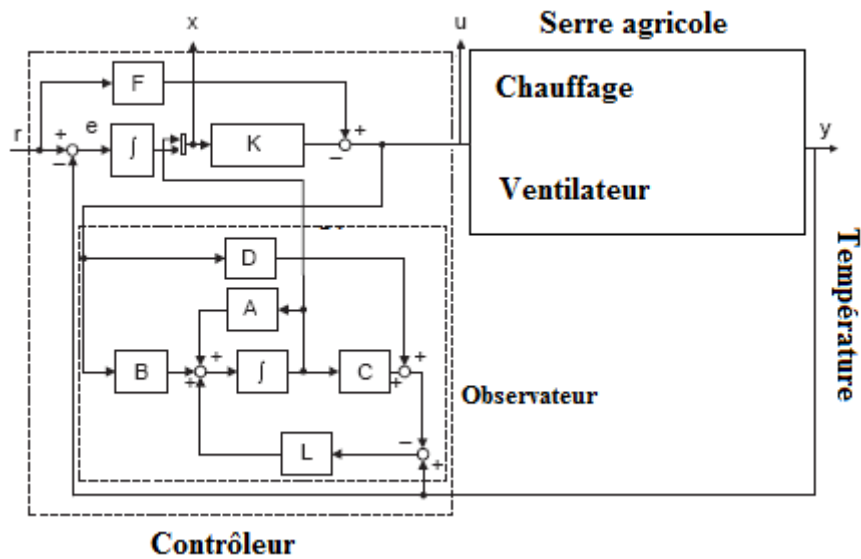


Figure IV.23 – Principe général de la commande LQG

La figure IV.24 montre l'évolution de la température interne contrôlée par la commande LQG, de la consigne et de la température externe. Pour tester les performances de la commande LQG, nous avons choisi la trajectoire de référence (Consigne) composée de plusieurs paliers situés entre 20 et 24°C.

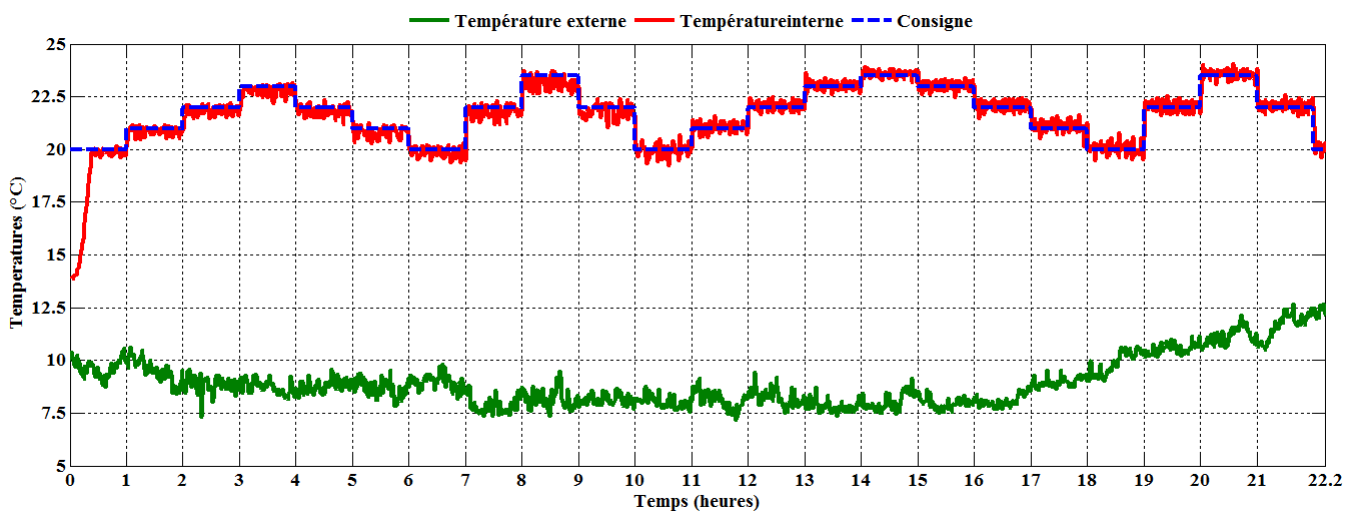


Figure IV.24 – Régulation de la température interne par LQG

## IV.7 Implémentation de la commande LQG

La figure IV.25 illustre l'évolution de la commande LQG envoyée aux actionneurs. Nous remarquons que la commande se stabilise et reste constante à partir de 10h. Ceci s'explique par le fait que cette commande est sensible aux effets externes et l'identification réalisée est limitée à une identification effectuée dans des conditions climatiques qui sont modifiables. Ce qui implique une commande dont l'identification serait actualisée avec les changements des conditions climatiques extérieures et qui permet d'avoir une bonne poursuite de la température interne vis-à-vis des perturbations.

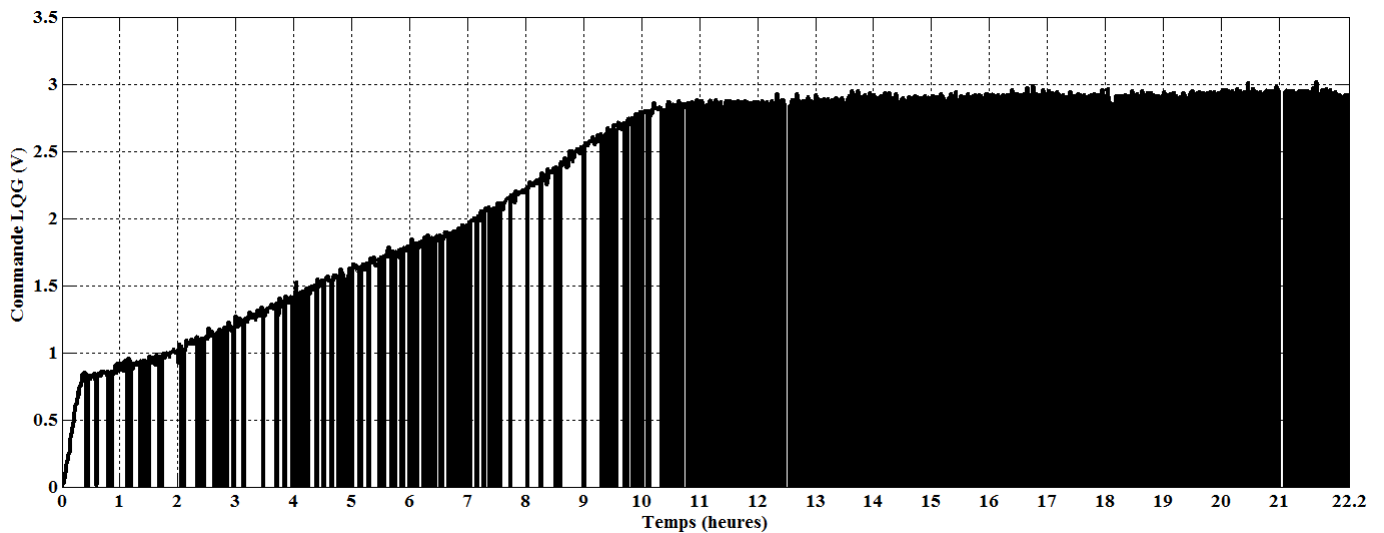


Figure IV.25 – Évolution de la commande LQG

Nous reprenons sur la figure IV.26 l'évolution de la température contrôlée, sur l'intervalle de temps  $[2, 5] h$ , à l'aide de la commande LQG. La température suit correctement la consigne avec des fluctuations trop importantes qui sont provoquées aussi par l'influence des effets externes.

Nous reprenons aussi sur la figure IV.27 l'évolution de la commande LQG durant  $[2, 5]h$ . On s'aperçoit que la commande est progressive et se remet à zéro dès que la température atteint la valeur de la température désirée.

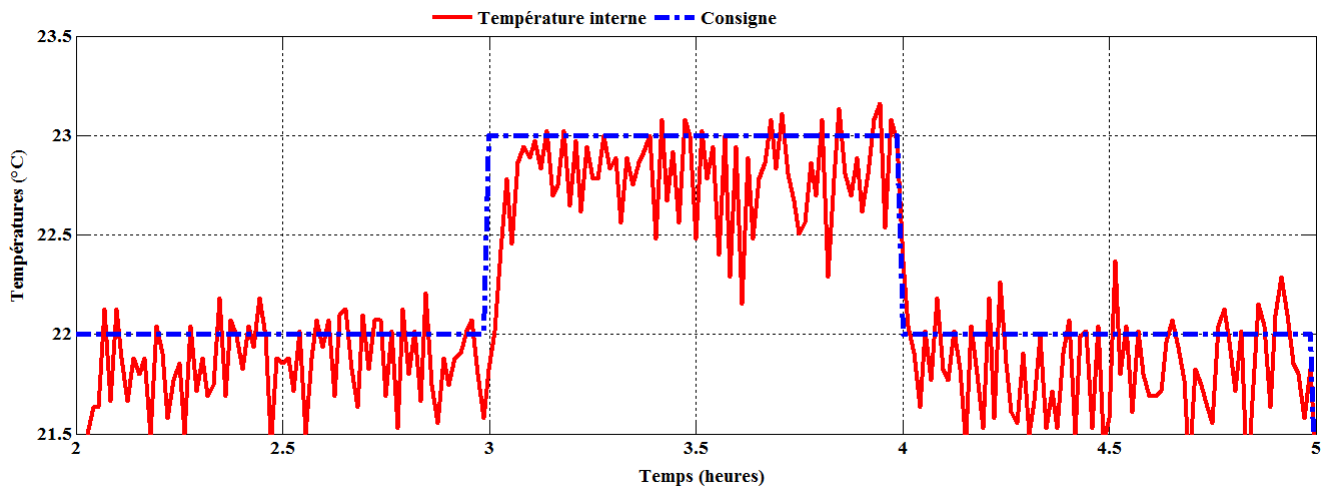


Figure IV.26 – Régulation de la température interne par LQG sur l'intervalle  $[2, 5] h$

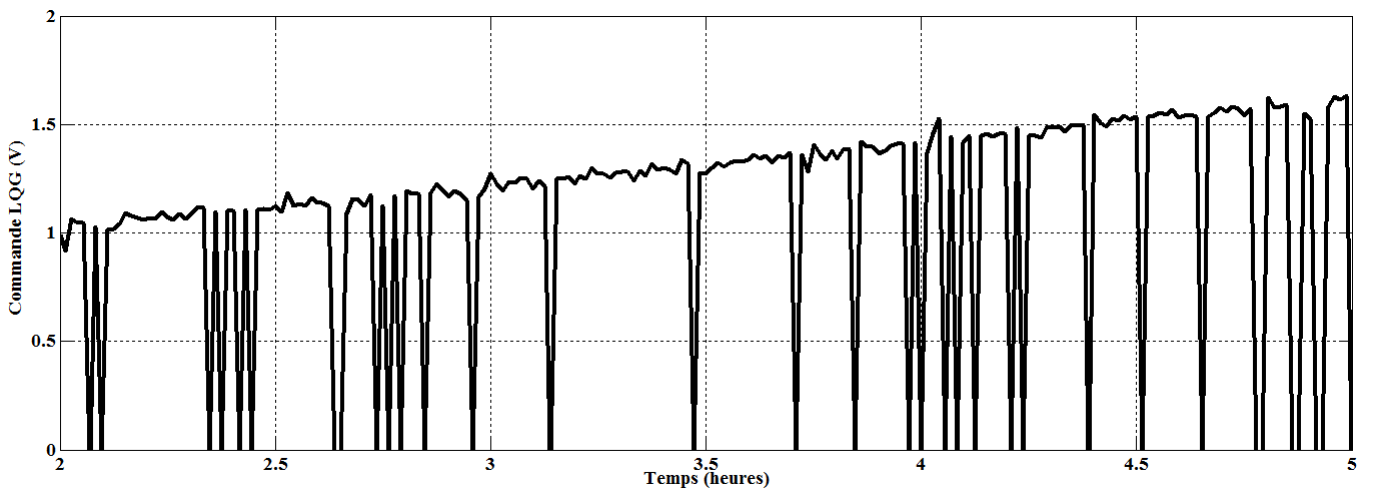


Figure IV.27 – Evolution de la commande LQG sur l'intervalle  $[2, 5]h$

## 8 Implémentation du PI-intelligent

La commande sans modèle repose sur une modélisation locale du système, à partir de la seule connaissance de ses entrées-sorties, évitant ainsi les étapes parfois délicates de modélisation et d'identification valables sur de larges plages de fonctionnement [32]. Elle repose sur des techniques d'estimations algébriques des dérivées de signaux bruités.

## 8.1 Dérivateur numérique

Le dérivateur numérique permet d'exprimer la dérivée  $y^{(i)}(t)$  d'un signal sous forme d'intégrale sur un court intervalle  $[t - T, t]$ . Cet intégrale joue le rôle d'un filtre passe bas, ce qui permet de résoudre le problème d'estimation complexe d'une dérivée d'un signal bruité. Dans notre application, nous avons limité le développement à l'ordre 1, cette approximation peut prendre la forme :

$$\hat{y}(t) = \frac{-3!}{T^3} \int_0^T (T - 2\nu)y(t - \nu)d\nu, \quad (\text{IV.24})$$

et elle conduit à la formulation discrète :

$$\hat{y}(kT_e) = \frac{-3!}{(n_s T_s)^3} \sum_{i=0}^{n_s} (n_s - 2i)T_s y((k - i)T_s), \quad (\text{IV.25})$$

Avec  $n_s T_s = T$  où  $T$  est l'intervalle du temps choisi (Fenêtre d'estimation).  $n_s$  est le nombre de points dans la fenêtre d'estimation,  $T_s$  est la période d'échantillonnage.

Pour intégrer la formule [IV.25](#), dans l'algorithme de la commande sans modèle, nous l'avons programmé sous forme de blocks Simulink (Figure [IV.28](#)). les blocks du retard sont égaux au temps d'échantillonnage pour minimiser la fenêtre d'estimation. Nous avons calculé les gains affichés sur cette figure à l'aide du terme  $(n_s - 2i)$  de l'équation [IV.25](#), avec  $i = 1, 2, \dots$ . Pour illustrer la sensibilité de l'algorithme, nous avons considéré un signal sinusoïdal à dériver.

Nous avons comparé le dérivateur numérique développé (Figure [IV.28](#)) avec la dérivée simple  $\frac{d}{dt}$ , disposée sous forme de blocs en simulink comme le montre la figure [IV.29](#).

La figure [IV.30](#) illustre les courbes des deux dérivateurs. Ces courbes sont identiques, ce qui confirme bien que l'algorithme de la dérivation numérique représente bien la première dérivée du signal utilisé.

Pour tester les deux dérivées (Dérivation numérique et dérivation simple  $\frac{d}{dt}$ ), nous avons ajouté un bruit blanc avec un écart type de 0.01 et un pas d'échantillonnage de 5s. La dérivée numérique et celle de la dérivation simple  $\frac{d}{dt}$  du signal bruité sont représentées respectivement par les figures [IV.31](#) et [IV.32](#).

La dérivation simple est considérée comme l'algorithme de dérivation élémentaire et elle est rarement appliquée dans les problèmes de commande car celui-ci souffre d'une grande sensibilité

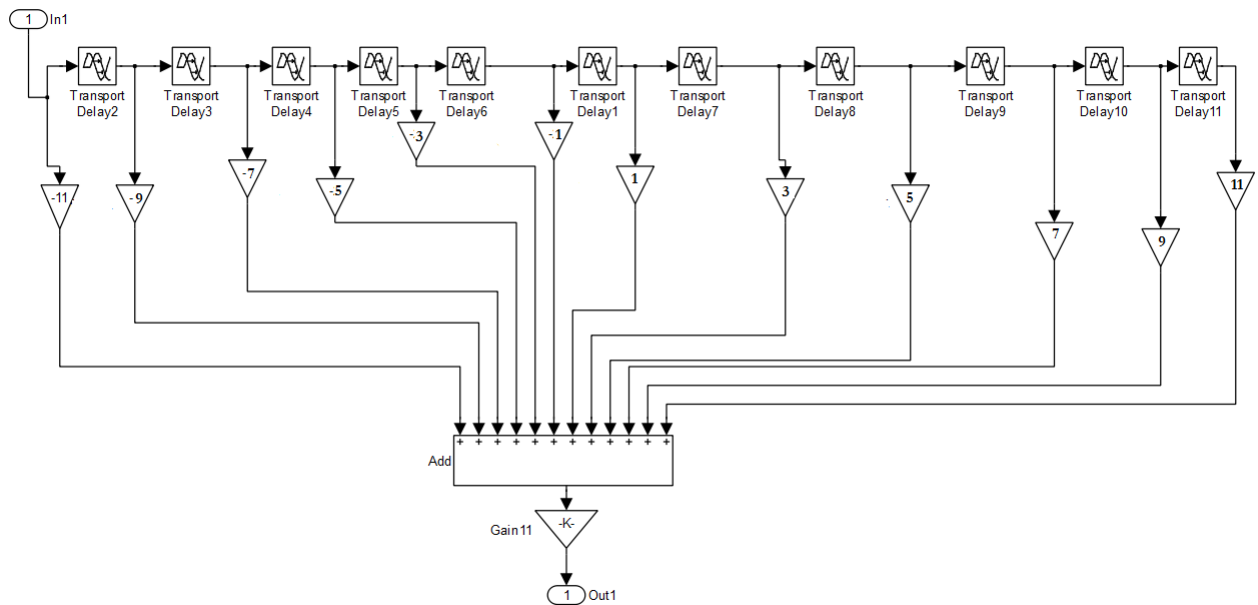


Figure IV.28 – Programmation de la première dérivée

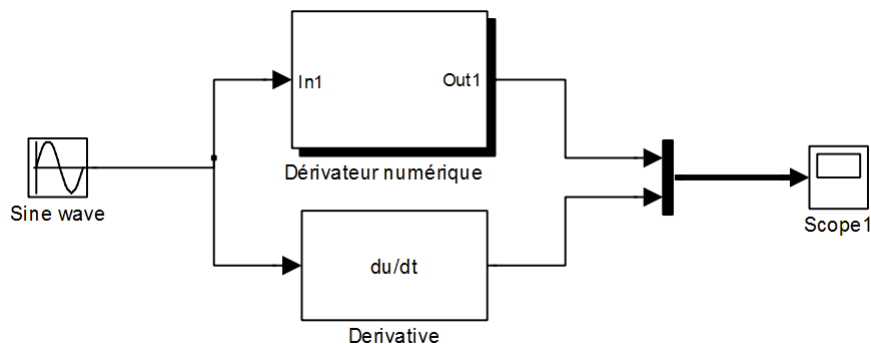


Figure IV.29 – Simulation comparative de la première dérivée

aux bruits de mesures.

Les résultats des figures précédents résument parfaitement la problématique majeure dans la synthèse d'algorithmes de différentiation. En effet, nous observons bien sur la Figure IV.31 qu'une bonne précision de dérivation est obtenue avec l'algorithme de dérivateur numérique appliqué à un signal perturbé. De plus la qualité de la dérivée numérique reste bonne même en cas de l'ajout d'un bruit blanc sur le signal sinusoïdal à dériver.

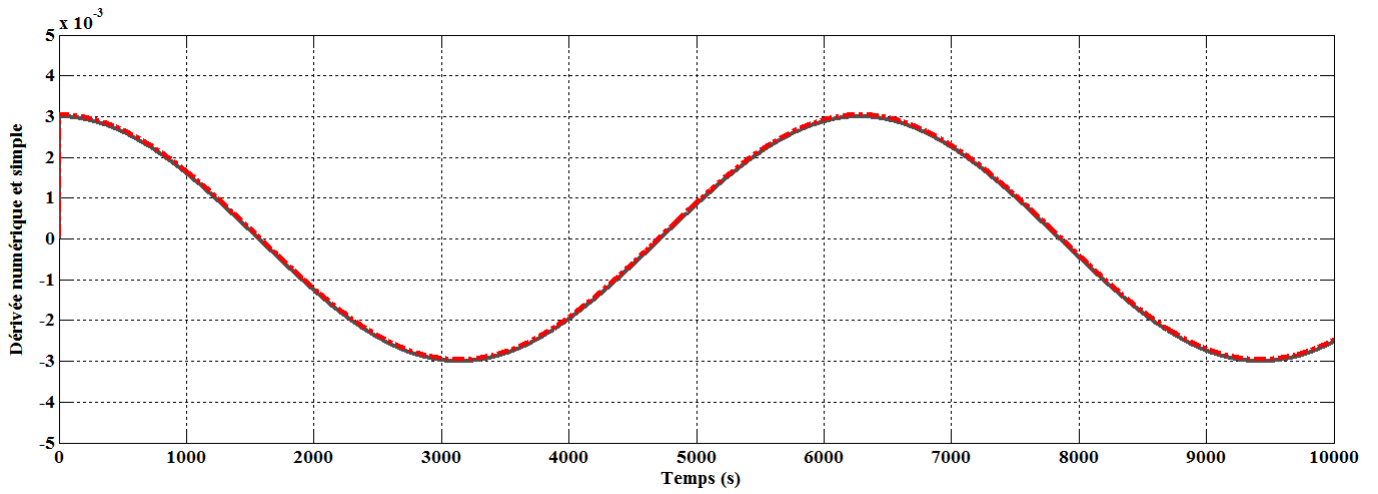


Figure IV.30 – Simulation comparative de la dérivation numérique et dérivation simple

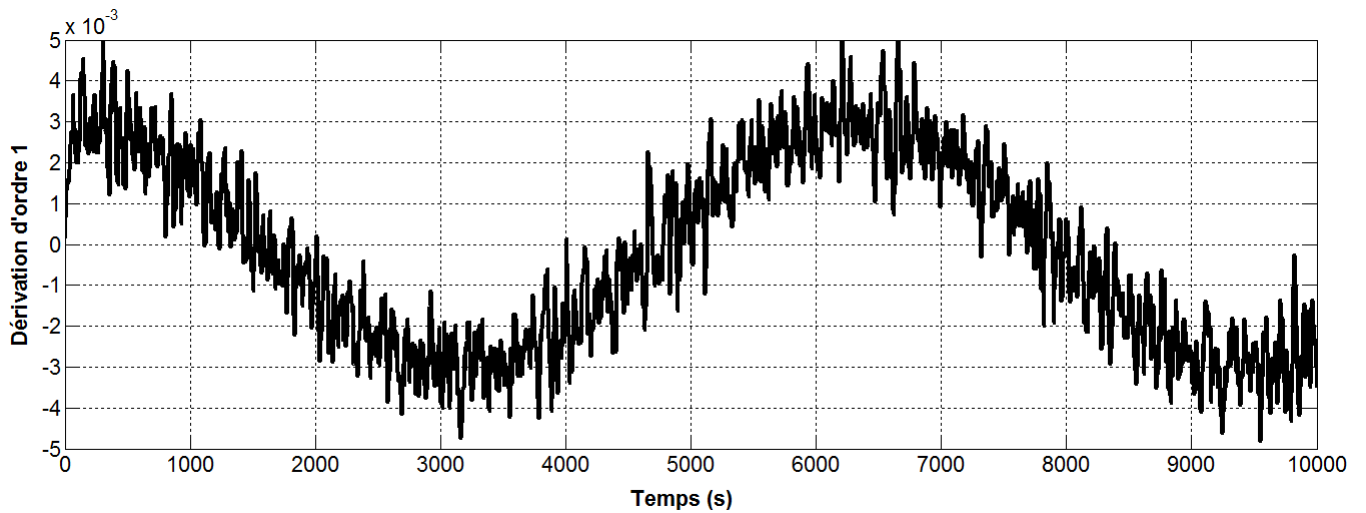


Figure IV.31 – Dérivation numérique du signal sinusoïdal

Ainsi, la mise en œuvre de ce nouveau différentiateur permet d’avoir une bonne estimation de la dérivée du signal utilisé. En effet, nous avons estimé la première dérivée avec rejet important des bruits. En général, le signal à dériver étant supposé être un signal basses fréquences par rapport aux bruits. Ceci renvoie intuitivement à une opération de filtrage passe-bas sur la dérivée des signaux bruités. C’est pour cela que nous allons utiliser le dérivateur numérique pour élaborer la commande PI-intelligent.

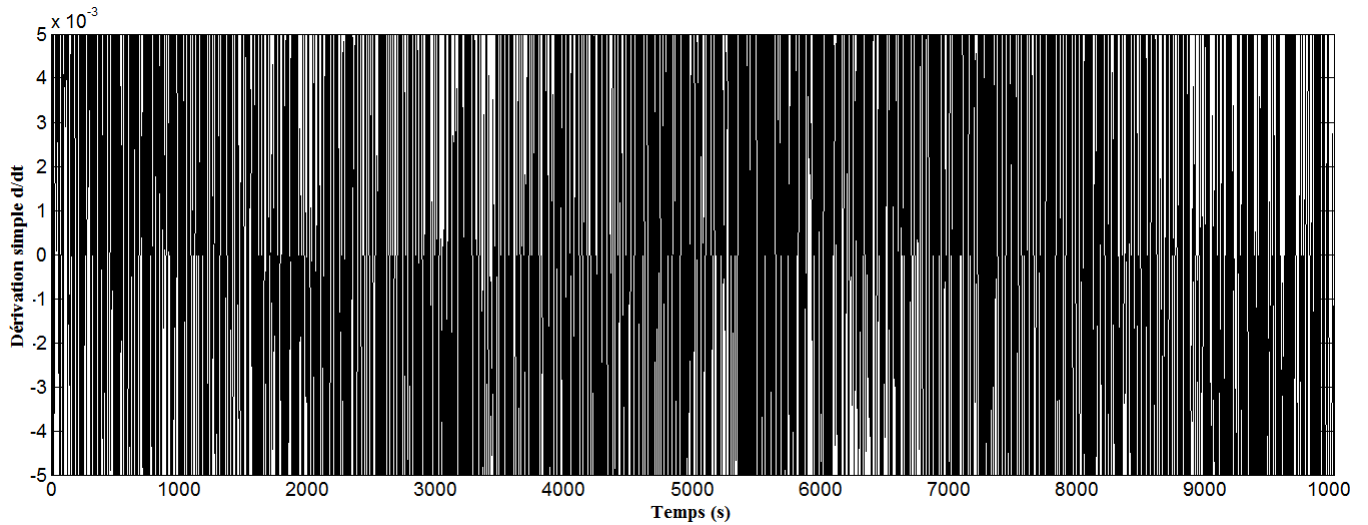


Figure IV.32 – Dérivation simple  $\frac{d}{dt}$

## 8.2 Réalisation du PI-intelligent

Cette technique d'estimation rapide est implémentée à un modèle phénoménologique du comportement du procédé, valable sur un court laps de temps :

$$y^{(1)} = F + \alpha u, \quad (\text{IV.26})$$

Dans lequel  $F$  regroupe toutes les informations structurelles du processus tandis que  $\alpha$  représente un paramètre non physique fixé par l'opérateur. La dérivation numérique de  $y^{(1)}$  fournit alors l'estimation de  $F$  à chaque instant, selon l'expression ci-dessous permettant d'éviter un bouclage algébrique :

$$[F(k)]_e = [y^{(1)}(k)]_e - \alpha u(k-1) \quad (\text{IV.27})$$

Cette estimation permet ensuite la mise oeuvre de lois de commande de type  $i$ -PID ( $i$ -PI dans notre application) sous la forme :

$$u = -\frac{[F]_e}{\alpha} + \frac{\dot{y}^*}{\alpha} + K_p e + K_I \int e \quad (\text{IV.28})$$

Où,  $y^*$  est la trajectoire de référence de la sortie,  $e = y - y^*$  est l'erreur de poursuite,  $K_p, K_i$  sont les gains de réglage. Le choix de la trajectoire de référence se fait de façon analogue à celle adoptée en commande par platitude.



### 8.3 Résultats et discussions

Le caractère hybride du processus (serre agricole) ainsi que les dynamiques différentes induites par les actions de chauffage et de ventilation rendent la modélisation du système serre plus délicat. Ce qui nécessite le recours vers la commande sans modèle. La figure IV.33 résume la structure globale du système de commande considéré.

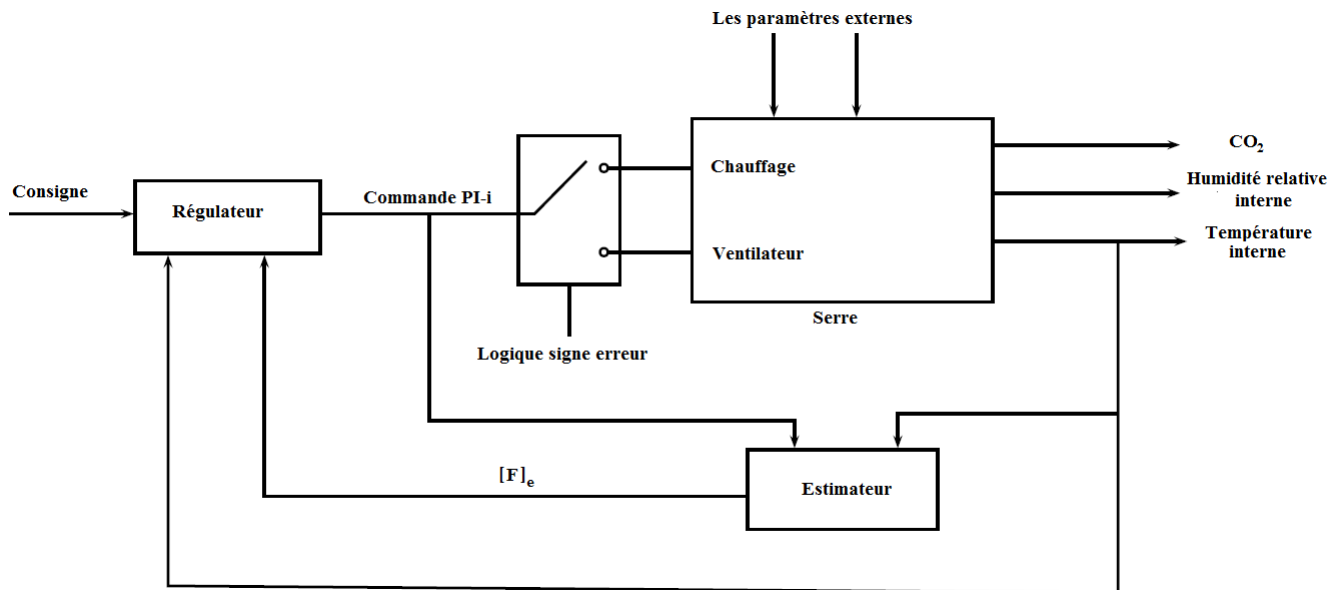


Figure IV.33 – Schéma global de commande

#### 8.3.1 Résultats de simulation

Pour tester l'algorithme du PI-intelligent de l'équation IV.28, nous avons travaillé avec la fonction de transfert IV.8 obtenue lors de la modélisation de la température sous serre. La figure IV.34 présente la régulation par simulation de la température en utilisant le modèle obtenu à l'aide de la méthode de Broïda.

Dans la présente application, les paramètres  $\alpha$ ,  $K_p$  et  $K_I$  ont été fixés respectivement à 0.5, 0.006 et 0.002.

Nous pouvons conclure que le PI-intelligent est efficace et simple d'utilisation. En effet, les gains sont faciles en terme de réglages. Nous observons que la sortie suit correctement la

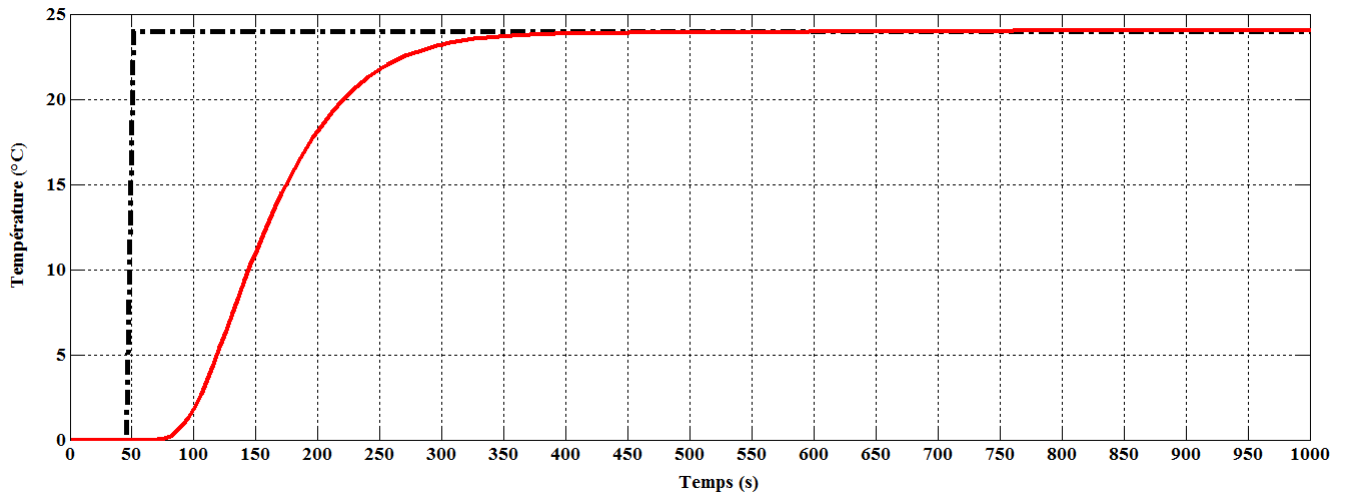


Figure IV.34 – Régulation de la température, en simulation, par PI-intelligent

trajectoire de référence avec un gain statique unitaire. Pour voir l'effet du paramètre  $\alpha$ , nous lui avons attribué plusieurs valeurs au paramètre  $\alpha$  (Voir la figure IV.35). Nous remarquons que ce paramètre ( $\alpha$ ) a un effet considérable sur la stabilité du système. Nous choisissons alors  $\alpha = 0.5$  pour réguler la température en temps réel.

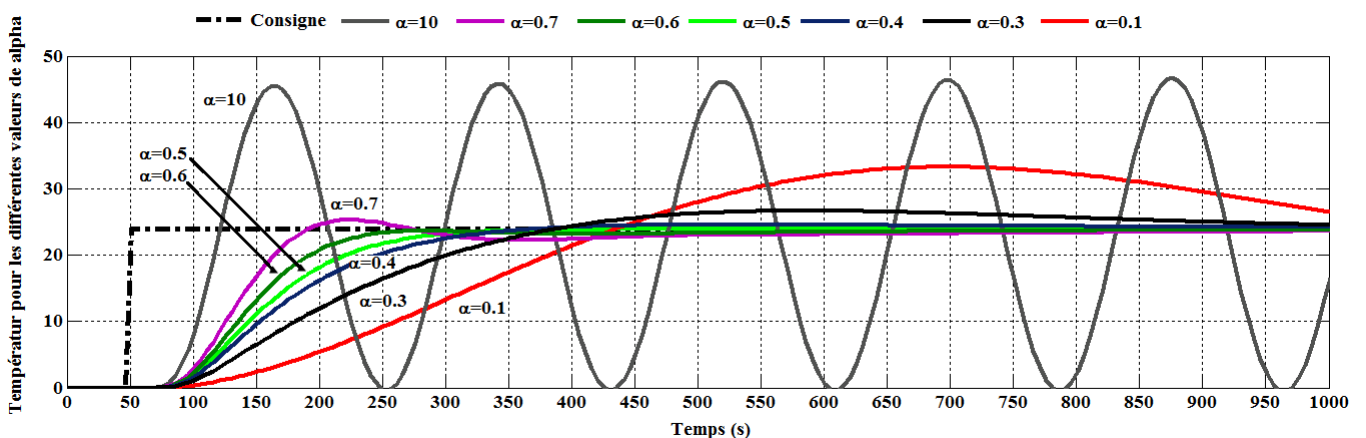


Figure IV.35 – Régulation de la température, en simulation, pour différentes valeurs de  $\alpha$

### 8.3.2 Régulation en temps réel de la température interne

Nous limitons notre étude au contrôle de la température interne de la serre. Compte tenu de l'effet antagoniste des deux actionneurs du système chauffage et ventilateur, le système sera considéré comme un procédé à une seule entrée qui est envoyée à l'un des actionneurs selon que la température interne est inférieure ou supérieure à la consigne.

La figure IV.36 montre l'évolution des températures interne et externe ainsi que celle de la consigne. Nous remarquons que la température interne suit correctement la consigne avec un temps de montée très court avec toutefois des dépassements très notoires. Bien que dérivable pour rester en accord avec le principe de la commande sans modèle, la consigne a été choisie avec des transitoires rapides. Ce caractère continu n'est cependant pas reflété sur la figure car pour améliorer la lisibilité des graphiques, les tracés ont été sous-échantillonnés.

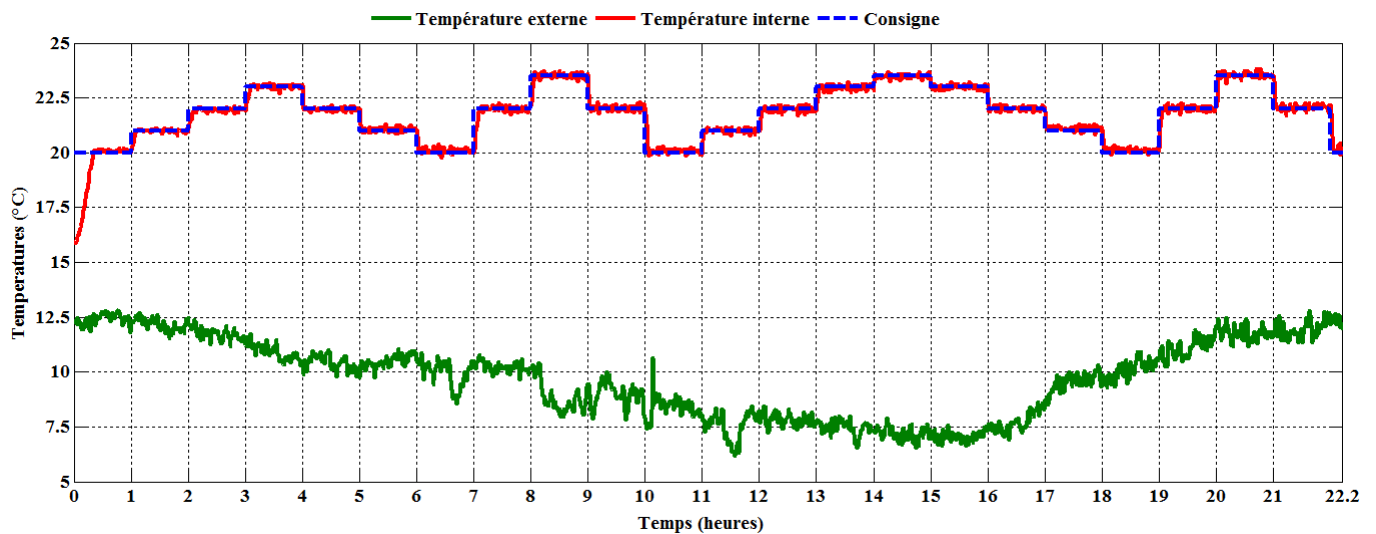


Figure IV.36 – Régulation de la température interne par PI-intelligent

La figure IV.37 montre l'évolution de la commande appliquée aux actionneurs. Les pseudo impulsions qui apparaissent résultent des fortes dérivées de la consigne lors des changements de points de fonctionnement. La figure IV.38 effectue un zoom sur l'évolution des températures sur l'intervalle restreint  $[2, 5] h$ . Cette figure montre bien la qualité du régulateur utilisé.

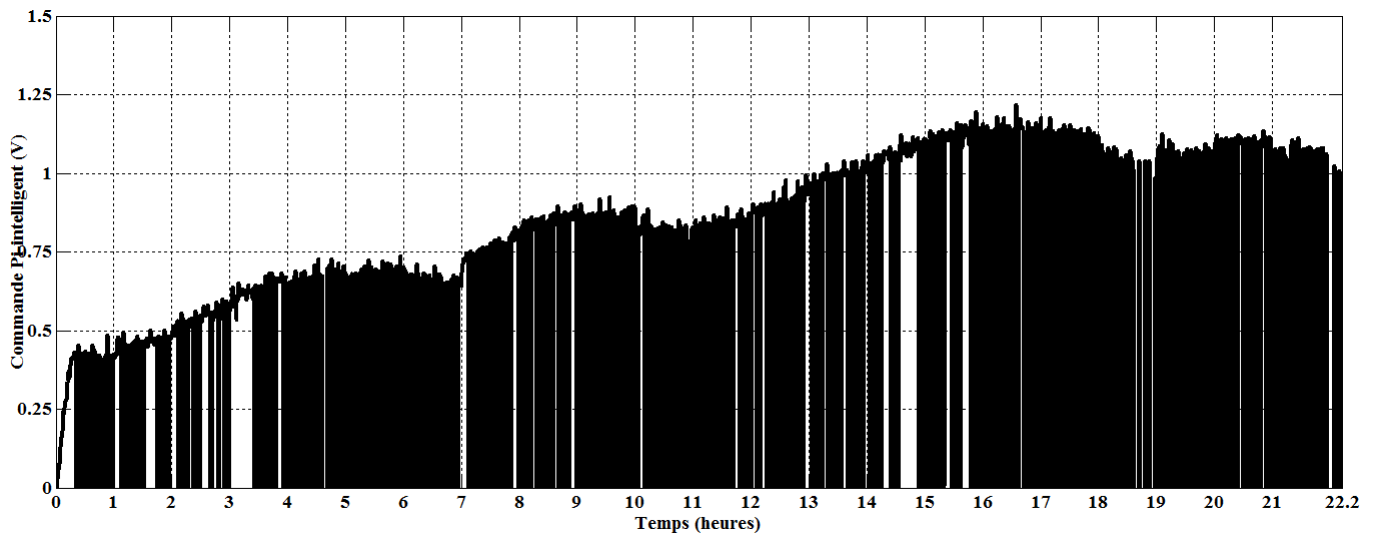


Figure IV.37 – Commande PI-intelligent du processus

Nous reprenons dans le graphe IV.38 l'évolution de la température interne contrôlée, sur  $[2, 5] h$ , à l'aide de la commande PI-intelligent. La température suit correctement la consigne avec moins de fluctuations. Ceci est due aux nouvelles techniques de dérivateur numérique qui joue le rôle d'un filtre passe bas permettant ainsi d'estimer la dérivée du signal avec moins de perturbations.

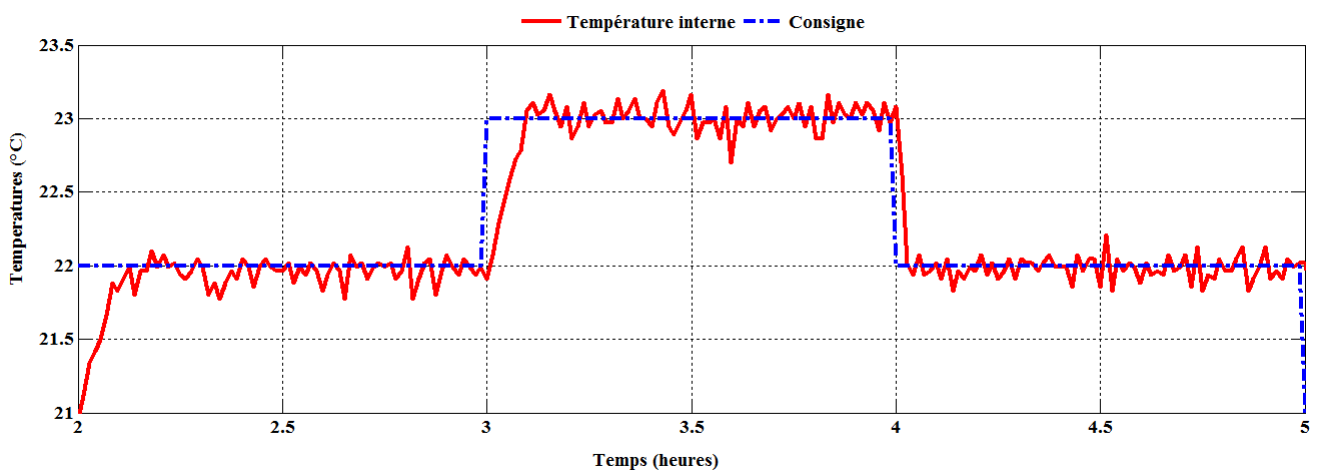
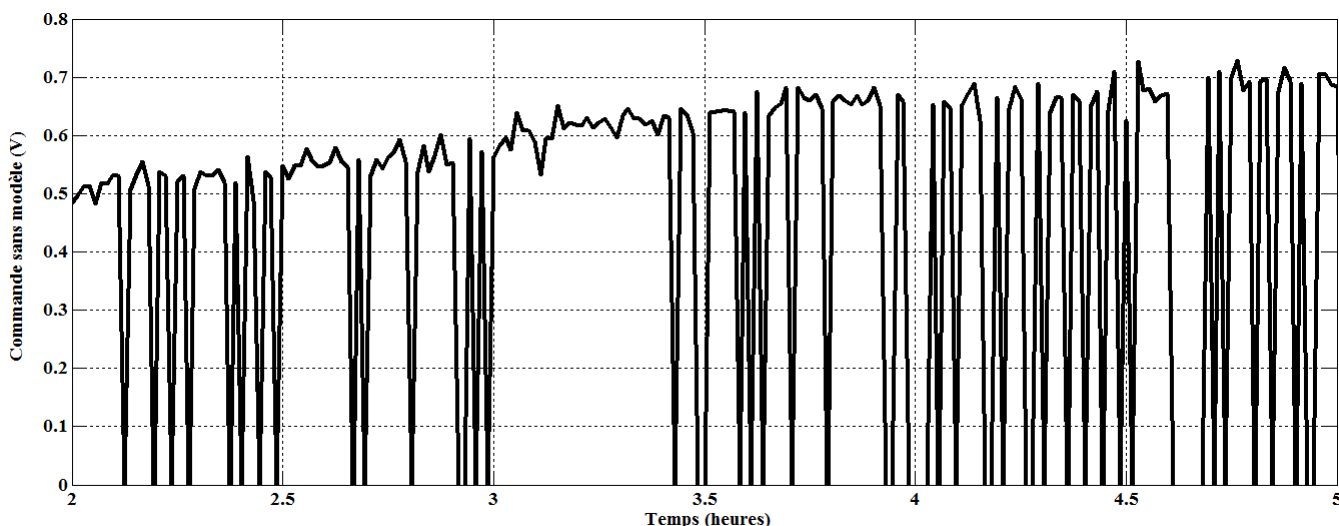


Figure IV.38 – Régulation de la température sur l'intervalle  $[2, 5] h$

Sur le graphe IV.39 nous reprenons l'évolution de la commande PI-intelligent sur  $[2, 5] h$ .

Cette commande est moins agressive et se remet rapidement à zéro car son temps de montée est très faible.



**Figure IV.39** – Evolution de la commande PI-intelligent sur l'intervalle  $[2, 5] h$

**Robustesse de la commande :** Nous avons aussi opté testé les performances de la commande PI-intelligent même en présence de trop fortes perturbations externes. Pour ce faire, nous avons ouvert partiellement les ouvrants de la serre. Tout d'abord, nous avons fermé toutes les portes de la serre jusqu'à 10h puis nous avons ouvert partiellement l'ouvrant du parois. En dépit de l'influence directe des effets externes, la température tend à suivre la trajectoire de référence.

La figure IV.41 présente l'évolution de la commande PI-intelligent dans le cas d'un ouvrant fermé puis ouvert (l'ouvrant est ouvert à partir de 10h). Même dans le cas où l'ouvrant est ouvert, la température suit correctement la température désirée avec des fluctuations plus importantes.

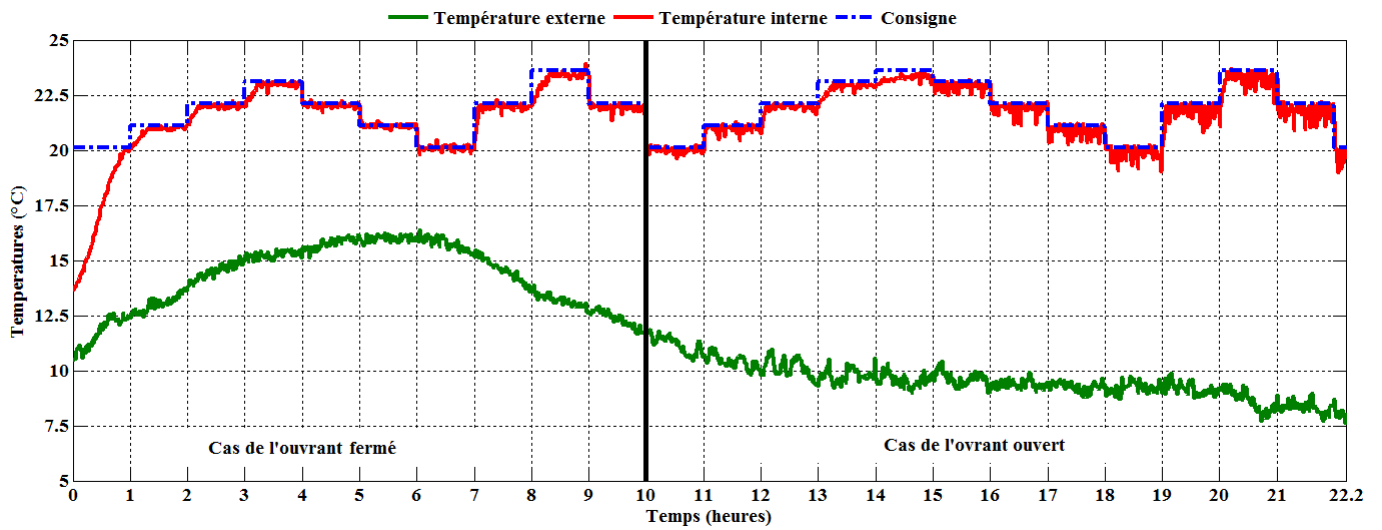


Figure IV.40 – Régulation de la température par PI-intelligent à parois fermée puis ouverte

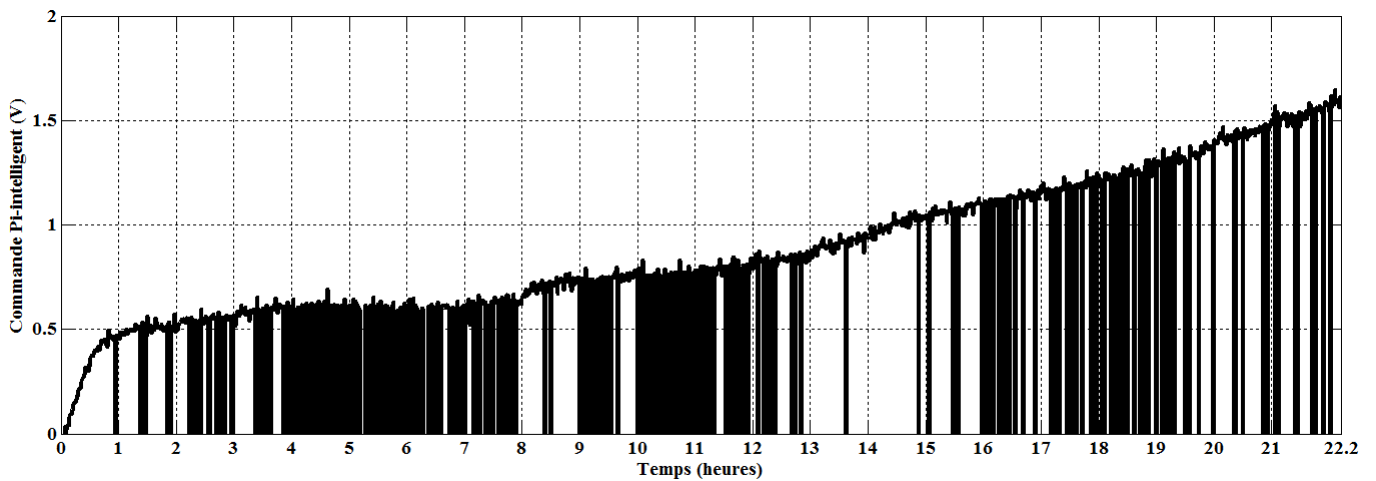
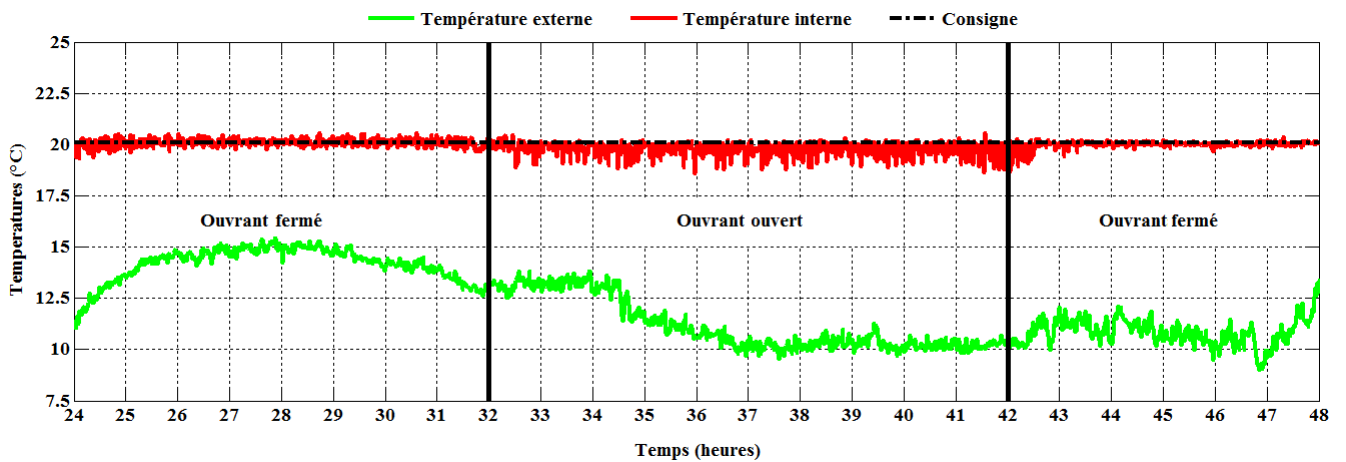


Figure IV.41 – Evolution de la commande PI-intelligent à parois fermée puis ouverte

Par la suite, nous avons réalisé la même expérience avec une consigne constante durant 24h (Figure IV.42) dans laquelle l'ouvrant est ouvert pendant 10h. Dans ce graphique l'ouvrant est ouvert du 32h jusqu'au 42h. Nous avons séparé les figures IV.40 et IV.42 pour améliorer leur lisibilité.



**Figure IV.42** – Régulation de la température par PI-intelligent à ouvrant fermé puis ouvert avec une consigne constante

Même en cas de l'influence directe des paramètres climatiques externes, la commande sans modèle permet d'assurer le bon suivi de la trajectoire de référence. Nous remarquons d'après les figures précédentes que la température interne suit la consigne même avec de fortes perturbations qui apparaissent dans la température interne. Nous pouvons conclure que la commande sans modèle présente une certaine robustesse vis-à-vis des paramètres climatiques externes. Elle permet ainsi d'assurer facilement la stabilité sur un intervalle de temps aussi large que possible. Pour l'application des autres commandes, en cas de l'ouvrant ouvert, il est indispensable de recommencer les méthodes d'identifications pour le recalcul des gains de réglages.

## 9 Etude comparative

Dans cette partie du chapitre nous présentons une comparaison des résultats expérimentaux obtenus à l'aide des trois régulateurs utilisés à savoir PID parallèle, LQG et Pi-intelligent. Dans un premier temps, nous allons comparer les réponses temporelles obtenues pour les trois échelons de températures. Pour faciliter la lisibilité des courbes, nous avons présenté les réponses indicielles à des échelons de températures durant les trois premières heures. Les figures [IV.43](#), [IV.44](#) et [IV.45](#) montrent les résultats de l'évolution de la température interne lors de l'application respective de ces stratégies de commandes. Nous remarquons que les valeurs des températures initiales sont différentes car les trois commandes utilisées sont appliquées dans des conditions où les valeurs de températures externes sont différentes. Ce qui rend l'étude comparative délicate. En revanche, nous allons analyser les résultats obtenus pour déterminer

les avantages et les inconvénients des commandes utilisées.

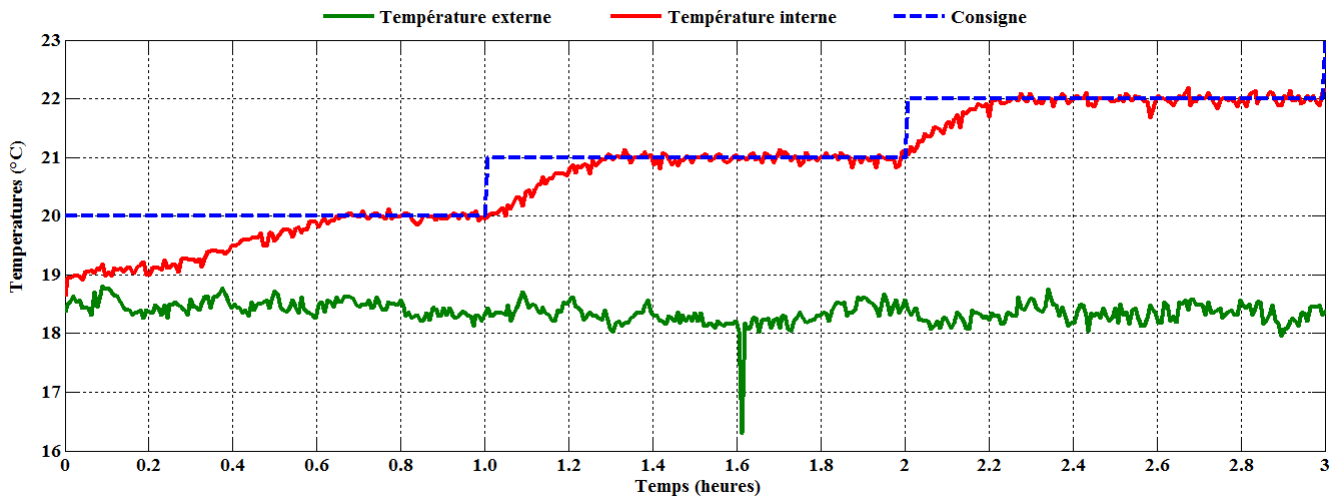


Figure IV.43 – Régulation de la température à l'aide de la commande PID

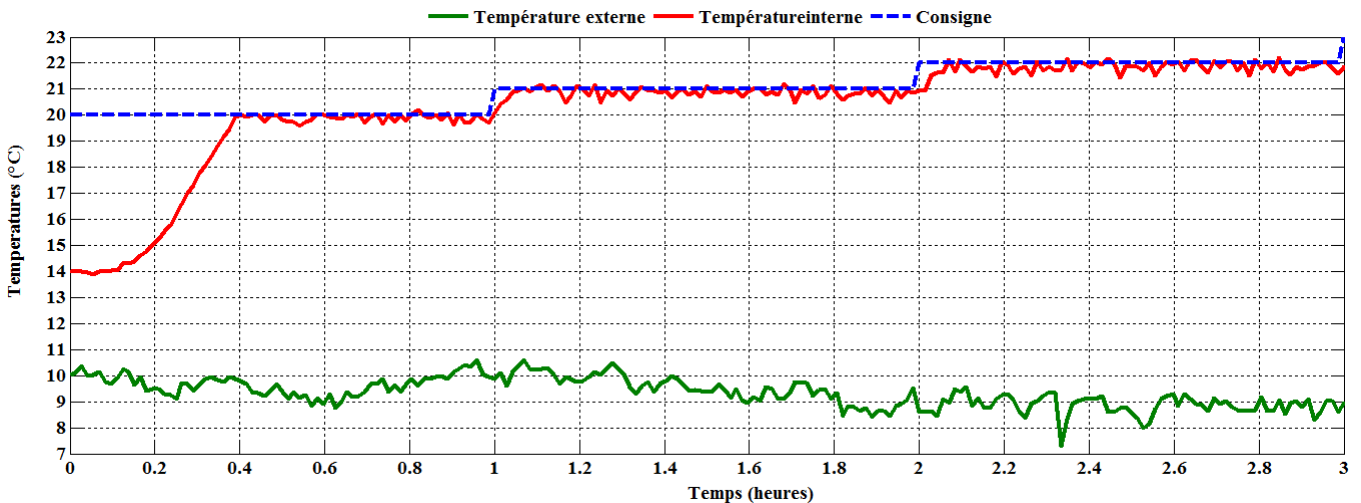
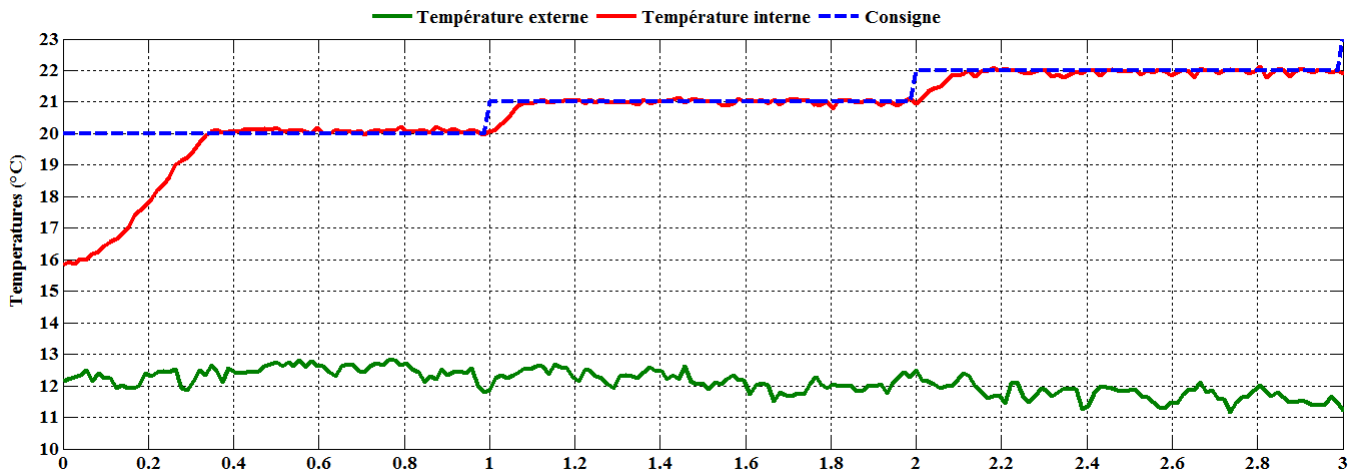


Figure IV.44 – Régulation de la température à l'aide de la commande LQG

Toutes les commandes ont montré une adaptation à atteindre les objectifs de la commande de la température sous serre. Le dépassement est quasiment nul pour les trois commandes. Cependant, le temps de réponse obtenu à l'aide du PID est bien inférieur à celui de la commande LQG. Une des raisons de la rapidité du PID vient du fait qu'il dispose d'un intégrateur. Le gain statique est quasiment unitaire grâce au gain intégral. D'après la figure IV.43 nous remar-





**Figure IV.45** – Régulation de la température à l'aide de la commande PI-intelligent

quons qu'il est sensible aux bruits. En ce qui concerne la commande LQG, elle a une meilleure robustesse par rapport au PID (voir figures IV.43 et IV.47). L'utilisation du filtre de Kalman a permis de minimiser les fluctuations causées par les perturbations. Tout en sachant que le meilleur compromis entre la rapidité et le non dépassement est atteint avec ce régulateur. L'élaboration de ces deux commandes est conditionné par le choix des méthodes d'identifications. Ces dernières doivent être précises et représente bien les variations dynamiques du procédé. Concernant le réglage des paramètres du PID nous aurons besoin de calculer trois gains tels que Proportionnel, intégral et dérivé. Pour la commande LQG, sa synthèse est basée sur le modèle du système et les matrices de pondérations

La synthèse de la commande PI-intelligent requiert la détermination d'un dérivateur numérique qui permet d'estimer la dérivée même en présence de perturbations, le paramètre arbitraire  $\alpha$  qui est généralement choisi par le concepteur et les gains Proportionnel et Intégral. La figure IV.45 illustre la consigne et la température interne contrôlée dans laquelle les variations de la consigne est sous forme de paliers. Nous remarquons qu'avec un simple réglage cette commande est souvent meilleure que les autres commandes ajustées à l'aide d'identification. En comparant les trois figures, nous observons qu'à l'aide du PI-intelligent, l'effet du bruit est plus faible, plus rapide et sans dépassement. Une des raisons vient du fait que cette commande est valable sur un temps large que les autres. De plus, l'identification est actualisée à chaque fenêtre d'estimation et le dérivateur numérique permet de filtrer les bruits entachants toutes mesures.

Pour mettre encore plus la comparaison entre les trois différentes commandes utilisées. Nous avons présenté les courbes de l'évolution des commandes qui sont envoyées aux actionneurs. Les figures (IV.46, IV.47 et IV.48) montrent les résultats obtenus. Nous remarquons que toutes les commandes se remettent à zéro dès que la température se situe aux voisinages de la consigne. La raison vient du fait que nous avons fixé la trajectoire de référence selon la valeur de l'erreur issue de comparaison entre la température mesurée et la température désirée. En effet, nous avons ajouté une bande morte  $\pm 0.1$  dans laquelle ni chauffage ni ventilation fonctionne. Cette solution nous a permis de minimiser le nombre de commutations entre les deux actionneurs utilisés.

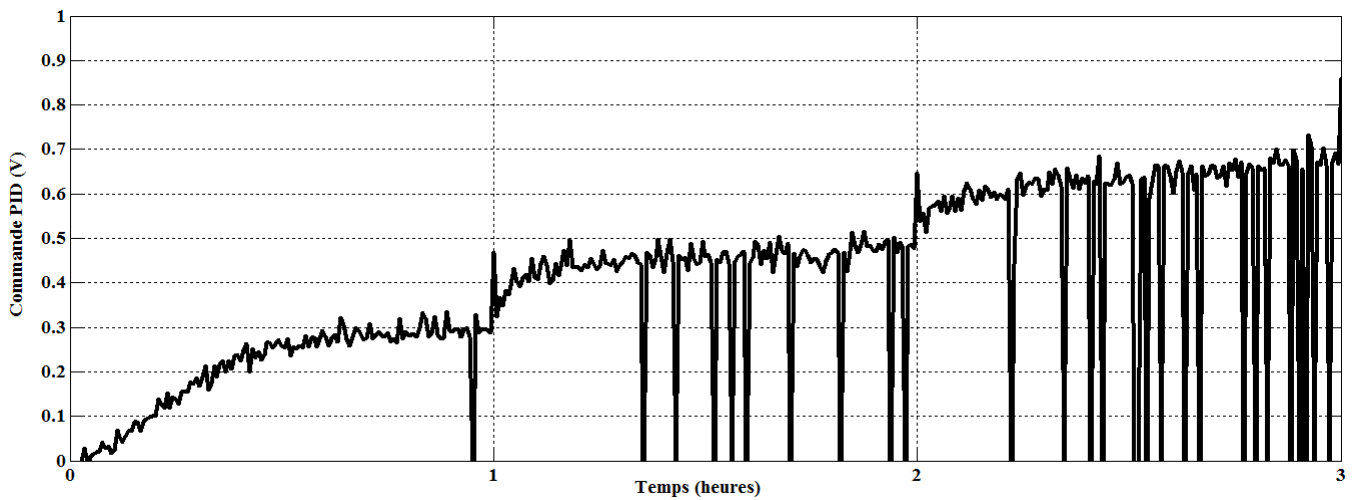


Figure IV.46 – Evolution de la Commande PID

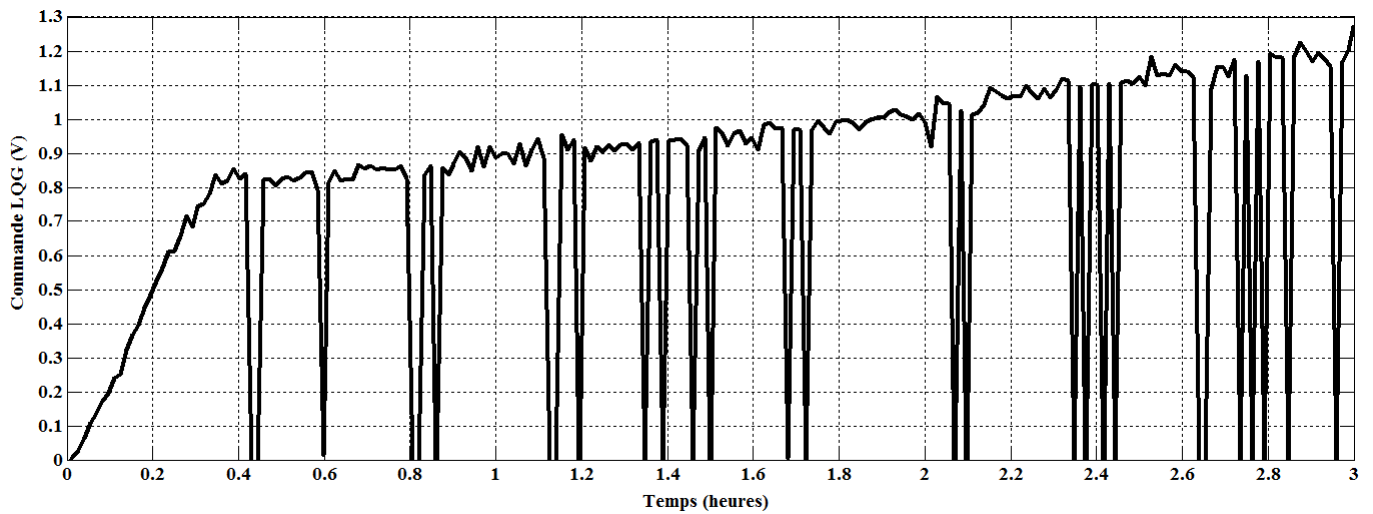


Figure IV.47 – Evolution de la commande LQG

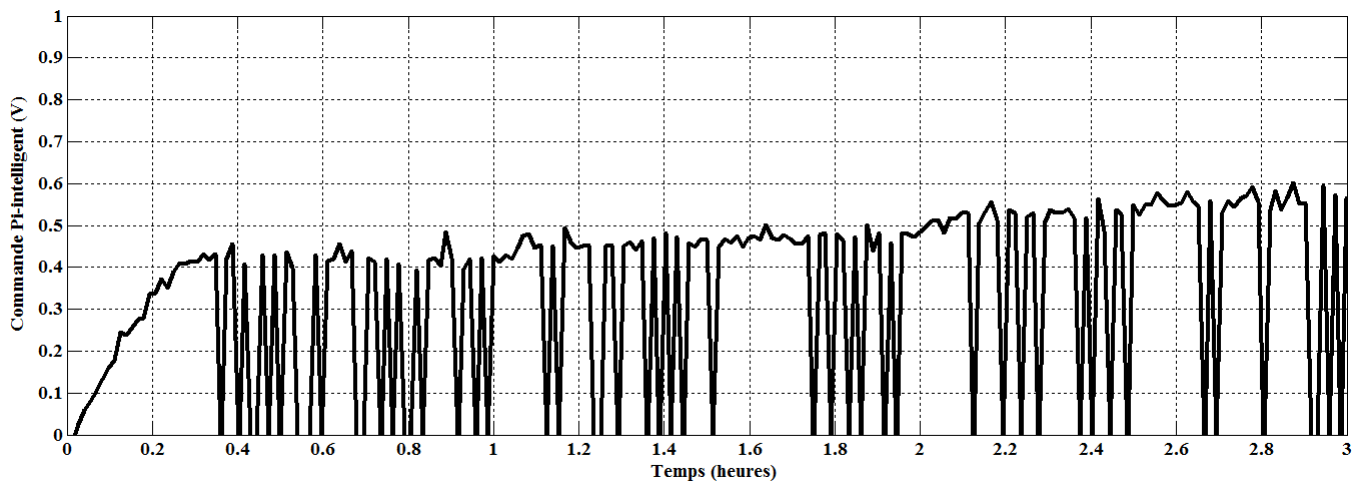


Figure IV.48 – Evolution de la commande PI-intelligent

A partir des figures représentant l'évolution des commandes utilisées, nous remarquons que la commande PID consomme une grande puissance pour atteindre l'objectif souhaité. En effet, elle s'annule en retard par rapport aux autres commandes et le nombre de fois où la commande est remise à zéro est faible. Par contre la valeur maximale atteinte ne dépasse pas le 0.7 (V) durant les trois premières heures de régulation. La commande LQG s'annule beaucoup plus que la commande PID mais la valeur maximale arrive jusqu'à 1.25 (V). Ceci s'interprète par le fait que la commande LQG est rapide grâce au critère quadratique à minimiser. Concernant la commande PI-intelligent nous remarquons que la commande est plus rapide et s'annule à

plusieurs instants. Ce qui qualifie notre commande comme étant une meilleure commande pour contrôler la température sous serre. Pour achever l'étude comparative nous retournons sur l'évolution des trois commandes présentées sur (Figures IV.18, IV.25 et IV.37). Malgré les bonnes performances obtenues pour ces trois commandes, nous remarquons que les commande PID et LQG commencent à se saturer à cause de la forte variation des paramètres climatiques et de la limitation de la validité des méthodes d'identifications utilisées. Ce qui provoque une consommation considérable de la puissance. En revanche, nous avons remarqué que la commande sans modèle a permis de bonnes performances sans se saturer.

## 10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit le prototype de contrôle climatique à l'intérieur de la serre. L'automatisation du système serre conduit à d'importants gains de productivités, mais aussi à une amélioration de qualité et un bon outil de gestion du temps de la productivité. Les interfaces graphiques développées à l'aide de SIMULINK de Matlab permettent au producteur de s'habituer facilement au bon fonctionnement du système.

La gestion climatique sous serre exige le choix d'une commande automatique qui est plus fiable. Dans notre application, nous avons étudié la commande TOR pour tester les différentes interfaces électroniques d'acquisitions de données et de commande d'actionneurs. Nous avons proposé la commande PID et la commande LQG qui sont ajustées selon des méthodes d'identifications. La première approche est assurée à l'aide de la méthode graphique de *Broïda* et la deuxième est obtenue grâce à un algorithme d'estimation sous forme d'espace d'état nommé "*N4SID*" sous Matlab. Les difficultés rencontrées en temps réel résident dans le fait que les modèles engendrés ne sont représentatifs que du comportement entrée/sortie du procédé et uniquement pour le signal d'entrée utilisé. Par conséquent, il est encore moins certain que les modèles estimés représentent vraiment le système à contrôler.

C'est pour cela que nous avons proposé une nouvelle approche de contrôle de la température sous serre qui ne nécessite pas la connaissance du modèle du système. Il s'agit d'une commande sans modèle qui a été développée par Cédric Join et Michel Fliess en 2008. Ses performances sont satisfaisantes. De plus, sa mise en oeuvre est aisée et ne nécessite pas une grande puissance de calcul. Cette stratégie de commande nous a permis de réguler de façon efficace la température sous serre même en présence des perturbations.

---

## Bibliographie

- [1] B. BOUCHIKHI, A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, AND L. EZZINE. *Automatic control of the climate and the drip fertirrigation under greenhouse*. 1<sup>er</sup> Salon International de l'Agriculture au Maroc Meknès. Les 20-27 Avril (2006). 101
- [2] M. GUERBAOUI, Y. EL AFOU, A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, AND B. BOUCHIKHI. *Pc-based automated drip irrigation system*. International Journal of Engineering Science **5**(1), 221–225 (2013).
- [3] M. GUERBAOUI, A. ED-DAHAK, Y. EL AFOU, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Implementation of direct fuzzy controller in greenhouse based on labview*. International Journal of Electrical and Electronics Engineering Studies **1**(1), 1–13 (2013).
- [4] A. ED-DAHAK, M. GUERBAOUI, Y. EL AFOU, M. OUTANOUTE, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Implementation of fuzzy controller to reduce water irrigation in greenhouse using labview*. International Journal of Electrical and Electronics Engineering Studies **1**(2), 12–22 (2013). 101
- [5] L. EZZINE, A. LACHHAB, A. ED-DAHAK, AND B. BOUCHIKHI. *Identification d'un modèle de régression de la température sous serre*. Physical & Chemical News **39**, 43–51 (2008). 101
- [6] Y. EL AFOU, L. BELKOURA, A. LACHHAB, AND B. BOUCHIKHI. *Estimation des paramètres et retards pour des systèmes dynamiques soumis à une entrée arbitraire*. 3<sup>eme</sup> journée, Journées Identification et Modélisation Expérimentale (JIME) Douai, France. Les 6-7 Avril (2011).
- [7] L. EZZINE, M. GUERBAOUI, Y. EL AFOU, A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Implementation of identification algorithm using recurrent rbf neural networks for the inside temperature in a greenhouse*. Conférence I3M organisé à Fès. Les 13-15 Octobre (2010).

## Bibliographie

---

- [8] L. EZZINE, A. ED-DAHAK, M. GUERBAOUI, Y. EL AFOU, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Développement d'un modèle de régression multiple de la température sous serre*. 2<sup>ème</sup> Congrès International Société Marocaine de Mathématiques Appliquées (SM<sup>2</sup>A) Rabat, Maroc. Les 28-30 Octobre (2010).
- [9] M. GUERBAOUI, Y. EL AFOU, A. ED-DAHAK, L. EZZINE, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Etude et dimensionnement d'une installation d'électrification hybride utilisant des photo piles solaire et groupe électrogène pour l'alimentation d'un prototype de contrôle et de supervision des paramètres climatiques sous serre*. CIEREE'2011, Faculté des Sciences et Technique Fès Maroc. Les 20-21 Avril (2011). 101
- [10] A. LACHHAB, A. ED-DAHAK, S. DIDI, L. EZZINE, J.R. SALINAS, F. GARCIA-LAGOS, M. ATENCIA, G. J. GONZALO, AND B. BOUCHIKHI. *Mise au point d'un système de contrôle et de supervision du climat et de la fertilisation goutte à goutte sous serre*. Communication orale présentée dans les Journées Internationales des Sciences et Technologies Malaga/Tanger. Les 21-23 Mars (2007). 102
- [11] A. RAHALI, M. GUERBAOUI, A. ED-DAHAK, Y. EL AFOU, A. TANNOUCHE, A. LACHHAB, AND B. BOUCHIKHI. *Development of a data acquisition and greenhouse control system based on gsm*. International Journal of Engineering, Science and Technology **3**(8), 297–306 (2011). 102
- [12] A. ED-DAHAK. *Développement d'un système dédié à la supervision du climat et à la gestion de la fertirrigation goutte-à-goutte sous serre par utilisation du logiciel LabVIEW*. Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences Meknès (2009). 102
- [13] M. GUERBAOUI, Y. EL AFOU, A. ED-DAHAK, L. EZZINE, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Etude et dimensionnement d'une installation d'électrification hybride utilisant des photopiles solaires et groupe électrogène pour l'alimentation d'un prototype de contrôle et de supervision des paramètres climatiques sous serre*. Congrès International sur les Energies Renouvelables et l'Efficacité Énergétique CIEREE, FST-Fès, Maroc. Les 20-21 Avril (2011). 102
- [14] VP. SETHI AND SK. SHARMA. *Survey and evaluation of heating technologies for worldwide agricultural greenhouse applications*. Solar Energy **82**(9), 832–859 (2008). 103
- [15] ZS. CHALABI, BJ. BAILEY, AND DJ. WILKINSON. *A real-time optimal control algorithm for greenhouse heating*. Computers and Electronics in Agriculture **15**(1), 1–13 (1996). 103, 106
- [16] J. TRIKI, H. VERLODT, AND S. BAETEN. *Influence de différents systèmes d'aération sur la distribution des températures sous serre polyéthylène*. Proceeding in II International Symposium on Plastics in Mediterranean Countries 154, 241-248 (1984). 103
- [17] M. ELHARZLI. *Etude et réalisation d'un capteur multifonction, flux thermique, température et humidité. Application à la régulation d'une serre*. Thèse de Doctorat, d'État, Faculté des Sciences Meknès (2009). 103

- 
- [18] M. ELHARZLI AND B. BOUCHIKHI. *Conception et caractérisation de nouveaux capteurs de flux thermique par couplage thermoélectrique dans les contacts bimétalliques*. Phys. Chem. News **20**, 63–71 (2004).
- [19] B. BOUCHIKHI AND M. ELHARZLI. *Conception et réalisation d'un système d'acquisition et de commande des paramètres climatiques sous serre*. Phys. Chem. News **22**, 45–54 (2005).
- [20] M. ELHARZLI AND B. BOUCHIKHI. *Intérêt de l'effet peltier dans la détection de la température de rosée. application à la mesure du taux d'humidité de l'air*. Phys. Chem. News **3**, 70–76 (2001).
- [21] B. BOUCHIKHI, A. ED-DAHAK, M. EL HARZLI, AND N. EL BARI. *Les capteurs et leur rôle dans la mesure des paramètres climatiques pour une gestion rationnelle de l'eau d'irrigation en agriculture sous serre*. Communication orale présentée dans les Journées Internationales des Sciences et Technologies Cadiz/Tanger. Les 14-17 Décembre (2004). [103](#)
- [22] H. AIT BOUH. *Conception, développement et mise en place d'un système de pilotage automatique du climat et de la fertirrigation goutte à goutte sous Serre*. Thèse de Doctorat, Faculté des Sciences Meknès (2003). [103](#)
- [23] A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, L. EZZINE, AND B. BOUCHIKHI. *Performance evaluation of a developing greenhouse climate control with a computer system*. AMSE, Journal Modelling C **68**(1), 53–64 (2007). [104](#)
- [24] A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, L. EZZINE, AND B. BOUCHIKHI. *Performance evaluation of low-cost sensors and instrumentation conditioning modules for the control and measuring greenhouse climate*. International Conference on Modelling and Simulation, General Applications and Models in Engineering Science Marrakech, Morocco. Les 22-24 Novembre (2005). [105](#)
- [25] A. LACHHAB, A. ED-DAHAK, L. EZZINE, AND B. BOUCHIKHI. *Strategy of developing a greenhouse climate control with a computer system*. Proceeding in ICMS, General Applications and Models in Engineering Science Marrakech, Morocco. Les 22-24 Novembre (2005). [105](#)
- [26] P. OGUIC. *Interfaces pc*. Editions techniques et Scientifiques Françaises (ETSF) (1993). [107](#)
- [27] P. OGUIC. *Mesures et PC*. 2<sup>eme</sup> Édition, Dunod (2000). [107](#)
- [28] C. NAUDET AND M. PINARD. *Electronique de puissance : Etudes expérimentales, essais de systèmes*. Edition Dunod (2000). [108](#)
-

## Bibliographie

---

- [29] Y. EL AFOU, M. GUERBAOUI, A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Modelling and control of inside temperature in greenhouse by pid*. Association for the Advancement of Modelling and Simulation Techniques in Enterprises : AMSE N **12026 (2B)**, **accepted in press** 29 Novembre 2013. [118](#)
- [30] Y. EL AFOU, M. GUERBAOUI, M. OUTANOUE, A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, L. BELKOURA, AND B. BOUCHIKHI. *Design and implementation of lqg strategies for temperature control under greenhouse*. International Journal of Electrical and Electronics Engineering Studies **1**, **issue 2**, **accepted in press 2013**. [123](#)
- [31] D. XUE, D. ATHERTON, AND Y. CHEN. *Linear feedback control analysis and design with Matlab*. Siam (2007). [124](#), [126](#)
- [32] Y. EL AFOU, L. BELKOURA, M. OUTANOUE, M. GUERBAOUI, A. RAHALI, A. ED-DAHAK, A. LACHHAB, C. JOIN, AND B. BOUCHIKHI. *Feedback techniques using pid and pi-intelligent for greenhouse temperature control*. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering : IJAREEIE **3(6)** june (2014). [130](#)



---

## Conclusion générale et perspectives

Dans ce mémoire, nous avons présenté un système intégré pour le contrôle automatique du climat sous serre. Le premier volet de l'étude a porté sur une étude générale de la production sous serre telle que les types de structures existants et les outils informatiques. Ces derniers permettent de moderniser le secteur agricole et de faciliter l'implémentation des logiciels qui permettent de développer les algorithmes de commandes définissant les conditions ambiantes à la serri-culture.

Dans un premier temps, nous avons présenté la station d'acquisition qui est constituée d'un ensemble de capteurs et des interfaces électroniques qui permettent de réaliser l'acquisition, le traitement et le stockage des données climatiques (température, hygrométrie et la teneur en  $CO_2$ ). Cette station a pour but de faciliter la linéarisation et ensuite faciliter l'étalonnage de chaque paramètre climatique ainsi que le signal électrique envoyé à la carte d'acquisition. Ensuite, nous avons présenté des interfaces électroniques d'adaptation de puissance qui ont été installées pour commander des systèmes de climatisation installés sous serre. La carte de protection et de signalisation est branchée entre la carte d'acquisition et les autres circuits du système. Elle permet de protéger la carte d'acquisition et le calculateur numérique contre les surtensions et les mauvaises manipulations du producteur. En plus, elle facilite la visualisation de l'état de chaque capteur et actionneur.

En premier lieu, nous avons étudié la commande TOR pour tester les différentes interfaces électroniques d'acquisitions de données et de commandes d'actionneurs. Ensuite, nous avons fait une synthèse des commandes progressives qui ont permis de contrôler la température sous serre. La première partie de ces contrôleurs concerne des lois de commandes qui sont ajustées à l'aide des méthodes d'identifications. Nous avons proposé alors la commande PID et la commande LQG dans lesquelles les paramètres sont ajustés respectivement à l'aide de la méthode

de *Broïda* et l'algorithme *N4SID*. Dans la deuxième partie, nous avons développé une nouvelle stratégie de commande appelée commande sans modèle qui a pour objectif de surmonter les problèmes de l'élaboration des modèles du système étudié. La robustesse de cette commande, vis-à-vis des perturbations externes, est confirmée expérimentalement.

Tous les contrôleurs, implémentés dans ce travail, ont permis un bon contrôle de la température sous serre. Nous avons observé que la température sous serre est maintenue dans la gamme désirée et a varié aux voisinages de la consigne. Les techniques de commande qui sont ajustées à l'aide des méthodes d'identifications ne garantissent pas leur fiabilité face aux variations trop fortes des paramètres externes. En effet, l'identification se fait durant un temps bien déterminé et limité. L'objectif principal fixé lors de l'application de ces commandes est de chercher un modèle mathématique qui est valable aussi large que possible. Ceci impose généralement de recommencer l'application des méthodes d'identifications face aux changements climatiques entre nuit et jour et entre saisons. C'est pourquoi nous avons eu recours à une technique adoptant une identification actualisée à chaque instant d'échantillonnage. En outre, le caractère hybride du processus (serre agricole) et les dynamiques différentes induites par les actions de chauffage et de ventilation rendent la modélisation du système serre encore plus hasardeuse et justifie pleinement l'approche sans modèle.

A partir des résultats obtenus, nous avons pu définir les avantages principaux de cette nouvelle stratégie que nous résumons dans :

- Sa simplicité (en terme de son développement théorique) par rapport aux autres commandes.
- Sa faculté à maintenir des performances dynamiques très intéressantes même dans le cas de fortes perturbations du modèle commandé.

Compte tenu de la période d'échantillonnage ( $5s$ ) et des dimensions de notre procédé expérimental, l'alternance observée sur la commande entre les actions de chauffage et de ventilation ne porte pas de réels préjudices aux actionneurs. Cependant, une alternative permettant de réduire le nombre de commutations pourrait consister à introduire une troisième commande d'arrêt simultané des deux actionneurs et d'ajouter une autre consigne pour fixer un intervalle dans lequel la commande s'annule. Cela nécessiterait cependant l'introduction d'une variable de réglage supplémentaire basée sur un seuil de tolérance fixé a priori (i.e. écart de température en deçà duquel les deux actionneurs devraient être inactifs).

Actuellement le refroidissement de la serre est basée sur une simple ventilation apportant de l'air provenant de l'extérieur. Ceci empêche de prévoir des consignes inférieures à la température extérieure et cet obstacle devra être levé en mettant en place un réel système de refroidissement. En perspective, plusieurs points sont à approfondir et ouvrent la voie à de nouveaux axes de recherche :

- Contrôle des autres paramètres climatiques.
- Diminution du nombre de commutations des actionneurs en utilisant l'hystérésis.
- Application de la commande sans modèle multivariable.



**Résumé :** L'objectif de ce travail de thèse est de présenter des résultats expérimentaux du contrôle de la température au sein d'une serre. Des techniques de commande de types PID et LQG, ajustées à l'aide de l'identification et des techniques de commande sans modèle sont appliquées au processus complexe de régulation des paramètres climatiques sous serre. Les résultats obtenus nous ont permis d'envisager à terme une meilleure maîtrise des paramètres climatiques. La mise en oeuvre de ces contrôleurs requiert généralement la réalisation d'un dispositif électronique piloté par ordinateur doté d'une carte d'acquisition et de restitution des données. Cette carte qui est aussi associée aux circuits électroniques permet de réaliser l'acquisition, le traitement et le stockage des données climatiques (température, humidité relative de l'air, et teneur en  $CO_2$ ). Elle permet en outre une meilleure adaptation de la puissance fournie aux différents actionneurs installés au sein de la serre. Des interfaces graphiques ont été développées, en utilisant le logiciel SIMULINK/Matlab. Ces derniers rassemblent à la fois une rapidité de fonctionnement, une facilité d'utilisation et une interactivité et une puissance de traitement en temps réel de l'ensemble des données.

**Mots clés :** Serre, Serri-culture, Contrôle Automatique, PID, LQG, Pi-intelligent, Commande Sans Modèle, SIMULINK/Matlab.

**Abstract :** The principal aim of this thesis is to present the experimental results for controlling temperature under greenhouse. The PID and LQG controllers are inevitably adjusted by the identification and the model free control also was implemented to the complex system in order to regulate the climatic parameters under greenhouse. The obtained results shows the good performances for monitoring these parameters. The greenhouse environment is automated with several actuators and sensors that are connected to an acquisition and control system based on a personal computer . This later is associated with electronic circuits allows to protect the acquisition card against overvoltages and perform the acquisition, treatment and storage of climate data (temperature, relative humidity of the air, and content of  $CO_2$ ). It permits furthermore to obtain a good adaptation power given to the actuators that installed in the greenhouse. Graphical interfaces have been developed using the Simulink/Matlab software. these later bring together both speed fonctionnement, ease of use and interactivity and power of processing the data in real-time.

**Keywords :** Greenhouse, Plants under greenhouse, Automatic control, PID, LQG, Intelligent-PI, Model-free control.