

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE MÉCANIQUE
M. Ing.

PAR
DAVID MESSIER

CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR ADAPTATIF ET IMPLANTATION SUR UN
SYSTÈME DE CLIMATISATION À DÉBIT D'AIR VARIABLE

MONTRÉAL, LE 14 MARS 2005

© droits réservés de David Messier

**CE MÉMOIR A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

Stanislaw Kajl, Ph.D., directeur de mémoire
Professeur au Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

Jean-Pierre Kenné, Ph.D., codirecteur
Professeur au Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

Louis Lamarche, Ph.D., président du jury
Professeur au Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

Martin Viens, Ph.D., membre du jury
Professeur au Département de génie mécanique à l'École de technologie supérieure

**IL A FAIT L'OBJET D'UNE PRÉSENTATION DEVANT CE JURY ET UN PUBLIC
LE 11 FÉVIER 2005
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE**

CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR ADAPTATIF ET IMPLANTATION SUR UN SYSTÈME DE CLIMATISATION À DÉBIT D'AIR VARIABLE

David Messier

SOMMAIRE

Dans la plupart des cas, les systèmes de climatisation sont équipés de contrôleur proportionnel et intégral (PI). Leur fonction est de maintenir le paramètre contrôlé sur la valeur de référence ou point de consigne. Pourtant, plusieurs cas d'oscillation de température d'air d'alimentation ont été observés sur les systèmes à volume d'air variable (VAV).

Les cas d'instabilité observés sont occasionnés par une méthode d'ajustement des contrôleurs PI élaborée selon des paramètres PI prédéfinis. Pour éviter ce problème, un contrôleur adaptatif est proposé. Ce contrôleur adaptatif identifie la dynamique du système en temps réel avec un algorithme récursif dans le but d'ajuster adéquatement les paramètres PI du contrôleur.

Pour traiter le problème ci haut mentionné, nous avons premièrement analysé le comportement des systèmes VAV ayant démontrés des cas d'oscillation. Ensuite, nous avons analysé d'autres concepts de contrôle existants tel que des méthodes d'identification et des règles d'ajustement pour ensuite choisir les meilleurs et constituer le contrôleur adaptatif. Nous avons, par la suite, évalué le contrôleur adaptatif en simulant le contrôle d'un modèle dynamique non linéaire. Enfin, nous avons programmé les algorithmes du contrôleur adaptatif sur un microcontrôleur ATmega16 et l'avons installé sur l'un des systèmes VAV étudiés pour effectuer le test final, qui a été basé sur la mesure des déplacements des actionneurs ainsi que la sommation de l'erreur relative au point de consigne.

Les résultats obtenus permettent de conclure que le contrôleur adaptatif proposé permet une plus grande stabilité que le contrôleur PI de référence caractérisé par des paramètres PI prédéfinis.

DESIGN AND INSTALLATION OF AN ADAPTATIVE CONTROLLER FOR A VAV AIR CONDITIONNING SYSTEM

David Messier

ABSTRACT

Air conditioning systems are, in most cases, equipped with traditional proportional and integral (PI) controllers. Their function is to keep each controlled parameter on its reference or set-point. However, many oscillations in air supply temperature were noted on investigated variable air volume (VAV) systems equipped with PI controllers.

The oscillations were due to a PI control policy based on predefined control parameters. To avoid this problem, an adaptive controller is proposed. This adaptive controller identifies the system dynamics on-line with a recursive algorithm in order to adjust the PI controller parameters.

To address the aforementioned problem, we first analysed the behaviour of the VAV systems in which air supply temperature oscillations were noted. Next, we looked for other existing control concepts such as identification methods and PI adjustment rules, and chose the best one to constitute the adaptive controller. We then proceeded with the validation of the adaptive controller by simulating the control of a non-linear dynamic model. Finally, we programmed the adaptive controller's algorithm in a ATmega16 microcontroller and installed it on the investigated VAV system in order to perform the final on-line tests, which were based on mobile part displacement measurement and set point error summation.

From the results, we conclude that the proposed adaptive controller allow higher stability than the reference PI controller, which was characterized by predefined PI parameters.

REMERCIEMENTS

Les travaux qui ont mené à l'élaboration de ce mémoire ont été réalisés dans le cadre d'une entente de collaboration entre l'ÉTS (École de technologie supérieure) et la Société de contrôle Johnson, S.E.C. Je tiens à remercier la Société de contrôle Johnson, S.E.C. pour leur support et leurs disponibilités fortement appréciées tout au long de ce projet et plus particulièrement mon supérieur immédiat : M. Sylvain Thériault, je tiens à le remercier.

De plus, je remercie de façon particulière mon directeur M. Stanislaw Kajl, professeur au département de génie mécanique à l'ÉTS. Je lui exprime toute ma reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée, pour la qualité de son encadrement et pour ses recommandations pertinentes. Je remercie également mon codirecteur M. Jean-Pierre Kenné, professeur au département de génie mécanique à l'ÉTS. Je lui suis fortement reconnaissant pour sa disponibilité et pour son aptitude à la discussion qui a été grandement appréciée. Je tiens également à remercier le personnel de l'ÉTS, qui m'a encouragé tout au long de ce projet et plus particulièrement M. Richard Provencher, technicien au département de génie électrique, pour son appui et ses encouragements.

Je désire finalement à remercier tous les membres de ma famille qui, tous à leur façon, m'ont aidé à réaliser ce projet.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE	i
ABSTRACT	ii
REMERCIEMENTS	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES.....	viii
LISTE DES GRAPHIQUES.....	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES	xi
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	2
1.1 Introduction.....	2
1.2 Mise en contexte du contrôleur PID	2
1.3 Identification, ajustement et structures de commande	7
1.4 Modélisation dynamique des systèmes CVAC.....	10
1.5 Contrôleur actuellement installé sur les systèmes CVAC de l'ÉTS	11
1.6 Étude des cas d'instabilité observés.....	15
1.7 Conclusion	20
CHAPITRE 2 MODÉLISATION DYNAMIQUE	21
2.1 Introduction.....	21
2.2 Modèle du serpent de chauffage et de refroidissement.....	21
2.3 Résolution des équations différentielles de type hyperbolique.....	22
2.4 Résolution et discrétisation des équations différentielles	27
2.5 Définition des paramètres variables.....	29
2.6 Valves de contrôle de débit.....	35
2.7 Justification du modèle par simulation	40
2.8 Conclusion	42
CHAPITRE 3 RÈGLE D'AJUSTEMENT ET CONTRÔLEUR	43
3.1 Introduction.....	43
3.2 Règle d'ajustement pour une réponse de type amortissement critique.....	43
3.3 Règle d'ajustement avec contrôle sur le temps de réponse.....	46
3.4 Règle utilisée pour l'ajustement du contrôleur UDC 6000 d'Honeywell	52
3.5 Comparaison entre le prédictif de Smith et les règles de Hittle	54

3.6	Conclusion	60
CHAPITRE 4 ALGORITHME D'IDENTIFICATION		61
4.1	Introduction.....	61
4.2	Le modèle utilisé.....	61
4.3	Quantification du retard L.....	63
4.4	Estimation par la méthode des moindres carrés.....	66
4.5	Méthodes récursives des moindres carrés.....	68
4.6	Comparaison des deux méthodes d'identification récursives.....	70
4.7	Évaluation du contrôleur adaptatif sur le modèle du serpent.....	79
4.8	Détermination des valeurs de référence des signaux d'identification.....	82
4.9	Conclusion	88
CHAPITRE 5 IMPLANTATION ET SUPPORT MATÉRIEL		89
5.1	Introduction.....	89
5.2	Microcontrôleur ATmega16	89
5.3	L'éditeur de programme CodeVisionAVR.....	90
5.4	Implantation au microcontrôleur ATmega16.....	91
5.4.1	Le signal de référence	91
5.4.2	Le signal de commande.....	92
5.4.3	Le contrôleur PI.....	92
5.4.4	La règle d'ajustement du contrôleur	92
5.4.5	Le moteur d'identification.....	93
5.4.6	Fréquence de balayage	94
5.4.7	La plaquette de programmation d'Atmel	95
5.4.8	Branchement au microcontrôleur.....	95
5.4.9	Étape préliminaire à la mise en opération	96
5.4.10	Interface d'utilisation	97
5.5	Opération et fonctionnement (Superviseur).....	99
5.5.1	Séquence de démarrage.....	100
5.5.2	Détection des fautes	100
5.5.3	Mise à l'arrêt	101
5.6	Coût de fabrication du prototype	102
5.7	Conclusion	102
CHAPITRE 6 DISCUSSION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS		103
6.1	Introduction.....	103
6.2	Comportement du contrôleur sur un système CVAC	103
6.2.1	Convergence du moteur d'identification.....	105
6.2.2	Identification du retard pour une fonction de transfert du 2 ^{ème} ordre	109
6.3	Amélioration des performances	111
6.4	Conclusion	117

CONCLUSION GÉNÉRALE.....	118
RECOMMANDATIONS.....	119
ANNEXES	
1 : Liste des composantes et évaluation des coûts	120
2 : Code du contrôleur adaptatif implanté dans le microcontrôleur.....	122
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	140

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Débit en fonction de l'ouverture d'une valve PRDC..... 6
Tableau II	Débit en fonction de l'ouverture d'une valve PRDC..... 37
Tableau III	Définition des paramètres de simulation 49
Tableau IV	Sommaire comparatif de l'évaluation des performances..... 116
Tableau V	Liste des composantes et évaluation des coûts performances 121

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Choix du type de contrôleur en fonction du type de système..... 5
Figure 2	Système UTA-4, périmètre Ouest - 1er, 2e, 3e étage 12
Figure 3	Schéma de programmation du système UTA-4..... 14
Figure 4	Simplification du schéma de programmation du système UTA-4..... 15
Figure 5	Schéma de discrétisation spatio-temporel 25
Figure 6	Schéma de discrétisation décentrée 26
Figure 7	Paramètres géométriques relatifs à un échangeur à ailettes..... 32
Figure 8	Puissance d'un serpentin en fonction du débit 35
Figure 9	Courbe caractéristique du débit pour différents types de valves 36
Figure 10	Linéarisation de la puissance du serpentin 37
Figure 11	Débit en fonction de l'autorité d'une valve PRDC..... 38
Figure 12	Système en boucle fermée 46
Figure 13	Structure de contrôle du prédicteur de Smith 54
Figure 14	Structure de contrôle, avec relais, proposée par Tan 64
Figure 15	Modification de la structure d'identification du retard de Tan 65
Figure 16	Système en état de contrôle 78
Figure 17	Zone morte d'une valve d'eau glacée 82
Figure 18	Micro-contrôleur ATmega16 d'Atmel 89
Figure 19	Constituants du contrôleur adaptatif..... 91
Figure 20	Plaquette de programmation d'Atmel 95
Figure 21	Branchement de la carte de programmation au contrôleur DX9100 .. 96
Figure 22	Schéma de contrôle pour quantification du retard 109

LISTE DES GRAPHIQUES

	Page
Graphique 1	Cas d'instabilité observé en janvier 2002 sur l'unité UTA-2..... 16
Graphique 2	Cas d'instabilité observé en mai 2002 sur l'unité UTA-2..... 17
Graphique 3	Cas d'instabilité observé en juillet 2002 sur l'unité UTA-4 19
Graphique 4	Transport d'une fonction en forme de marche 24
Graphique 5	Température de l'eau passant dans la tubulure d'un échangeur..... 41
Graphique 6	Évolution de la température de l'eau dans l'échangeur 41
Graphique 7	Étude de sensibilité relativement à l'estimation de la dynamique..... 45
Graphique 8	Réponse d'un système pour un ajustement selon la règle de Smith.... 49
Graphique 9	Comparaison entre les méthodes d'ajustement de Smith et de Hittle 50
Graphique 10	Comparaison des règles d'ajustement du UDC6000 et de Hittle 53
Graphique 11	Comparaison 1 du prédicteur de Smith et la règle de Hittle..... 56
Graphique 12	Comparaison 2 par estimation du τ 58
Graphique 13	Comparaison 3 par estimation du retard..... 58
Graphique 14	Identification du retard par relais..... 65
Graphique 15	Réponse de la structure d'identification modifiée de Tan..... 66
Graphique 16	Réponse du système et signal de commande : Expérimentation 1 71
Graphique 17	Paramètres en cours d'identification : expérimentation 1 72
Graphique 18	Intégration de l'erreur d'estimation des paramètres : exp. 1 72
Graphique 19	Paramètres en cours d'identification : exp. 2 73
Graphique 20	Paramètres en cours d'identification : exp. 3 75
Graphique 21	Intégration de l'erreur d'estimation des paramètres : exp. 3 75
Graphique 22	Réponse du système et signal de commande : exp.4 76
Graphique 23	Paramètres en cours d'identification : exp. 4 76
Graphique 24	Intégration de l'erreur d'estimation des paramètres : exp. 4 77
Graphique 25	Température de l'air à la sortie d'un serpentin et contrôle adaptatif... 79
Graphique 26	Évolution des paramètres du contrôleur et du modèle..... 80

Graphique 27	Évolution des paramètres PI à partir de la 800 ^e seconde.....	81
Graphique 28	Base du retour d'état Y	84
Graphique 29	Gain Y / X (Retour d'état / Signal de commande)	85
Graphique 30	Base du retour d'état Y avec erreur pour l'air frais de 10%.....	86
Graphique 31	Gain Y / X avec erreur pour le minimum d'air frais de 10%	87
Graphique 32	Point de consigne et Retour d'état	104
Graphique 33	Point de consigne et retour d'état de 6h à 12h.....	104
Graphique 34	Limite et compteur du contrôleur	105
Graphique 35	Constante de temps du système de 6h à 12h.....	105
Graphique 36	Estimation du retard L de 6h à 12h.....	106
Graphique 37	Gain k du système.....	107
Graphique 38	Température de retour de base et extérieure.....	107
Graphique 39	Coefficient d'intégration T_i	108
Graphique 40	Coefficient proportionnel K_p	108
Graphique 41	Identification du retard pour système du deuxième ordre	110
Graphique 42	Position des volets avec le contrôleur classique : $I = 0,2$	112
Graphique 43	Point de consigne, retour d'état et contrôleur classique : $I = 0,2$	112
Graphique 44	Position des volets avec le contrôleur classique : $I = 0,3$	113
Graphique 45	Point de consigne, retour d'état et contrôleur classique : $I = 0,3$	113
Graphique 46	Position des volets avec le contrôleur adaptatif.....	114
Graphique 47	Point de consigne, retour d'état et contrôleur adaptatif.....	114
Graphique 48	Déplacement total des volets	115
Graphique 49	Sommation de l'erreur	115

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET DES SIGLES

A	Surface totale d'échange du serpentin, m^2
A	Coefficient d'autorité de la valve, SU
A_c	Surface libre perpendiculaire à l'écoulement de l'air dans le serpentin, m^2
A/At	Rapport de surface, SU
A_b	Surface à l'extérieur des tubes sans les ailettes, m^2
A_f	Surface des ailettes, m^2
A_{fr}	Surface frontale de l'échangeur, m^2
A_o	Surface totale du serpentin par unité de longueur y , m
A_{it}	Surface intérieure des tubes par unité de longueur dans le sens de l'écoulement de l'eau, m
A_w	Surface de la section perpendiculaire à l'écoulement de l'eau dans les tubes, m^2
c_{fin}	Chaleur spécifique des ailettes, $J / kg K$
c_{pa}	Chaleur spécifique de l'air à pression constante, $J / kg K$
c_{tub}	Chaleur spécifique des tubes, $J / kg K$
c_{va}	Chaleur spécifique de l'air à volume constant, $J / kg K$
c_w	Chaleur spécifique de l'eau, $J / kg K$
C	Scalaire multiplicateur pour l'initialisation de P(0)
C_v	Coefficient nominal de perte de pression, SU
CVAC	Chauffage ventilation et air climatisée
D_{it}	Diamètre interne d'un tube, m
D_h	Diamètre hydraulique à l'intérieur d'un tube, m
D^*	Diamètre hydraulique, m
D^*/D	Rapport du diamètre hydraulique sur le diamètre extérieur du tube
EEPROM	Mémoire morte effaçable et programmable électriquement
E(t)	Tableau des résidus au temps t
FLASH	Mémoire FLASH, SU
FP_s	Paramètre de corrélation en régime sec, SU

f	Coefficient de friction, SU
G	Fonction de transfert de premier ordre avec retard, SU
G_{BF}	Fonction de transfert en boucle fermée, SU
G_C	Fonction de transfert du contrôleur, SU
G_c	Vitesse massique à l'intérieur du serpentin entre les ailettes, $kg / m^2 s$
G_p	Fonction de transfert du système, SU
G_q	Fonction de transfert utilisée pour modéliser G_p , SU
h	Pas spatial, m
h_c	Coefficient de convection entre l'air et l'extérieur des tubes, $W / m^2 K$
h_i	Coefficient de convection sur les ailettes en régime humide, $W / m^2 K$
h_{ic}	Coefficient de convection entre l'eau et l'intérieur des tubes, $W / m^2 K$
h_{mc}	Coefficient de transfert massique entre l'air et les tubes, $kg_{eau} / m^2 s$
i_2	Compteur associé à la limite, unité de temps du contrôleur
I_{np}	Matrice identité de grandeur np , SU
j	Compteur spatial, SU
j_n / j_4	Rapport de correction pour j_4 , en fonction du nombre de rangés, SU
j_4	Facteur caractéristique de l'échangeur à quatre rangées, SU
JP_s	Paramètre de corrélation de l'échangeur en régime sec, SU
k	Pas temporel, s
k	Conductivité thermique, $W m / m^2 C$
K	Gain de la fonction de transfert du premier ordre, SU
K_i	Gain intégral du contrôleur, SU
K_p	Gain proportionnel du contrôleur, SU
L	Retard de la fonction de transfert du premier ordre, SU
L	Dimension géométrique d'un échangeur, m
L	Paramètre caractéristique de l'ailette, SU
L_d	Retard désiré, SU
$L(t)$	Matrice des vitesses de convergence des paramètres au temps t
m	Paramètre thermogéométrique applicable à l'échangeur lorsque $L \gg y$, m^{-1}

m	Masse, kg
\dot{m}	Débit massique, kg / s
M	Dimension géométrique d'un échangeur, m
M	Paramètre caractéristique de l'ailette, SU
n	Compteur temporel, kg
N_r	Nombre de rangé de l'échangeur
PI	Proportionnel intégral
PID	Proportionnel intégral et dérivé
Pr	Nombre de Prandtl, SU
PRAC	Pattern recognition adaptive controller
$P(t)$	Matrice des vitesses de convergence des paramètres au temps t , SU
$P(0)$	Matrice des vitesses de convergence des paramètres au temps $t = 0$, SU
ΔP_o	Différentielle de pression côté air en régime sec, Pa
r	Rayon, m
R_e / r_{et}	Rapport entre le rayon équivalent à l'ailette et le rayon interne du tube, SU
Re_D	Nombre de Reynolds déterminé en fonction du diamètre interne, SU
Re_{xb}	Nombre de Reynolds défini par rapport à la distance xb , SU
R	Matrice de mise à niveau de la matrice $P(t)$ activé lors des changements de point de consigne
s	Espace libre entre les ailettes, m
SPI	Security Parameters Index : Structure de données qui définit et gère l'ensemble des paramètres de sécurité associés à une communication sécurisée entre deux entités
SRAM	Mémoire volatile, ayant un temps d'accès très court et constant, dans laquelle l'information est stockée dans des emplacements fixes
t	Temps, s
T	Température, $^{\circ}C$
U_x	Signal de commande de l'équipement x
v	Vitesse, m / s

V	Fonction des moindres carrés
V	Volume défini par l'espace libre entre les ailettes, m^3
\bar{V}_{fr}	Vitesse frontale moyenne à la face du serpentín, m/s
W_a	Humidité absolue, $kg\ eau / kg\ air\ sec$
$W_{to, st}$	Humidité absolue à saturation, à la surface des tubes, $kg\ eau / kg\ air\ sec$
x	Dimension spatiale dans le sens de l'écoulement de l'eau de l'échangeur,
m	
$x(t)$	Signale de commande du système à un moment t
x_a	Dimension géométrique d'un échangeur, m
x_b	Dimension géométrique d'un échangeur, m
X	Entrée du modèle dynamique, m
y	Dimension spatiale dans le sens de l'écoulement d'air de l'échangeur, m
y	Épaisseur d'une ailette, m
$y(t)$	réponse du système à un moment t
$\hat{y}(t)$	Estimation de la réponse du système à un moment t
Y	Sortie du modèle dynamique
$(Y/X)_d$	Fonction de transfert définissant la réponse désirée
$Y(t)$	Tableau des réponses du système à partir du moments t , SU
α	Paramètre caractéristique de l'ailette, SU
β	Paramètre caractéristique de l'ailette, SU
∂	Dérivée partielle
Δ	Différence discrète
$\varepsilon(t)$	Erreur d'estimation des paramètres au temps t
$\Phi(t)$	Tableau des états du système à différents moments t , SU
ϕ	Paramètre caractéristique des ailettes, SU
γ	Rapport des coefficients de chaleur spécifique, C_p / C_v
η_c	Efficacité des ailettes en transfert latent, SU

$\eta_{c,ov}$	Efficacité totale des ailette en transfert latent, <i>SU</i>
η_s	Efficacité des ailettes en transfert sensible, <i>SU</i>
$\eta_{s,ov}$	Efficacité totale des ailette en transfert sensible, <i>SU</i>
φ^T	Vecteur des données d'identification, <i>SU</i>
λ	Critère de stabilité pour la résolution de l'équation de transport, <i>SU</i>
μ	Viscosité dynamique, $N s / m^2$
ν	Viscosité cinématique, m^2 / s
θ	Vecteur des paramètres exacts, <i>SU</i>
$\hat{\theta}$	Vecteur des paramètres estimé, <i>SU</i>
ρ	Masse volumique, kg / m^3
σ	Paramètre caractéristique de l'ailette, <i>SU</i>
τ	Constante de temps de la fonction de transfert du premier ordre, <i>SU</i>
τ_d	Constante de temps désirée, <i>SU</i>
τ_{d_cri}	Constante de temps désirée pour obtenir un amortissement critique, <i>SU</i>
ψ	Paramètre caractéristique de l'ailette, <i>SU</i>
Ψ	Vecteur des paramètres de modélisation dynamique discrétisé, <i>SU</i>

Indice

a	Air
b	Base
e	Extérieur
fin	Ailette
fr	Frontal
i	Intérieur
l	Latent
s	Sensible
st	Saturation
t	Tube
o	Extérieur
w	Eau

INTRODUCTION

Suite à plusieurs investigations effectuées sur différents systèmes de climatisation à débit d'air variable, l'équipe de recherche du professeur Kajl a constaté plusieurs cas d'instabilité des composantes mobiles, asservies avec contrôleur proportionnel et intégral (PI). Les problèmes d'instabilité concernent les trois actionneurs suivants : les volets d'apport d'air frais du système de climatisation, les valves de chauffage ainsi que les valves de refroidissement. Ces différents éléments ont tous comme dénominateur commun un contrôleur PI et ont été ajustés manuellement lors de l'installation des systèmes. Le contrôleur PI a été identifié comme étant la cause de cette instabilité. De ce constat, notre mandat est d'effectuer un transfert technologique par le développement d'une technologie d'asservissement ayant les caractéristiques suivantes :

Intervention

1. Développer un contrôleur plus stable et plus robuste que le contrôleur existant;
2. Développer un contrôleur qui minimise les interventions du service technique;
3. Développer une solution qui minimise les coûts de fabrication.

La méthodologie utilisée pour ce projet de recherche se décrit comme suit et constitue les chapitres de ce mémoire. Le premier chapitre présente une revue de littérature portant sur différents aspects du domaine de l'asservissement et de la commande adaptative. De plus, cette revue de littérature est aussi consacrée à quelques ouvrages portant sur la modélisation dynamique de systèmes de chauffage ventilation et air conditionnée (CVAC). Ces modèles seront ultérieurement utilisés pour l'évaluation de solutions en simulation. Le deuxième chapitre est consacré à la présentation du modèle d'échangeur eau air. Par la suite, le troisième chapitre porte sur différentes règles d'ajustement des contrôleurs. Le quatrième chapitre concerne les algorithmes d'identification des dynamiques. Le cinquième chapitre touche le matériel utilisé ainsi que l'implantation de la solution développée. Finalement, le sixième chapitre présente les résultats de la solution en opération sur un système CVAC à débit d'air variable.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Introduction

Cette revue de littérature relate les travaux de plusieurs chercheurs oeuvrant principalement en automatisation mais aussi en modélisation dynamique des systèmes CVAC. Dans un premier temps, une mise en contexte des contrôleurs PID (proportionnel intégral et dérivé) sera effectuée. Par la suite, différentes méthodes et philosophies d'identification seront discutées. Pour enchaîner avec une revue de quelques structures de commande démontrant différentes tendances de recherche. Enfin, nous arborerons quelques travaux de modélisation dynamique de systèmes CVAC.

1.2 Mise en contexte du contrôleur PID

Depuis plusieurs décennies, les contrôleurs classiques de type PID sont utilisés dans plusieurs secteurs de l'industrie. Étant d'une simplicité remarquable, les contrôleurs PID sont faciles à implanter et conviennent à plusieurs applications. À l'époque des contrôleurs analogiques, cette simplicité était impérative en raison des possibilités techniques de l'époque. Maintenant, grâce aux développements notables de la micro électronique, il est plus facile d'implanter des stratégies de commande aux algorithmes plus élaborés. Jusqu'à ce jour, la commande classique de type PID est la plus répandue et ce dans toutes les sphères du mode industriel. Sa simplicité et sa facilité d'implantation lui confèrent plusieurs avantages recherchés par les praticiens. À ce sujet, Astrom [1] mentionne les principales caractéristiques recherchées :

- L'ajustement du contrôleur doit être simple;

- Le contrôleur doit définir le signal de commande de telle sorte que la réponse du système sera celle désirée même lorsque le système est soumis à une perturbation;
- Le contrôleur doit définir le signal de commande de telle sorte que la réponse du système sera celle désirée lors d'un changement de point de consigne;
- Le contrôleur doit être assez robuste pour assurer la stabilité du système contrôlé de sorte qu'il ne requière pas de réajustement de ces paramètres PID.

Les contraintes limitant les performances des contrôleurs sont les suivantes :

- Les caractéristiques dynamiques du système contrôlé;
- Les non-linéarités du système contrôlé;
- L'incertitude et la précision des modèles utilisés;
- Les perturbations et le bruit.

L'identification de la dynamique du système asservi est une étape indispensable à l'ajustement des contrôleurs. Il existe, à cet effet, différentes méthodes plus ou moins élaborées. Par exemple, certaines personnes d'expérience effectuent l'identification de façon empirique en observant la dynamique et par la suite en déduisent l'ajustement du contrôleur. Or, il existe d'autres méthodes plus systématiques. À la base des théories d'asservissement, il y a les modèles dynamiques, qui traduisent sous forme mathématique différentes dynamiques et autour desquels, s'élaborent les autres principes inhérents à l'asservissement. Lorsque le modèle est fidèle à la réalité, les lois de commande appropriées déterminent les gains du contrôleur et assurent le bon fonctionnement du système.

Aussi, pour limiter cette charge de travail, la plupart des automaticiens utilisent des modèles simplifiés. Les modèles simplifiés sont élaborés avec les fonctions de transfert de Laplace. Le fondement théorique de ces modèles complexes s'élabore à partir de

systèmes d'équations aux dérivées partielles et est plus lourd à résoudre. D'autre part, les concepteurs ont avantage à minimiser la complexité des systèmes et par le fait même, concevoir des systèmes plus faciles à contrôler.

Pour effectuer l'identification en utilisant les modèles simplifiés, les systèmes doivent être perturbés d'une façon propre à la méthode d'identification. Par exemple, la méthode développée par Zeigler et Nichols [2] excite le système en boucle ouverte par un changement soudain du signal de commande. La réponse obtenue est analysée et utilisée pour déterminer les paramètres du contrôleur selon les relations établies. Il existe bien d'autres méthodes, d'identification et d'ajustement, inspirées de la méthode de Zeigler et Nichols. Ces autres méthodes se distinguent par le taux de dépassement du point de consigne, le temps de réponse ou le type de réponse obtenu. Comme autre méthode, prenons par exemple la méthode développée par Cohen [3], elle demande une identification effectuée en boucle ouverte, ce qui implique l'arrêt du système contrôlé. En raison de leur simplicité, ces méthodes d'identification manuelles peuvent être implantées dans un microcontrôleur. Or, puisque ces méthodes d'identification compromettent le fonctionnement des systèmes contrôlés, nous avons plutôt orienté nos recherches vers les méthodes d'identification en boucle fermée.

D'autre part, la loi de commande classique a été développée selon une philosophie de systèmes linéaires. Lorsque les caractéristiques dynamiques sont variables, l'ajustement manuel doit être fait en fonction des conditions les plus critiques pouvant causer l'instabilité afin de se conformer aux critères de performance et d'assurer la stabilité du système. Dans certains cas, la dynamique varie de façon prévisible. En réponse à cette problématique, Astrom [1; 4] propose d'ajuster les paramètres des contrôleurs en fonction d'un horaire d'utilisation. Seem [5] reprend la méthode précédente proposée par Astrom [1; 4] et l'adapte à un système de conditionnement d'air à débit d'air variable. Le système est principalement constitué d'un serpentin de chauffage et de refroidissement ainsi que d'un système de volet permettant l'admission d'air extérieur. Comme le laisse entendre Astrom [1; 4], Seem [5] mentionne que la dynamique de ces

trois éléments est très différente. Il suggère donc d'associer un contrôleur dédié à chacun de ces trois éléments et de les ajuster en fonction de la dynamique de l'élément contrôlé. Les contrôles PI de l'ÉTS sont structurés de façon telle qu'ils ne correspondent pas aux recommandations de Seem [5] puisqu'un seul contrôleur principal contrôle les trois éléments précédemment énumérés. Cette façon de faire serait acceptable dans la mesure où, tel que Seem [5] le suggère, l'ajustement du contrôleur principal se ferait en fonction des conditions les plus critiques. Or, puisque les trois éléments contrôlés sont en opération à différentes périodes de l'année, il est donc pratiquement impossible de rencontrer ces conditions critiques lors d'un ajustement manuel et empirique de tous les contrôleurs. L'expérience du personnel technique qui fait l'ajustement est donc un facteur important à l'obtention du niveau de performance et de robustesse désirée.

Jusqu'ici, nous avons décrit sommairement quelques méthodes d'ajustement manuel des contrôleurs. Or, un contrôleur capable d'identifier par lui-même la dynamique du système asservi possède les informations requises à l'ajustement du contrôleur proprement dit. Avec les règles d'ajustement adéquates, le contrôleur est alors en mesure d'assurer les performances désirées avec un minimum d'interventions humaines. Alors, dépendamment du système en présence, quelles stratégies d'ajustement adopter ? Le diagramme présenté à la figure 1 schématise ces concepts. Dans le cas où le contrôleur désiré devrait convenir à toutes les situations, alors le contrôleur adaptatif doit être privilégié.

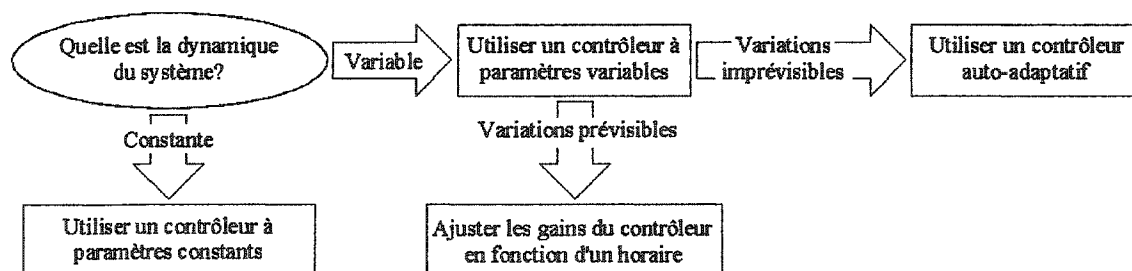


Figure 1 Choix du type de contrôleur en fonction du type de système

Au cours des dernières années, plusieurs chercheurs ont investi leurs énergies à l'étude et au développement de nouvelles technologies d'asservissement. Les fruits de ces recherches se traduisent déjà par plusieurs solutions déjà commercialisées. Astrom [4] énumère sommairement quelques contrôleurs adaptatifs qui ont été commercialisés avant 1993. Le tableau 1 en décrit quelques-uns. Il est intéressant de constater que plusieurs contrôleurs fonctionnent selon des règles empiriques d'adaptation. Or, nous remarquons que les recherches fondamentales effectuées à ce sujet ont toutes été élaborées à partir de modèles mathématiques et non à partir de règles empiriques.

Tableau I

Débit en fonction de l'ouverture
d'une valve PRDC

Manufacturier	Contrôleur	Perturbation	Horaire des gains	Base d'adaptation
Bailey Controls	CLC04	Échelon	Oui	Modèle
Control Techniques	Expert controller	Rampe	-	Modèle
Fisher Controls	DPR910	Relais	Oui	Modèle
Foxboro	Exact	Échelon	-	Règles empiriques
Fuji	CC-S :PNA3	Échelon	Oui	-
Hartmann & Braun	Protonic P	Échelon	-	-
	Digitric P	Échelon	-	-
Honeywell	UDC6000	Échelon	Oui	Règles empiriques
SattControl	ECA400	Relais	Oui	Modèle
Seimens	SIPART DR22	Échelon	Oui	-
Toshiba	TOSDIC-215D	PRBS	Oui	Modèle
	EC300	PRBS	Oui	Modèle

Les contrôleurs adaptatifs ont évolué en fonction du type d'application pour lesquels ils ont été conçus. Les contraintes prescrites par l'application sont toujours des facteurs déterminants dans le processus de conception. Plusieurs champs d'application ont mené au développement de contrôleurs adaptatifs tel qu'énumérés par Astrom [6] : les réacteurs chimiques, les colonnes de distillation, les centrales thermiques, les systèmes

d'auto pilotage de navires, les missiles auto pilotés, les avions, les échangeurs de chaleur et les contrôleurs de température.

1.3 Identification, ajustement et structures de commande

Nos lectures nous ont révélé une panoplie de concepts d'identification et d'ajustement des gains des contrôleurs PID. Le niveau de simplicité des algorithmes présentés est aussi très variable et dans certains cas, inapproprié à la capacité de calcul des microcontrôleurs.

Nous avons aussi constaté qu'il existe des outils informatiques d'aide à l'ajustement des contrôleurs. Ces outils déterminent les gains en fonction de différents modèles dynamiques. Les logiciels étudiés analysent les données obtenues à la suite d'un échantillonnage approprié. Suite à l'identification les logiciels quantifient les gains des contrôleurs. Finalement l'utilisateur utilise les résultats pour fixer les paramètres du contrôleur.

Par exemple, Ogawa [7] publie le résultat de ses travaux ayant pour objectif l'implantation d'une méthode d'ajustement des contrôleurs PI pour des applications reliées à l'industrie canadienne des pâtes et papier. La méthode d'ajustement proposée par Ogawa [7] consiste dans un premier temps à effectuer l'identification du système. L'identification de plusieurs modèles est effectuée puis celui se conformant le plus fidèlement à la réalité est retenu. À cet effet, Ogawa [7] utilise le module d'identification de Matlab. Par la suite, le modèle obtenu est utilisé pour déterminer les paramètres d'ajustement des contrôleurs. Enfin, une simulation est effectuée pour évaluer et déterminer quel modèle et quels paramètres d'ajustement des contrôleurs donnent les meilleures performances. Par la suite, les paramètres d'ajustement sont implantés sur les contrôleurs des chaînes de production.

D'autres parts, Seem [8] propose une méthode d'identification des dynamiques correspondants à une fonction de transfert du premier ordre avec retard. L'identification s'effectue par quantification de caractéristiques géométriques de la réponse du système contrôlé tel que la pente, le taux de dépassement, l'amplitude de la réponse et ce pour une variation en échelon du point de consigne ou pour une perturbation externe. L'identification s'effectue en boucle fermée. Les règles d'ajustement proposées par Seem [8] sont issues de plusieurs optimisations visant à minimiser l'intégration de la valeur absolue de l'erreur. Or, le domaine d'applicabilité de ces règles est limité de telle sorte que le retard pur ne peut être plus grand que la constante de temps, ni plus petit qu'un quart. Bien que la méthode soit développée pour les systèmes du premier ordre avec retard, la méthode d'identification n'identifie pas les paramètres de la fonction de transfert mais plutôt d'autres paramètres tels que le rapport d'oscillation et temps de réponse en boucle fermée. Cette approche ne permet pas de vérifier la capacité d'identification en rapport aux paramètres de la fonction de transfert puisqu'il n'existe simplement pas de relation entre les paramètres de la fonction de transfert et les paramètres du contrôleur déterminés par la méthode commercialisée sous le nom « Pattern Recognition Adaptive Controller » (PRAC). Tout de même, les résultats présentés par Seem [8] démontrent une capacité d'auto ajustement permettant la stabilisation d'un système en état d'instabilité. La règle d'ajustement de contrôleur, se fait récursivement en tenant compte des valeurs précédentes de telle sorte que les coefficients ne peuvent varier au-delà d'une certaine limite et diminue ainsi les risque d'instabilité.

Astrom [9] présente une revue de littérature sur les méthodes d'identification où la perturbation du système est assurée par un relais installé à la place du contrôleur. La plupart de ces méthodes sont simples et donne de bons résultats en ce qui à trait à l'identification. Or, ces méthodes d'identification par relais, comme nous l'avons laissé entendre, nécessitent l'arrêt du contrôleur et donc un arrêt des opérations normales du système. Cependant, Tan [10] proposent une autre structure de commande qui permet

d'introduire l'effet du relais sans pour autant arrêter le fonctionnement du contrôleur PID. La structure du relais est superposée à la structure de commande en boucle fermée classique (structure en parallèle) et non-substituée.

Outre les méthodes d'identification par relais qui demandent un fonctionnement séquentiel (identification, ajustement, et asservissement), les méthodes d'identification issues des théories des moindres carrés moyens sont en mesure d'identifier les systèmes alors qu'ils sont sous contrôle. Plusieurs ouvrages [11-13] peuvent être consultés à ce sujet. La théorie des moindres carrés moyens est utilisée pour des systèmes parfaitement linéaires. Pour les systèmes non-linéaires, la théorie des moindres carrés est adaptée selon des méthodes récursives décrites dans les mêmes ouvrages [11-13] cités précédemment.

Comme nous l'avons mentionné ci haut, la règle d'ajustement de la méthode PRAC est limitée au cas où le délai serait inférieur à la constante de temps. Or plusieurs chercheurs, et particulièrement ceux ayant étudié les propriétés du prédicteur de Smith, admettent que les systèmes avec retard pur sont difficiles à contrôler. En 1957, Smith [14] propose une modification à la structure de commande classique qui permet d'asservir les systèmes avec retard même si le retard est plus grand que la constante de temps. Cette structure de commande annule le terme du retard de l'équation caractéristique. Étant donné que le terme du retard subsiste seulement au numérateur de la fonction de transfert, le système est maintenant contrôlable mais toujours en retard sur le signal de commande. Depuis, d'autres chercheurs travaillent à l'amélioration de la technique. Les travaux de Tan [15-18] ou d'Atherton [19-21] peuvent être consultés à cet effet.

Par Hittle contre, Douglas [22-24] propose une règle d'ajustement basée sur la méthode de placement des pôles. Lorsque la dynamique peut être modélisée par une fonction de transfert du premier ordre avec retard, cette règle permet d'éviter les dépassements du

point de consigne par une réponse de type amortissement critique, de telle sorte qu'il devient possible d'assurer la stabilité des systèmes avec des retards même plus grands que la constante de temps.

1.4 Modélisation dynamique des systèmes CVAC

Étant donné que les méthodes d'identification et d'auto ajustement seront évaluées, dans un premier temps, à l'aide de modèles numériques, nous avons étudié à cet effet le travail de plusieurs chercheurs portant sur la modélisation dynamique des systèmes CVAC. Les modèles dynamiques reproduisent donc les phénomènes transitoires, non-linéaires et variables par lesquelles seront évaluées des stratégies de commande adaptative. Deux articles publiés par Zaheer-Uddin et Zeng [25; 26] présentent une démarche de modélisation dynamique de systèmes CVAC à débit d'air variable dont les principes théoriques sont élaborés sous forme d'équations aux dérivées partielles. Pour sa part, Wang [27] propose plusieurs modèles pour les systèmes CVAC à débit d'air variable. La philosophie de modélisation de Wang est semblable à celle utilisée par Zaheer-Uddin et Zeng. Cependant, les modèles théoriques sont déjà implantés dans un logiciel commercial.

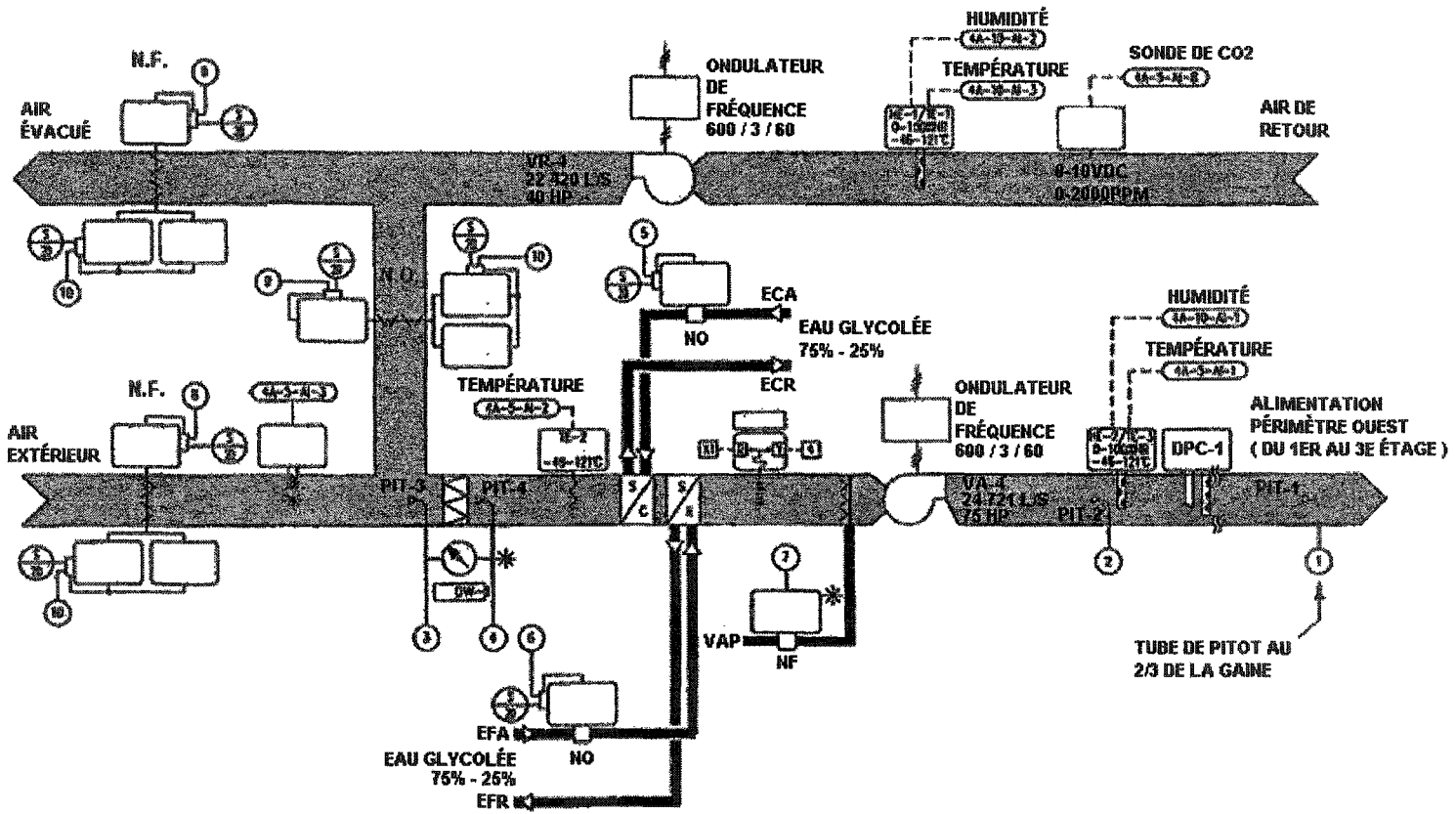
D'autres parts, des éléments plus complexes comme les serpentins de chauffage ou de refroidissement demande une étude plus approfondie des principes de transfert de chaleur. À cet effet, Zeng [25; 26] s'appuie sur les travaux de McQuiston [28] pour modéliser les serpentins de chauffage et de refroidissement. Chow [29; 30] présente, de façon plus explicite et détaillée, un modèle de serpentin de refroidissement. En admettant quelques hypothèses simplificatrices, Chow utilise la méthode des volumes finis pour résoudre le système d'équations différentielles. Concernant la résolution d'équation aux dérivées partielles de type hyperbolique, LeVeque [31] présente clairement différentes techniques de résolution par discrétisation des termes différentiels.

1.5 Contrôleur actuellement installé sur les systèmes CVAC de l'ÉTS

Suite à une analyse des données des systèmes contrôlant des équipements CVAC, plusieurs cas d'instabilités de ces systèmes ont été constatés sur des valves régulant le débit d'eau des serpentins de chauffage et de refroidissement ainsi qu'au niveau des volets de mélange. De ce fait une analyse détaillée du système de contrôle a été effectuée. La présente section décrit l'interrelation entre les systèmes contrôlés et les systèmes de contrôle requis à la compréhension des causes des cas d'instabilité observés.

La figure 2 illustre un système CVAC à débit d'air variable typique constitué de volets d'admission d'air frais et de mélange. Ces volets ont la particularité de se diviser en deux entités. Premièrement, le volet principal dont la fonction est d'assurer le débit d'air frais défini par les besoins thermiques. Deuxièmement, le volet secondaire garantit le débit minimal d'air frais défini en fonction des besoins physiologiques des occupants. Les deux ventilateurs actionnés par des modulateurs de fréquences génèrent le débit d'air requis par les boîtes à volume variable installées en fin de course. La puissance, des serpentins de chauffage et de refroidissement, est déterminée par le débit d'eau passant au travers de chacun d'eux. Des valves assurent le contrôle de ces débits. Le système de climatisation est aussi pourvu de buses d'humidification. Au total, le bâtiment est pourvu de 11 unités de climatisation. Une boucle d'eau chaude et une boucle d'eau froide relient respectivement les échangeurs vapeur-eau et le refroidisseur principal aux serpentins des unités de climatisation. Étant donné que les besoins en chauffage et en refroidissement varient tout au long de l'année, les boucles d'eau chaude et d'eau froide sont pourvues de boucle de dérivation dont la fonction est d'assurer une pression constante dans la boucle principale.

Figure 2 Système UTA-4, périmètre Ouest - 1er, 2e, 3e étage



Tous les équipements CVAC étudiés sont pourvus de contrôleurs classiques à retour d'état de type proportionnel et intégral (PI). Toutefois, ces contrôleurs sont intégrés à une logique d'asservissement supérieure. Ces logiques d'asservissement sont élaborées suivant des schémas constitués de blocs fonctionnels tel qu'illustré à la figure 3. D'autres parts, puisque l'espace mémoire des contrôleurs DX9100 est limité, le nombre de blocs fonctionnels admissibles par schéma est limité par le logiciel. Ainsi, la programmation se fait souvent en maximisant de la capacité fonctionnelle du système de contrôle par rapport au nombre de blocs fonctionnels utilisés. Le schéma illustré à la figure 3 illustre les entrées des paramètres contrôlés : la température de l'air soufflé dans les zones habitées, la température de l'air de mélange qui ne doit pas être inférieure à une certaine limite et le niveau de CO₂ dans la gaine de retour qui est maintenu conformément aux normes établies à cet effet. En fonction des priorités établies, l'un de ces trois paramètres sera utilisé pour l'asservissement de l'actionneur approprié. L'actionneur approprié peut être la valve de chauffage, de refroidissement, les volets principaux ou les volets d'air frais minimum. Même si la structure de contrôle comporte quatre contrôleurs PI, le contrôle dynamique des actionneurs se fait la plupart du temps avec le contrôleur PI-1. Pour cette raison, la position du contrôleur PI-1 est adéquate pour l'implantation d'un contrôleur adaptatif.

La figure 4 traduit plus simplement la logique de programmation élaborée à la figure 3. Ainsi, à chaque entrée est dédié un contrôleur PI. La structure de commande utilisée ici entre donc en contradiction avec le principe évoqué précédemment qui privilégie un contrôleur par sortie (éléments contrôlés) et non par entrée. Par exemple, le contrôleur PI dédié à la température de l'air soufflé dans les zones habitées peut asservir les quatre actionneurs. Puisque la dynamique de ces quatre actionneurs est différente, les contrôleurs PI devraient au minimum être ajustés en fonction de la dynamique la plus critique des quatre actionneurs.

Or, puisque les charges internes changent d'heure en heure et les conditions climatiques changent tout au long de l'année, l'évaluation empirique globale de la dynamique des actionneurs requise à l'ajustement des contrôleurs ne peut être réalisée en quelques jours.

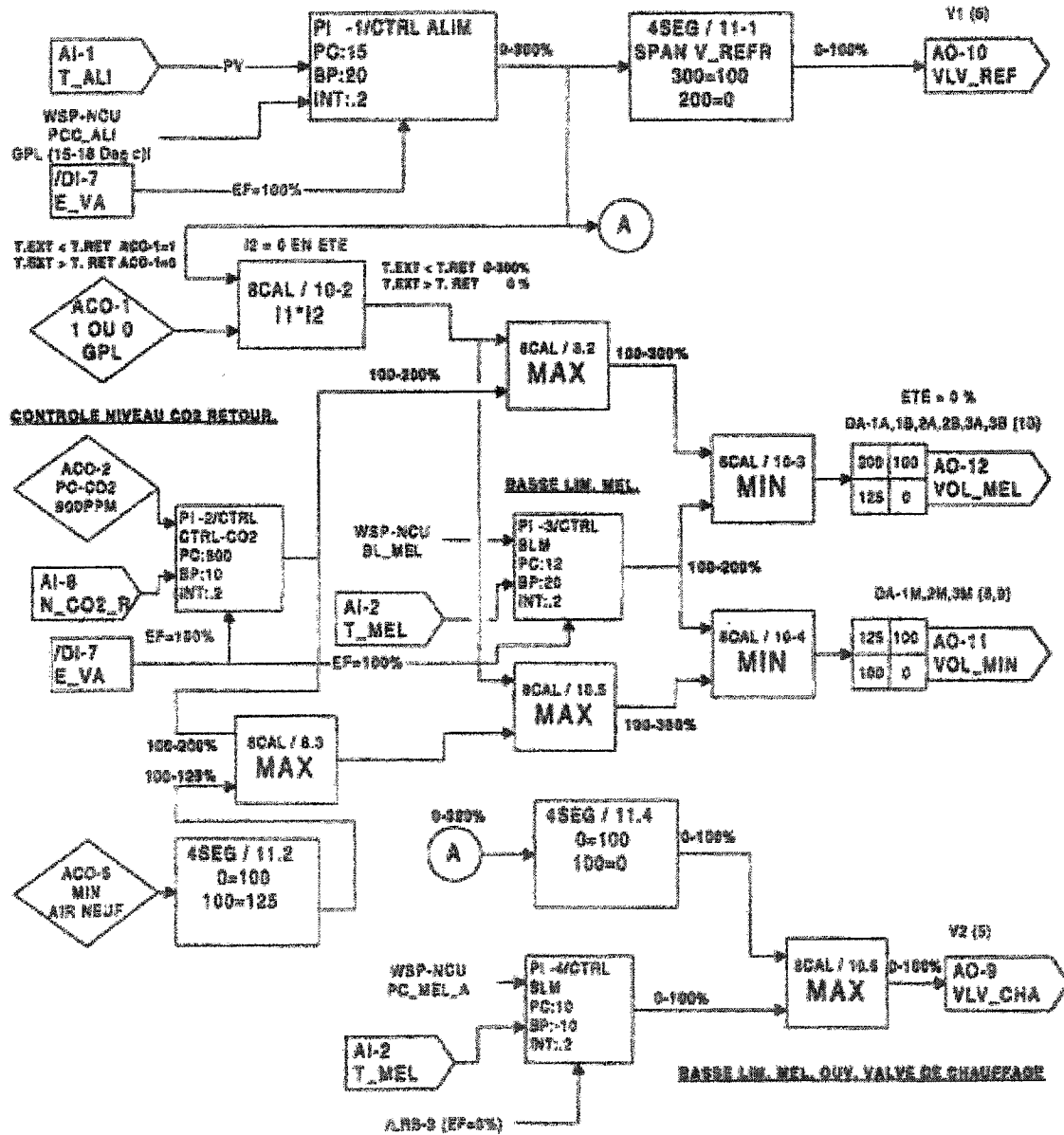


Figure 3 Schéma de programmation du système UTA-4

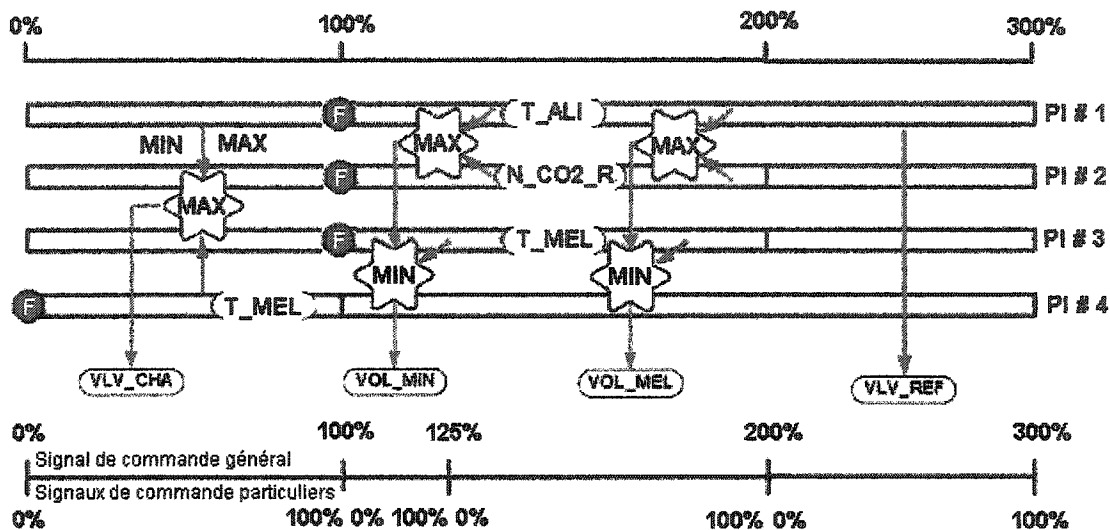


Figure 4 Simplification du schéma de programmation du système UTA-4

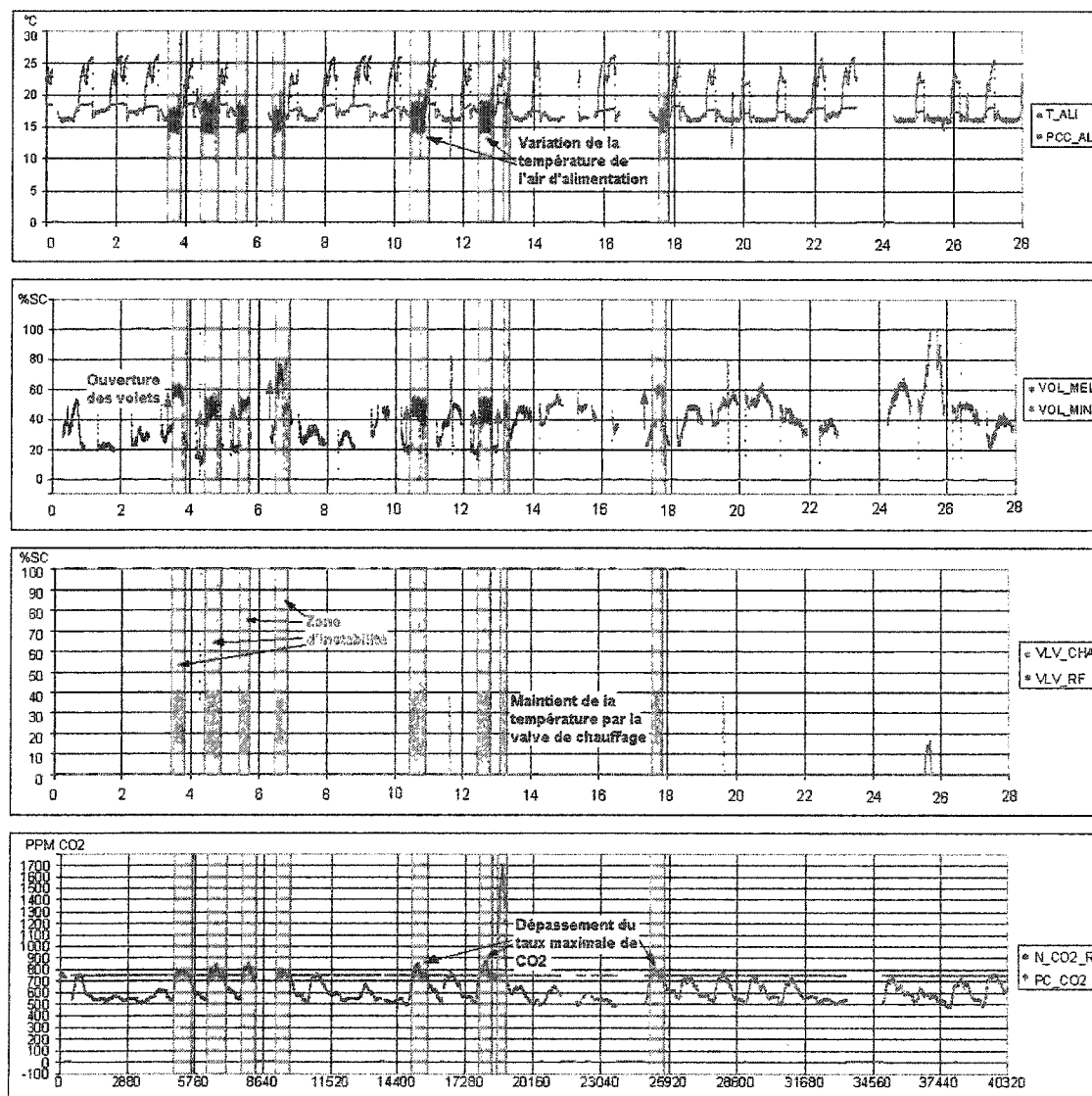
Si les conditions d'opération du système ne génèrent pas les quatre dynamiques les plus critiques à l'instabilité lors de l'ajustement, alors à un moment au cours de l'année, le système se rapprochera du domaine d'instabilité et pourra même ultimement y entrer comme nous l'avons constaté sur les différents systèmes étudiés et présentés à la section suivante.

1.6 Étude des cas d'instabilité observés

Cette section présente l'analyse de quatre cas d'instabilité et discute des causes d'instabilité. Ces cas ont été observés au cours de l'année 2002 et enregistrés par le système de contrôle. Le premier cas est présenté par le graphique 1.

Initialement les volets sont contrôlés par la température de la gaine d'alimentation (voir entre la 8^e et la 10^e journée) La nuit le système fait circuler l'air sans climatisation et la température augmente dans les pièces augmente. Le jour, elle est adéquatement contrôlée. Or, lorsque le niveau de CO₂ devient trop élevé, les volets sont alors contrôlés par le niveau de CO₂ et le système admet plus d'air extérieur froid. Cette

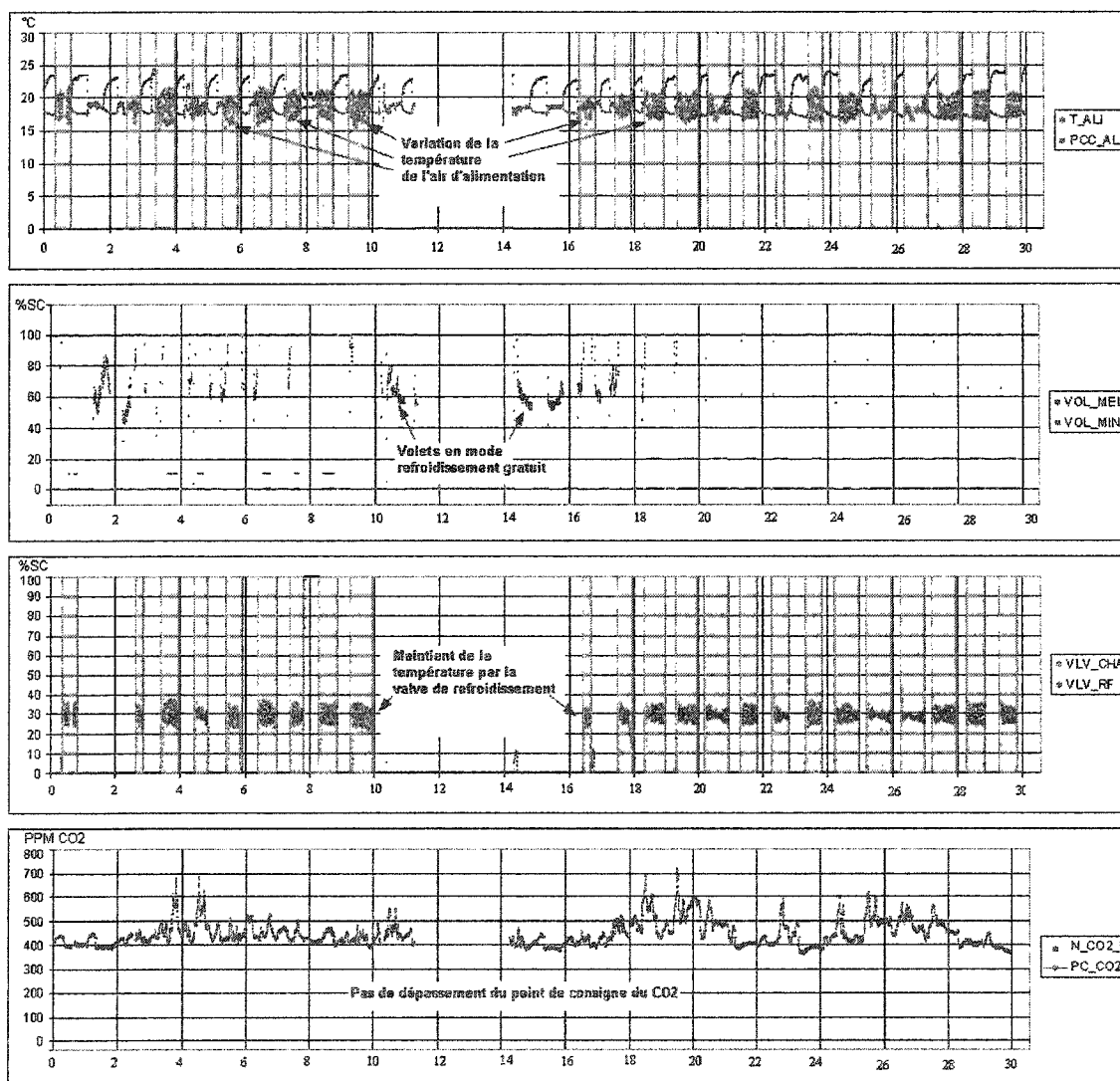
augmentation du débit d'air extérieur est mélangée à l'air de retour qui devient maintenant plus froide. La valve de chauffage doit alors s'ouvrir pour compenser cette diminution de température. Le contrôleur PI associé au niveau de CO₂ n'étant pas adéquatement ajusté, le niveau de CO₂ n'est pas atteint sans oscillation et la température de mélange aussi oscille.



Graphique 1 Cas d'instabilité observé en janvier 2002 sur l'unité UTA-2

La valve de chauffage entre à son tour en oscillation. L'instabilité apparente de la valve de chauffage est donc causée par une perturbation externe : le dépassement de la limite en CO₂.

Comme second exemple, nous avons au graphique 2 un cas similaire à celui du graphique 1 où le niveau de CO₂ dépasse la limite.

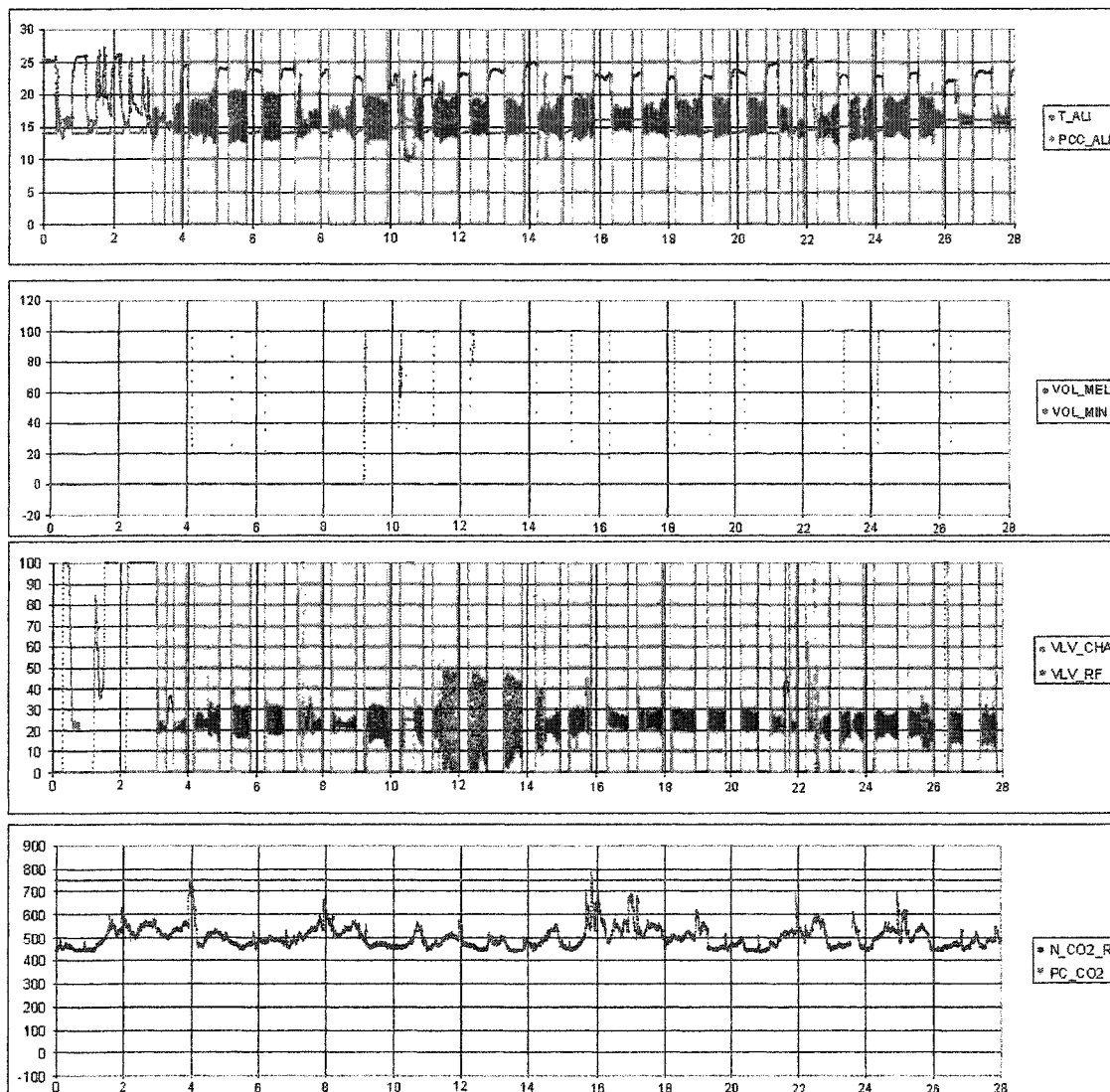


Graphique 2 Cas d'instabilité observé en mai 2002 sur l'unité UTA-2

La température de soufflage varie entre 11 et 22°C. En conséquence, toutes les boîtes à volume d'air variable sont perturbées et finalement le confort des occupants peut être altéré. Comme nous l'avons mentionné précédemment, la valve de refroidissement peut osciller au moment où les volets de mélange sont contrôlés par le contrôleur associé au niveau de CO₂ et ainsi, fait varier la température de mélange. Dans ce cas, l'oscillation du contrôleur n'est pas causée par un mauvais ajustement du contrôleur mais plutôt une perturbation externe.

La valve de refroidissement peut aussi entrer en état d'oscillation lorsqu'elle est contrôlée par le contrôleur PI-1 associé à la température de l'air d'alimentation tel qu'illustré au graphique 3 où la dynamique du système change au cours de la période d'observation. Cet exemple démontre l'effet de la variation des caractéristiques dynamiques du système et de ce fait la pertinence d'un contrôleur adaptatif.

Il est clair que cet état d'oscillation réduit la durée de vie des mécanismes mobiles. Bien que cette durée de vie soit difficile à estimer en raison des conditions d'opération très variables, les actionneurs utilisés sur les systèmes de climatisation ont une durée de vie normale estimée à environ 15 ans. Par ailleurs, dans le cas d'une mauvaise sélection, l'actionneur peut fonctionner seulement quelque mois. Bien qu'il n'y ait pas de standard commun à tous les manufacturiers en ce qui concerne la longévité des actionneurs, prenons l'exemple des actionneurs Belimo qui sont conçus pour résister à 500 000 cycles. Pour estimer la durée de vie d'un actionneur en état d'instabilité, en utilisant les données concernant la valve du graphique 3, nous obtenons un cycle moyen d'une durée de 20 minutes. Cet état d'oscillation se produit pour une partie de l'année et aussi seulement en période d'occupation. Avec une évaluation très conservatrice et considérant cette fréquence d'oscillation sur une année complète et 24 heures d'opération quotidienne, l'utilisation annuelle de la valve en état d'oscillation est de 26 280 cycles.



Graphique 3 Cas d'instabilité observé en juillet 2002 sur l'unité UTA-4

Selon les instructions du manufacturier, cette vitesse d'oscillation permet d'envisager une durée de vie de 19 ans. La fréquence d'oscillation de cet exemple étant faible, il n'est pas justifier d'envisager une usure prématurée de cet actionneur causée par son état d'oscillation. Or, même si la fréquence d'oscillation des actionneurs étudiés est faible, il apparaît clairement que la distance parcourue pour effectuer le travail d'asservissement est beaucoup plus grande en état d'oscillation qu'en opération stable.

Il est raisonnable d'envisager d'autres cas ou applications où la fréquence d'oscillation sera plus élevée et donc plus dommageable pour les composantes mobiles. En somme, il est donc logique d'envisager une durée de vie des actionneurs plus longue avec un contrôleur bien ajusté qui minimise les oscillations.

1.7 Conclusion

Au cours de cette revue de littérature, nous avons mis en contexte l'utilisation des contrôleurs de type classique et adaptatif. Nous avons établi l'avantage du contrôleur adaptatif plus polyvalent et fonctionnant en boucle fermée. À ce sujet, la méthode d'identification proposée par Wellstead [13] ainsi que la méthode d'ajustement proposé par Hittle [24] seront évaluées pour fin d'implantation sur un modèle complexe d'échangeur de chaleur inspiré des travaux de Zeng et McQuinson [25; 28]. Le chapitre suivant, présente le modèle de serpentín et son implantation dans Matlab.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION DYNAMIQUE

2.1 Introduction

Ce chapitre présente les modèles théoriques utilisés lors des simulations qui seront discutées au chapitre 6. Les modèles que nous avons utilisés sont principalement issus des travaux de Zeng et Zaheer-Uddin [25; 26; 32] qui proposent plusieurs modèles relatifs aux systèmes CVAC. Nos efforts de modélisation se sont concentrés au développement du modèle permettant la simulation du serpentin de chauffage et de refroidissement puisqu'une grande partie des problèmes d'instabilité sont reliés à cette partie du système.

2.2 Modèle du serpentin de chauffage et de refroidissement

Le modèle dynamique du serpentin de chauffage et de refroidissement proposé par Zeng et Zaheer-Uddin [25; 26; 32] se constitue en quatre équations aux dérivées partielles. La résolution de ces équations aux dérivées partielles de type hyperbolique demande une discrétisation particulière.

Le système d'équations aux dérivées partielles de type hyperbolique est défini par les équations (2.1) à (2.4) :

Équation d'équilibre de la vapeur d'eau

$$\rho A \frac{\partial W_a}{\partial t} + \dot{m}_a \frac{\partial W_a}{\partial y} = -h_{m,c} \eta_{c,ov} A_o (W_a - W_{to,st}) \quad (2.1)$$

Équation d'équilibre énergétique de l'air, où U_7 est le signal de commande du ventilateur.

$$\begin{aligned} \rho A \frac{\partial T_a}{\partial t} + (1-\gamma) T_a \rho A \frac{\partial W_a}{\partial t} + \gamma \dot{m}_a (U_7) \frac{\partial T_a}{\partial y} \\ = - \frac{h_c \eta_{s,ov} A_o}{c_{va}} (T_a - T_{t,o}) + \frac{h_{m,c} \eta_{c,ov} A_o C_w T_a}{c_{va}} (W_a - W_{to,st}) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Équation d'équilibre énergétique de l'eau, où U_8 est le signal de commande du de la valve d'eau.

$$\dot{m}_w (U_8) \frac{\partial T_w}{\partial x} + \rho_w A_w \frac{\partial T_w}{\partial t} = \frac{h_{i,c} A_{it}}{c_w} (T_{t,o} - T_w) \quad (2.3)$$

Équation de la température du tube

$$\begin{aligned} \frac{\eta_s + \frac{m_t c_t}{m_{fin} c_{fin}}}{1-\eta_s} \frac{\partial T_{t,o}}{\partial t} + \frac{\partial T_a}{\partial t} = \frac{\eta_{s,ov} h_c A_o}{m_{fin} c_{fin} (1-\eta_s)} (T_a - T_{t,o}) \\ + \frac{\eta_{c,ov} \lambda h_{m,c} A_o}{m_{fin} c_{fin} (1-\eta_s)} (W_a - W_{to,st}) - \frac{h_{i,c} A_{it}}{m_{fin} c_{fin} (1-\eta_s)} (T_{t,o} - T_w) \end{aligned} \quad (2.4)$$

La résolution de ce type d'équation est traitée à la section suivante.

2.3 Résolution des équations différentielles de type hyperbolique

Il existe quelques méthodes de résolution des équations différentielles de type hyperbolique. Nous avons identifié la méthode de résolution par éléments finis ou par différences finies. La méthode par éléments finis est plus complexe et de ce fait, plus souvent commercialisé sous forme de logiciel. La méthode par différences finies consiste à discrétiser les termes différentiels. Ces techniques sont utilisées pour l'étude de l'écoulement des fluides ou des flux thermiques.

Nous présentons dans cette section la théorie de résolution par différences finies utilisée. Ce type d'équations différentielles est constitué de trois termes : un terme source, un terme convectif et un terme de transport. Définissons le domaine des termes considéré :

$$\begin{aligned} c : (x, t) \in \mathbb{R} \times \mathbb{R} &\longrightarrow c(x, t) \in \mathbb{R} \\ f : (x, t) \in \mathbb{R} \times \mathbb{R} &\longrightarrow f(x, t) \in \mathbb{R} \\ u : (x, t) \in \mathbb{R} \times \mathbb{R} &\longrightarrow u(x, t) \in \mathbb{R} \end{aligned}$$

Le problème de transport que nous considérons ici consiste à chercher la valeur du paramètre u , à travers le temps et l'espace, tout en satisfaisant l'équation (2.5) définie ci-après.

$$\frac{\partial u}{\partial t}(x, t) + c(x, t) \frac{\partial u}{\partial x}(x, t) = f(x, t), \quad \forall x \in \mathbb{R}, \quad \forall t > 0 \quad (2.5)$$

Et où les conditions initiales sont définies par :

$$u(x, 0) = w(x), \quad \forall x \in \mathbb{R} \quad (2.6)$$

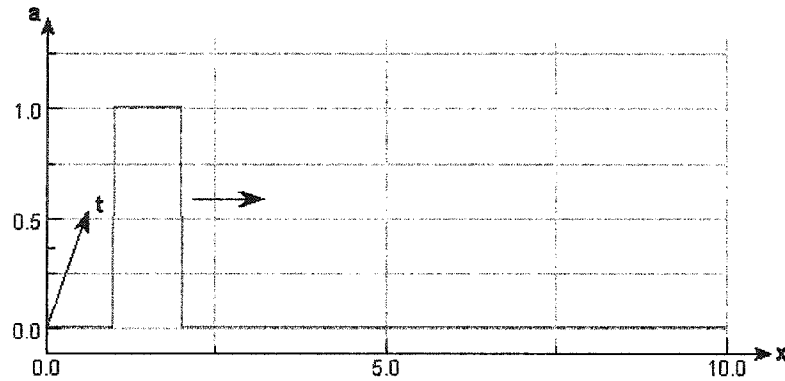
Un cas simple de diffusion et de dispersion correspond à $c = c_0 = \text{constant}$ et $f = 0$. Ainsi, les équations (2.5) et (2.6) s'écrivent maintenant comme suit :

$$\frac{\partial u}{\partial t}(x, t) + c_0(x, t) \frac{\partial u}{\partial x}(x, t) = 0, \quad \forall x \in \mathbb{R}, \quad \forall t > 0 \quad (2.7)$$

Et où les conditions initiales sont définies par :

$$\begin{aligned} u(x, 0) &= w(x), \quad \forall x \in \mathbb{R} \\ w(x) &= \begin{cases} 1 & \text{si } 1 < x < 2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Notez que le coefficient c_0 définit une vitesse constante à laquelle u se déplace dans l'espace. Le graphique 4 illustre la réponse obtenue, soit une marche d'amplitude unitaire se déplaçant dans le temps t le long d'un axe x . La solution de l'équation aux dérivées partielles (2.7) peut être approchée par discrétisation des termes dérivatifs. Cette approximation de u sera représentée sur un schéma de différences finies tel que défini à la section suivante.



Graphique 4 Transport d'une fonction en forme de marche

Schémas de différences finies

En discrétisant l'équation différentielle (2.7) avec un pas spatial h ainsi qu'un pas temporel k , l'espace spatio-temporel peut maintenant se définir discrètement comme suit :

$$x_j = jh \quad | \quad j = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.9)$$

et

$$t_n = nk \quad | \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.10)$$

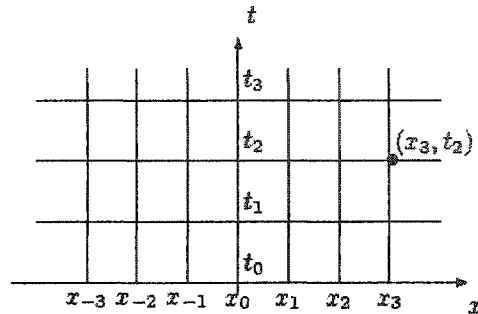


Figure 5 Schéma de discrétisation spatio-temporel

Ainsi, chaque solution u peut être représentée dans le temps et dans l'espace sur un plan cartésien tel qu'illustrée à la figure 5.

Discrétisation décentrée

La discrétisation de l'équation aux dérivées partielles de type hyperbolique (2.7) se traduit comme suit :

$$\frac{u_j^{n+1} - u_j^n}{k} + c(x_j, t_n) \frac{u_j^n - u_{j-1}^n}{h} = f(x_j, t_n) \quad \text{si } c(x_j, t_n) > 0, \quad (2.11)$$

$$\frac{u_j^{n+1} - u_j^n}{k} + c(x_j, t_n) \frac{u_{j+1}^n - u_j^n}{h} = f(x_j, t_n) \quad \text{si } c(x_j, t_n) \leq 0, \quad (2.12)$$

La schématisation des valeurs u_j^{n+1} obtenues à partir des valeurs u_k^n antérieures est illustrée ci-après à la figure 6 :

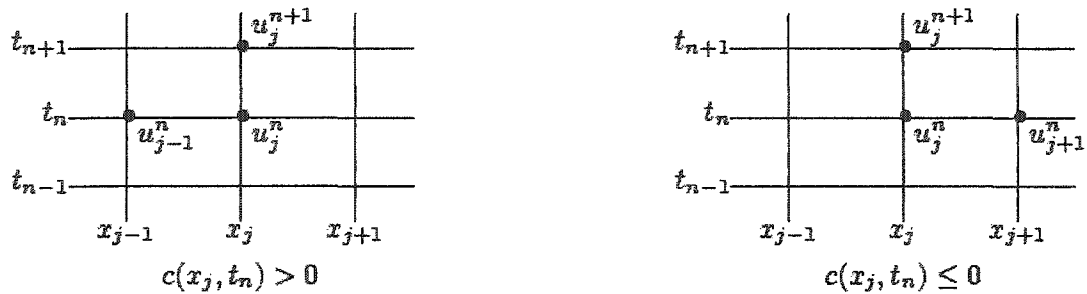


Figure 6 Schéma de discrétisation décentrée

On note que l'algorithme est stable pour $k \leq \frac{h}{\text{abs}(c_o)}$ ou $|\lambda| = \frac{k \text{ abs}(c_o)}{h} \leq 1$.

De plus, ajoutons que cette condition est optimale à $|\lambda|=1$. Ainsi, il est impératif d'effectuer la simulation avec un pas temporel et spatial approprié de façon à conserver la cohérence. La relation (2.13) quantifie le pas spatial qui est déterminé en fonction de la vitesse et du pas temporel.

$$\Delta y = v \Delta t \quad (2.13)$$

Appliquons maintenant ces principes de discrétisation aux tubes de l'échangeur. En admettant l'incompressibilité des fluides et en admettant une vitesse moyenne sur la section complète de la conduite, nous pouvons simplifier les trois équations précédentes en substituant (2.13) dans (2.1) (2.2) et (2.4). Ainsi, pour une vitesse v et un pas de temps Δt , le fluide en mouvement se déplacera d'une distance Δy . Cette distance est utilisée pour diviser la conduite en plus petit volume, soit un maillage unidimensionnel très simple. Lorsque la vitesse du fluide change, le pas spatial subi une variation proportionnelle et de ce fait un nouveau maillage doit être établi en tenant compte des valeurs établies à l'instant précédent. Finalement, par une simple interpolation, les valeurs, associées antérieurement aux anciens nœuds, sont attribuées aux nouveaux nœuds.

2.4 Résolution et discrétisation des équations différentielles

Cette section présente l'application de la méthode de discrétisation des équations aux dérivées partielles hyperboliques, au modèle de serpentin de Zeng et Zaheer-Uddin [25; 26; 32]. Si de la distance parcourue par les fluides et intervalle temporel Δt , alors la résolution par discrétisation sera fonction du temps ou de l'espace. En effet, si la distance, parcourue pendant un instant Δt , est plus petite que la distance totale possible, alors il faut discrétiser par rapport au temps tel que décrit ci-après.

Équations d'équilibre de la vapeur d'eau simplifiée et discrétisée dans le temps

$$W_a(k) = \frac{W_a(k-1) \left(\frac{\dot{m}_a}{v_a \Delta t} - \frac{\rho A}{\Delta t} \right) - h_{m,c} \eta_{c,ov} A_o (W_a(k-1) - W_{to,st}(k-1))}{\frac{\rho A}{\Delta t} + \frac{\dot{m}_a}{v_a \Delta t}} \quad (2.14)$$

S'il n'y a pas de condensation l'humidité de l'air W_a est constante dans le temps.

$$W_a(k) = W_a(k-1) \quad (2.15)$$

Équation d'énergie simplifiée et discrétisée dans le temps

$$T_a(k) = \left(T_a(k-1) \left(\frac{\rho A}{\Delta t} - \frac{\gamma \dot{m}_a (U_7)}{v_a \Delta t} \right) - (1-\gamma) T_a \rho A \frac{\Delta W_a}{\Delta t} - \frac{h_c \eta_{s,ov} A_o}{c_{va}} (T_a - T_{t,o}) + \frac{h_{m,c} \eta_{c,ov} A_o C_w T_a (W_a - W_{to,st})}{c_{va}} \right) \Bigg/ \left(\frac{\rho A}{\Delta t} + \frac{\gamma \dot{m}_a (U_7)}{v_a \Delta t} \right) \quad (2.16)$$

S'il n'y a pas de condensation, la température de l'air se définit comme suit :

$$T_a(k) = \frac{T_a(k-1) \left(\frac{\rho A}{\Delta t} - \frac{\gamma \dot{m}_a(U_7)}{v_a \Delta t} \right) - \frac{h_c \eta_{s,ov} A_o}{c_{va}} (T_a - T_{i,o})}{\frac{\rho A}{\Delta t} + \frac{\gamma \dot{m}_a(U_7)}{v_a \Delta t}} \quad (2.17)$$

Équation d'équilibre énergétique de l'eau simplifiée et discrétisée dans le temps

$$T_w(k) = \frac{\frac{h_{i,c} A_{it}}{c_w} (T_{i,o}(k-1) - T_w(k-1)) + T_w(k-1) \left(\frac{\rho_w A_w}{\Delta t} + \frac{m_w(U_8)}{v_w \Delta t} \right)}{\frac{m_w(U_8)}{v_w \Delta t} + \frac{\rho_w A_w}{\Delta t}} \quad (2.18)$$

Équation de la température du tube simplifiée et discrétisée dans le temps

$$T_{i,o}(k) = \left(\frac{\eta_{s,ov} h_c A_o}{m_{fin} c_{fin} (1 - \eta_s)} (T_a(k) - T_{i,o}(k-1)) - \frac{h_{i,c} A_{it}}{m_{fin} c_{fin} (1 - \eta_s)} \right. \\ \left. (T_{i,o}(k-1) - T_w(k-1)) - \frac{T_a(k) - T_a(k-1)}{\Delta t} \right) \frac{(1 - \eta_s) \Delta t}{\left(\eta_s + \frac{m_t c_t}{m_{fin} c_{fin}} \right)} + T_{i,o}(k-1) \quad (2.19)$$

Si la distance, parcourue pendant un instant Δt , est plus grande que la distance totale possible alors il faut effectuer une discrétisation par rapport à l'espace, tel que présenté ci-après.

Équation d'énergie simplifiée et discrétisée dans l'espace

$$T_a(k) = \left(-\frac{h_c \eta_{s,ov} A_o}{c_{va}} (T_a - T_{t,o}) + \frac{h_{m,c} \eta_{c,ov} A_o c_w T_a}{c_{va}} (W_a - W_{to,st}) + T_a(k-1) \right) \left(\frac{\rho A}{\Delta y / v_a} + \frac{\gamma \dot{m}_a (U_7)}{\Delta y} \right) - (1-\gamma) T_a \rho A \frac{W_a(k) - W_a(k-1)}{\Delta y} \Bigg/ \left(\frac{\rho A}{\Delta y / v_a} + \frac{\gamma \dot{m}_a (U_7)}{\Delta y} \right) \quad (2.20)$$

S'il n'y a pas de condensation.

$$T_a(k) = \frac{-\frac{h_c \eta_{s,ov} A_o}{c_{va}} (T_a - T_{t,o}) + T_a(k-1) \left(\frac{\rho A}{\Delta y / v_a} + \frac{\gamma \dot{m}_a (U_7)}{\Delta y} \right)}{\left(\frac{\rho A}{\Delta y / v_a} + \frac{\gamma \dot{m}_a (U_7)}{\Delta y} \right)} \quad (2.21)$$

Équation d'équilibre énergétique de l'eau simplifiée et discrétisée dans l'espace

$$T_w(k) = \frac{\Delta x \left(\frac{h_{i,c} A_{it}}{c_w} (T_{t,o}(k-1) - T_w(k-1)) + \frac{T_w(k-1)}{\Delta x} (\rho_w A_w v_w + m_w (U_8)) \right)}{(m_w (U_8) + \rho_w A_w v_w)} \quad (2.22)$$

2.5 Définition des paramètres variables

Plusieurs paramètres des équations précédentes dépendent des conditions d'opération et demandent d'être quantifiés à chaque pas de temps. La section suivante est issue du livre de McQuiston [28] et présente les relations permettant le calcul des paramètres constituant les équations aux dérivées partielles précédentes et ce pour un échangeur à ailettes air-eau. Ces relations viennent compléter et clarifier les équations aux dérivées

partielles de la section précédente. Il est évident qu'un logiciel, permettant la programmation, est requis. À cet effet, nous utiliserons Matlab pour construire le modèle permettant d'effectuer la simulation du serpentin et ultimement l'évaluation du contrôleur adaptatif.

Paramètres variables à déterminer en régime sec

h_c Coefficient de convection entre l'air et l'extérieur des tubes $W/m^2 K$

$$j = \frac{h}{G c_p} Pr^{2/3} \Rightarrow h_c = j G_c c_{pa} \left(\frac{\mu_a c_{pa}}{k_a} \right)^{3/2} \quad (2.23)$$

j_n/j_4 Rapport de correction du facteur j_4 , en fonction du nombre de rangées. SU

$$j_n/j_4 = \frac{1 - 1280 N_r Re_{xb}^{-1,2}}{1 - 5120 Re_{xb}^{-1,2}} \quad \left| \quad n \text{ est le nombre de rangée} \right. \quad (2.24)$$

Re_{xb} Nombre de Reynolds défini par rapport à la distance xb voir la figure 7. SU

$$Re_{xb} = \frac{G_c x_b}{\mu_a} \quad (2.25)$$

j_4 Facteur caractéristique de l'échangeur à quatre rangées SU

$$j_4 = 0,258 JP_s + 0,0016 \quad (2.26)$$

JP_s Paramètre de corrélation SU

$$JP_s = Re_D^{-0,4} (A/A_i)^{-0,15} \quad (2.27)$$

A/A_t Rapport de surface

SU

$$\frac{A}{A_t} = \frac{4}{\pi} \frac{\chi_b}{D_h} \frac{\chi_a}{D} \sigma \quad (2.28)$$

D_h Diamètre hydraulique à l'intérieur d'un tube

m

$$D_h = \frac{4(\text{aire de section})}{\text{périmètre mouillé}} \quad (2.29)$$

η_s Efficacité des ailettes en transfert sensible 14-21

SU

$$\eta_s = \frac{\tanh(mr_{et}\phi)}{(mr_{et}\phi)} \quad (2.30)$$

m Paramètre thermo-géométrique applicable lorsque $L \gg y$

m^{-1}

$$m = \left[\frac{2h}{ky} \right]^{1/2} \quad (2.31)$$

ϕ Paramètre caractéristique des ailettes

SU

$$\phi = \left(\frac{R_e}{r_{et}} - 1 \right) \left[1 + 0,35 \ln \left(R_e / r_{et} \right) \right] \quad (2.32)$$

ψ Paramètre caractéristique de l'ailette

SU

$$\psi = \frac{M}{r_{et}} \quad (2.33)$$

La figure 7 illustre les paramètres géométriques faisant référence aux équations (2.30) à (2.35) et (2.28).

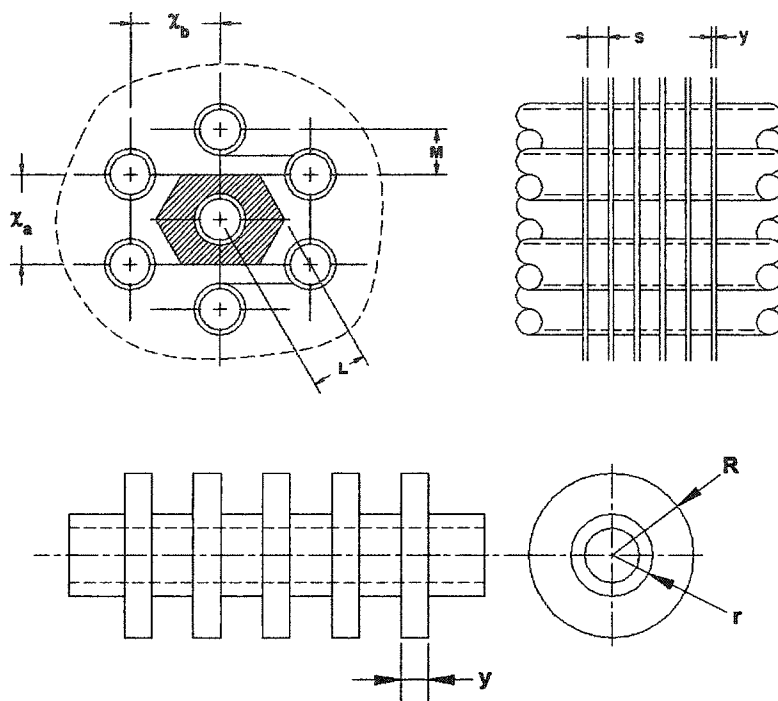


Figure 7 Paramètres géométriques relatifs à un échangeur à ailettes

β Paramètre caractéristique de l'ailette SU

$$\beta = \frac{L}{M} \quad (2.34)$$

L Paramètre caractéristique de l'ailette de l'équation (2.34) SU

$$L = \frac{\left[\left(\frac{x_a}{2} \right)^2 + x_b^2 \right]^{1/2}}{2} \quad (2.35)$$

M Paramètre caractéristique de l'ailette de l'équation (2.34) SU

$$M = \frac{x_a}{2} \quad (2.36)$$

h_{it} Coefficient de convection entre l'eau et l'intérieur des tubes : [33] $W/m^2 K$

$$h_{it} = 0,023 \frac{k_w}{D_{it}} (Re_D)^{0,8} (Pr)^{0,3} \quad (2.37)$$

$\eta_{s,ov}$ Efficacité pour la surface totale en transfert sensible SU

$$\eta_{s,ov} = 1 - \frac{A_f}{A} (1 - \eta) \quad (2.38)$$

$$A = A_b + A_f = A_{base} + A_{ailette} \quad (2.39)$$

Re_D Nombre de Reynolds déterminé en fonction du diamètre SU

$$Re_D = \frac{\rho \bar{V} D}{\mu} \quad (2.40)$$

Pr Nombre de Prandtl SU

$$Pr = \frac{\mu c_p}{k} \quad (2.41)$$

h_{mc} Coefficient de transfert massique entre l'air et le tube $kg/m^2 s$

$$h_{m,c} = h_c / c_{pa} \quad (2.42)$$

η_c Efficacité des ailettes en transfert latent est considérée égale à l'efficacité sensible SU

$\eta_{c,ov}$ Efficacité totale des ailettes en transfert latent est considérée égale à l'efficacité sensible totale SU

ΔP_o Différentielle de pression côté air en régime sec Pa

$$\Delta P_o = \frac{G_c^2}{2g_c \rho_1 c_{pa}^2} \left[(1 + \sigma^2) \left(\frac{\rho_1}{\rho_2} - 1 \right) + f \frac{A}{A_c} \frac{\rho_1}{\rho_m} \right] \quad (2.43)$$

A/A_c Rapport de l'air SU

$$\frac{A}{A_c} = \frac{(\alpha \bar{V}_{fr})}{\sigma A_{fr}} \quad (2.44)$$

V Volume entre les ailettes m^3

$$V = \frac{A_o}{\alpha} \quad (2.45)$$

ρ_m Masse volumique moyenne entre l'entrée et la sortie Kg/m^3

$$\rho_m = \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} \quad (2.46)$$

FP_s Paramètre de corrélation SU

$$FP_s = Re_D^{-0,25} \left(\frac{D^*}{D} \right)^{-0,25} \left[\frac{\chi_a - D}{4(s-y)} \right]^{-0,4} \left[\frac{\chi_a}{D^*} - 1 \right]^{-0,5} \quad (2.47)$$

D^*/D Rapport du diamètre hydraulique sur le diamètre extérieur du tube SU

$$\frac{D^*}{D} = \frac{A/A_t}{1 + (\chi_a - D)/s} \quad (2.48)$$

f Coefficient de friction SU

$$f = 1,4732FP^2 - 0,0389FP + 0,0086 \quad (2.49)$$

Tous ces coefficients demandent d'être quantifiés à chaque instant Δt de la simulation de façon à tenir compte des phénomènes non-linéaires du système. La section suivante présente un élément important et dont les caractéristiques ont tout avantage à être considérées afin d'assurer un bon contrôleur du serpentin.

2.6 Valves de contrôle de débit

Pour contrôler la puissance du serpentin, deux configurations peuvent être envisagées. Premièrement le débit d'eau peut être contrôlé par l'action d'une valve à soupape deux voies. Deuxièmement, une valve trois voies peut être utilisée pour faire varier la température de l'eau passant dans l'échangeur. La figure 8 illustre la relation entre la puissance d'un serpentin de chauffage et le débit d'eau qui y circule. Les différentes configurations de serpentin qui existent feront varier la convexité de la courbe mais dans tous les cas, la courbe reste toujours convexe.

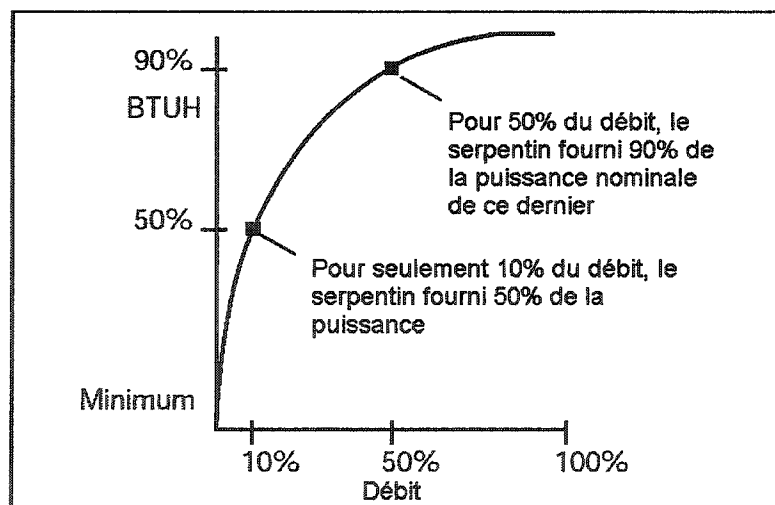


Figure 8 Puissance d'un serpentin en fonction du débit

Ainsi, la variation de puissance du serpentin est grande à petit débit et moindre à fort débit. Étant donné que l'eau reste plus longtemps dans l'échangeur à faible débit et subit un plus grand refroidissement, l'efficacité du serpentin est plus grande. Les valves sont

caractérisées en laboratoire où le débit est mesuré à perte de pression constante : 1 lb/po². Les graphiques constituant la figure 9 illustrent les relations caractéristiques de trois types de valves à deux voies. Les caractéristiques d'une valve à ouverture rapide restreignent son champ d'application seulement là où le débit doit être maximal ou nul. Les valves deux voies dites linéaires sont utilisées pour le contrôle de pression ou de vapeur. Il existe aussi des valves trois voies dites linéaires utilisées pour le mélange ou la répartition. Les valves à pourcentage constant fonctionnent d'une façon tel qu'à chaque réduction de l'ouverture, diminuée par incrémentation constante, le débit diminue ainsi d'un pourcentage constant par rapport au débit précédent.

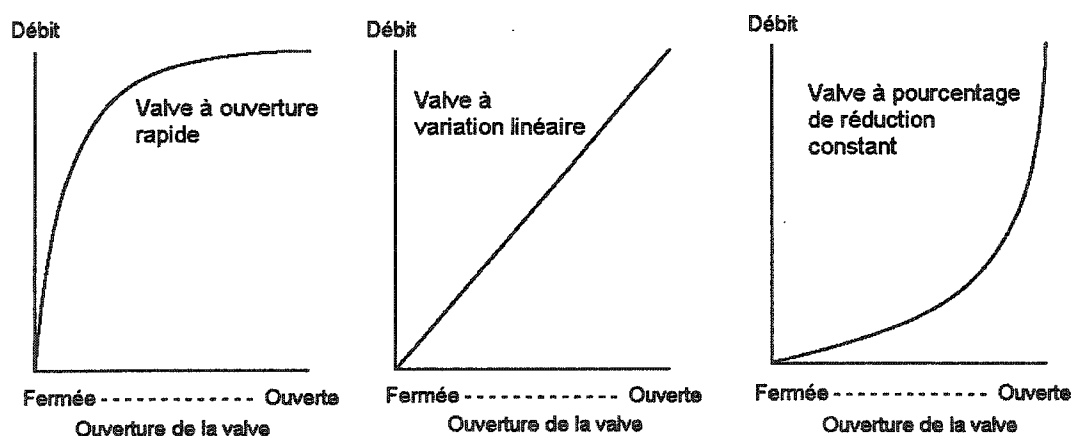


Figure 9 Courbe caractéristique du débit pour différents types de valves

Le tableau II présente le principe. Ainsi, pour chaque réduction de 10% d'ouverture de la valve, le débit est réduit de 30%. En théorie, il reste 2,8 GPM lorsque la valve est fermée. En pratique, il n'y a pas de débit.

Tableau II

Débit en fonction de l'ouverture d'une valve PRDC

% Ouverture	100	90	80	70	60	50	40	30	20	10	0
Débit (GPM)	100	70	49	34	24	17	12	8	6	4	(2,8)

Les valves à pourcentage constant de réduction du débit sont utilisées pour le contrôle des serpentins en raison de leurs caractéristiques qui permet d'assurer un meilleur contrôle des serpentins.

En effet, les principes de commande classique demandent un rapport constant et donc linéaire entre la réponse du serpentin (système) et le contrôleur (signal de commande). Ainsi, pour effectuer la linéarisation du rapport entre la puissance du serpentin et le signal de commande, la valve à pourcentage constant est combinée au serpentin.

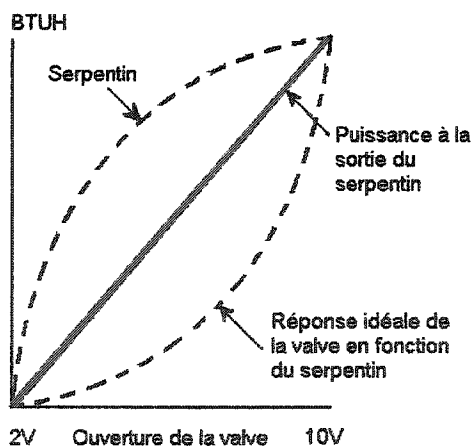


Figure 10 Linéarisation de la puissance du serpentin

Lorsque les deux profils s'épousent parfaitement, nous obtenons une relation linéaire entre le signal de commande et la puissance du serpentin. La figure 10 illustre ces principes. Or, la valve de contrôle est accompagnée d'autres éléments qui constituent le

circuit hydronique et qui génèrent aussi des pertes de pression. Il en résulte une réduction de la capacité de linéarisation de la valve.

De ce fait, uniquement d'un point de vue d'asservissement, la valve devrait être dimensionnée de telle sorte qu'à pleine ouverture elle génère la majorité de la perte de pression et ainsi assure son influence relativement aux autres éléments. Ce principe est nommé principe d'autorité et se calcule selon la relation (2.50).

$$A = \Delta P_{valve} / \Delta P_{totale} \quad (2.50)$$

Lorsque le coefficient d'autorité A égale à 1, la valve exerce une autorité absolue puisque la totalité de la perte de pression provient de la valve. Par ailleurs, il est aussi préférable de chercher à minimiser les pertes de pression inutiles et de ce fait : réduire l'énergie de pompage. Lorsque le coefficient d'autorité est trop faible, les caractéristiques de la valve de contrôle sont altérées.

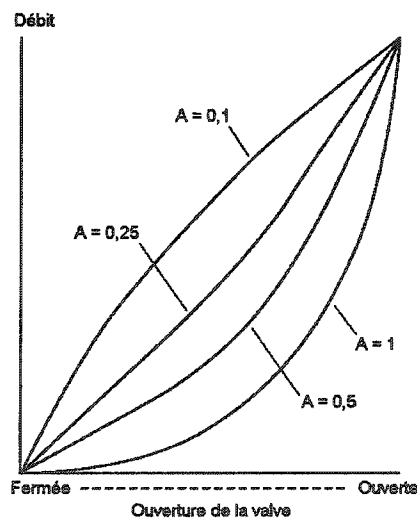


Figure 11 Débit en fonction de l'autorité d'une valve PRDC

La figure 11 illustre l'effet de la variation du coefficient d'autorité, pour une valve à pourcentage de réduction constant, sur le débit qui y circule. Il est clair qu'avec un

coefficient d'autorité faible, la linéarisation, entre le débit d'eau passant par la valve et la puissance du serpentin, est complètement perdue. Voici donc quelques équations utiles à cet effet. Le débit passant au travers une valve se calcule selon la relation suivante :

$$USGPM = C_v \sqrt{\Delta P / g} \quad (2.51)$$

Où g est la densité du fluide et ΔP est la perte de pression en PSI. Le coefficient nominal C_v d'une valve correspond au débit lorsque la valve est 100% ouverte et pour un différentiel de pression d'un PSI.

Lorsque plusieurs éléments sont en série, le coefficient C_v équivalent se calcule comme suit :

$$\left(\frac{1}{C_{v1}} \right)^2 + \left(\frac{1}{C_{v2}} \right)^2 + \dots = \left(\frac{1}{C_{v\text{total}}} \right)^2 \quad (2.52)$$

Avec une configuration en parallèle, le coefficient C_v équivalent se calcule comme suit :

$$C_{v1} + C_{v2} + \dots = C_{v\text{total}} \quad (2.53)$$

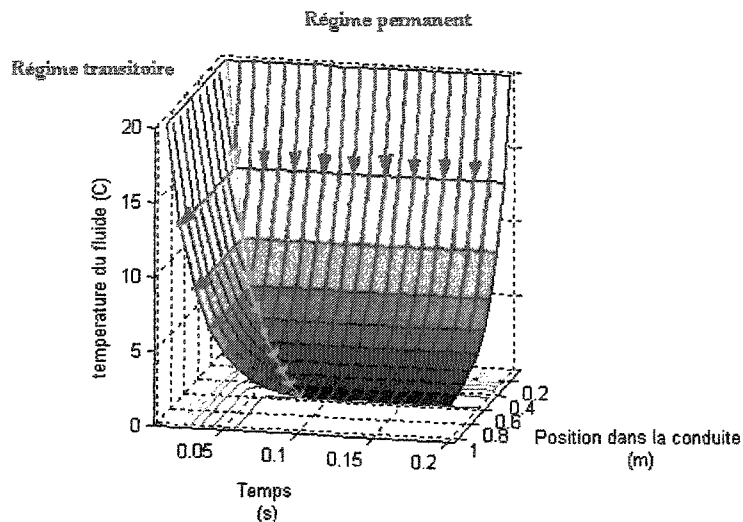
La caractérisation des états du serpentin en régime permanent et aux conditions d'opération les plus fréquentes aide donc à réduire les effets de non-linéarité du serpentin. Toute personne ayant à concevoir des systèmes asservis a avantage à porter attention au principe de linéarisation. Ces principes sont considérés dans plusieurs secteurs industriels. À titre d'exemple, la compagnie ABB offre depuis longtemps des valves à pourcentage de réduction constant pour des applications comme les plates-formes de forage.

2.7 Justification du modèle par simulation

Puisque nos objectifs sont d'évaluer des méthodes d'identification et d'ajustement des contrôleurs PI dans un contexte non-linéaire et non d'élaborer un modèle où le réalisme est un critère primordial, nous avons choisi une géométrie simple, soit un serpentin de refroidissement à une rangée. De plus, les effets de condensation ont été négligés. Pour cette modélisation nous avons développé un code maison et avons utilisé Matlab comme moteur de calcul.

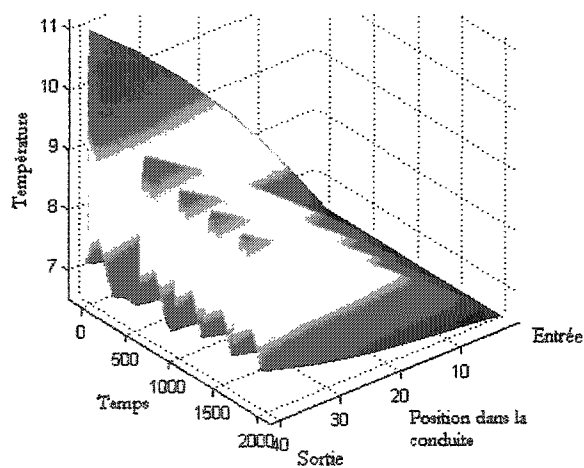
Étant une modélisation détaillée, il est possible d'ajuster tous les paramètres de modélisation tels que la vitesse de l'air passant au travers des ailettes, la géométrie du serpentin, la température de l'air et de l'eau à l'entrée du serpentin, etc. Ces paramètres définissent les conditions d'opération, dès lors, il est possible de changer volontairement les caractéristiques dynamiques pour finalement évaluer en simulation les techniques d'identification et les règles d'ajustement de contrôleur PI dans un environnement non-linéaire.

En utilisant le modèle de serpentin nous avons généré le graphique 5 qui illustre la température du fluide en mouvement à vitesse constante dans la tuyauterie de l'échangeur. Le fractionnement de la tuyauterie est fonction de la vitesse du fluide dans la tuyauterie. De plus, dans le cas où la vitesse de l'eau varierait, la tuyauterie serait subdivisée à nouveau. Initialement, au temps 0, la température du fluide dans la conduite est la même dans toute la conduite et correspond à la température de l'air passant à travers l'échangeur, par exemple 20°C. Par la suite, la température du fluide diminue à chaque pas temporel et subit un déplacement proportionnel à la vitesse de ce même fluide. En rouge est illustré le régime transitoire et en bleu le régime permanent où l'équilibre thermique est atteint.



Graphique 5 Température de l'eau passant dans la tubulure d'un échangeur

Le graphique 6 illustre l'évolution de la température du fluide dans la conduite lorsque la valve est contrôlée par un contrôleur PI en état d'instabilité. Contrairement à l'exemple précédent la température de l'eau circulant dans la conduite étant plus basse que la température de l'air. Pour éviter cet état d'instabilité, la valve doit être asservie par un contrôleur correctement ajusté.



Graphique 6 Évolution de la température de l'eau dans l'échangeur

2.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté le modèle dynamique d'un serpentin de refroidissement ou de chauffage qui a été développé par Zaheer-Uddin. Inspirés des travaux de Zaheer-Uddin, nous avons constitué les algorithmes permettant la simulation du serpentin sous MatLab. Nous avons présenté quelques résultats préliminaires démontrant les capacités de modélisation. Le modèle sera utilisé ultérieurement pour l'évaluation préliminaire à l'implantation sur le système réel. Le prochain chapitre présente l'évaluation de quelques règles d'ajustement dont une sera ultérieurement évaluée en simulation avec la modélisation du serpentin.

CHAPITRE 3

RÈGLE D'AJUSTEMENT ET CONTRÔLEUR

3.1 Introduction

À ce jour, il existe plus d'une méthode d'ajustement des contrôleurs PID. Ces méthodes sont élaborées en fonction du type de système contrôlé et selon différents critères de performance en régime transitoire (temps de réponse, taux de dépassement), en régime permanent (différence entre le point de consigne et la réponse du système), et finalement la robustesse (capacité à rester stable) lors des variations des caractéristiques dynamiques. Pour limiter les déplacements des composantes mobiles causées par l'instabilité des contrôleurs, une réponse de type amortissement critique est préférable. Hittle [22-24] propose une règle d'ajustement permettant d'ajuster un contrôleur de façon à obtenir une réponse de type amortissement critique. La section suivante présente succinctement le travail de Hittle [22-24] et le compare à d'autres méthodes d'ajustement. Ces évaluations seront effectuées en fonction de différents critères comme la robustesse et le temps de réponse. Par la suite, la règle retenue sera évaluée dans un contexte non-linéaire en utilisant la modélisation du serpentin de refroidissement décrit au chapitre précédent.

3.2 Règle d'ajustement pour une réponse de type amortissement critique

Nous commençons par présenter brièvement la démarche élaborée par Hittle [22-24] pour arriver à la règle d'ajustement du contrôleur PI donnant une réponse de type amortissement critique. Lorsqu'un système peut être modélisé par une fonction de transfert du premier ordre avec retard tel que défini par l'équation (3.1) et que le contrôleur est défini par l'équation (3.2), la fonction de transfert en boucle fermée se définit conformément à l'équation (3.3).

$$G(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{\tau s + 1} \quad (3.1)$$

$$G_c(s) = K_p + K_i/s \quad (3.2)$$

$$G_{BF}(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{Ke^{-Ls}}{\tau s + 1}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{Ke^{-Ls}}{\tau s + 1}\right)} \quad (3.3)$$

L'équation caractéristique utilisée pour l'analyse par placement des pôles se définit à partir du dénominateur résultant de (3.3) et donne l'équation caractéristique (3.4).

$$1 + \frac{\left(\frac{K_p s}{K_i} + 1\right) K_i K e^{-Ls}}{s(\tau s + 1)} = 0 \quad (3.4)$$

Sans le justifier, Hittle définit K_p et K_i tel que $K_p / K_i = \tau$, l'équation caractéristique se simplifie alors et ne dépend maintenant que d'une seule variable K_i puisque K et L sont des paramètres déterminées par identification.

$$1 + \frac{K_i K}{s} e^{-Ls} = 0 \quad (3.5)$$

En amenant les racines de l'équation caractéristique en un même point sur l'axe des réels, une réponse de type amortissement critique est obtenue. Pour ce faire, il suffit de dériver l'équation (3.5) puis de résoudre la condition d'optimum associée.

$$\frac{d}{ds} \left(1 + \frac{K_i K}{s} e^{-Ls} \right) = \left(\frac{-K_i K L}{s} - \frac{K_i K}{s^2} \right) e^{-Ls} = 0 \quad (3.6)$$

Le pôle est à $s = \frac{-1}{L}$

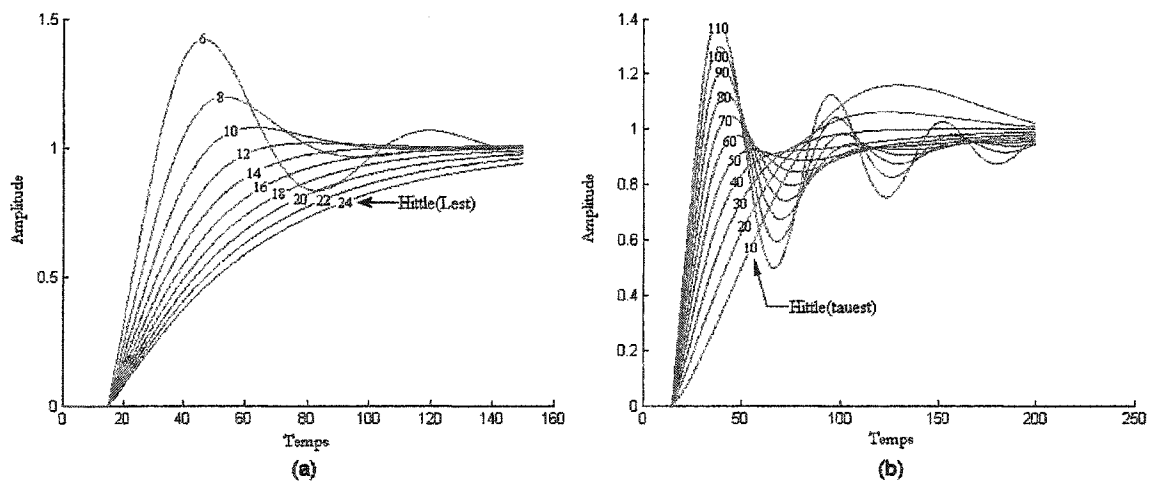
Finalement, la valeur du pôle de (3.6) est substituée dans (3.5) afin d'isoler et déterminer la valeur de la variable K_i comme suit :

$$K_i = \frac{se^{Ls}}{K} \quad \left| \quad s = \frac{-1}{L} \quad \text{donne} \quad K_i = \frac{e^{-1}}{LK} \quad (3.7)$$

En résumé, pour que le système ait une réponse de type amortissement critique, le contrôleur PI s'ajuste selon les deux équations suivantes :

$$K_i = \frac{e^{-1}}{LK} \quad K_p = \tau K_i \quad (3.8)$$

Afin d'évaluer la méthode d'ajustement proposée par Hittle [22-24], nous avons effectué une étude de sensibilité sur l'estimation des paramètres du système, utilisés pour quantifier les gains du contrôleur.



Graphique 7 Étude de sensibilité relative à l'estimation de la dynamique

Lorsque l'estimation du retard et le retard sont de même valeur (L égale 15 unités), la réponse du système est effectivement de type amortissement critique, voir graphique 7 (a). Si le retard est sous-estimé : la réponse est alors de type sous amorti.

De plus, le système passera dans la zone d'instabilité si le retard est sous-estimé au-delà d'une certaine limite. Finalement, le système sera de type sur amorti si le retard est sur estimé. En ce qui concerne l'estimation de la constante de temps, (τ égale 30 unités pour la simulation), au graphique 7 (b), nous avons la réponse du système en fonction de l'estimation de la constante de temps. Pour ces conditions de simulation, le système passe dans le domaine d'instabilité si la constante de temps est sur estimée. D'un autre côté, la sous estimation de la constante de temps ne peut faire passer le système dans le domaine d'instabilité, mais ralenti le temps de réponse.

La section suivante présente une autre méthode d'ajustement des contrôleurs PI qui sera comparée par la suite avec la méthode proposée par Hittle [22-24].

3.3 Règle d'ajustement avec contrôle sur le temps de réponse

Étant donnée la diversité des applications où les contrôleurs doivent performer, il peut être avantageux d'avoir un contrôle sur le temps de réponse du système. Si le modèle dynamique du système à asservir est connu, il est possible d'établir une loi de commande imposant la dynamique désirée en procédant selon la démarche utilisée à cette fin par Smith [34]. Prenons un système en boucle fermée, voir à la figure 12 :

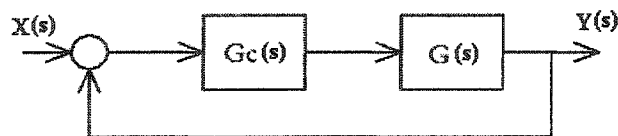


Figure 12 Système en boucle fermée

Avec l'équation (3.9) du système en boucle fermée, nous pouvons isoler le contrôleur G_c pour finalement obtenir l'équation (3.10).

$$G_{\text{boucle fermée}} = \frac{Y}{X} = \frac{G_c G}{1 + G_c G} \quad (3.9)$$

En isolant le terme G_c du contrôleur, nous obtenons l'équation (3.10).

$$G_c = \frac{1}{G} \left(\frac{(Y/X)_d}{1 - (Y/X)_d} \right) \quad (3.10)$$

Ainsi en déterminant la fonction de transfert définissant la réponse désirée $(Y/X)_d$, nous obtenons la fonction de transfert du contrôleur. Or dans certains cas où le système asservi est assez complexe, le contrôleur pourrait contenir des termes dérivatifs d'ordre supérieur très sensibles au bruit et donc difficile à mettre en pratique. Prenons donc la fonction de transfert du premier ordre avec retard (3.11) pour le modèle du système à contrôler et définissons la réponse désirée par une fonction de transfert avec retard tel que l'équation (3.12). Les paramètres L_d et τ_d non pas de sens physique. Ils sont utilisés pour construire la règle d'ajustement donnant une réponse du premier ordre avec retard.

$$G(s) = \frac{K e^{-Ls}}{\tau s + 1} \quad (3.11)$$

$$\left(\frac{Y}{X} \right)_d = \frac{e^{-L_d s}}{\tau_d s + 1} \quad (3.12)$$

En substituant les équations (3.11) et (3.12) dans (3.10), nous obtenons :

$$G_c = \frac{1}{G} \left(\frac{e^{-L_d s}}{(\tau_d s + 1) - e^{-L_d s}} \right) \quad (3.13)$$

Par la suite, en utilisant une approximation du retard désiré $e^{-L_d s}$ défini par l'expansion d'une série de Taylor du premier ordre tel qu'à l'équation (3.14).

$$e^{-L_d s} \approx 1 - L_d s \quad (3.14)$$

Au dénominateur de (3.13), le terme du retard est remplacé par l'équation (3.14) pour obtenir (3.15).

$$G_c = \frac{1}{G} \left(\frac{e^{-L_d s}}{(\tau_d s + 1) - 1 + L_d s} \right) = \frac{1}{G} \left(\frac{e^{-L_d s}}{(\tau_d + L_d) s} \right) \quad (3.15)$$

Finalement, en introduisant l'équation (3.11) dans (3.15) pour permettre d'atteindre la forme du contrôleur désirée. De plus, puisque le retard désir L_d ne peut être plus petit que le retard réel et que le temps de réponse doit généralement être minimisé, admettons $L = L_d$. Ce qui permet d'obtenir un contrôleur proportionnel et intégral.

$$G_c = \frac{1}{K} \left(\frac{\tau s + 1}{(\tau_d + L) s} \right) = \frac{1}{K} \frac{\tau}{(\tau_d + L)} \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.16)$$

Les coefficients du contrôleur PI tel que décrit par l'équation (3.16) se définissent donc comme suit :

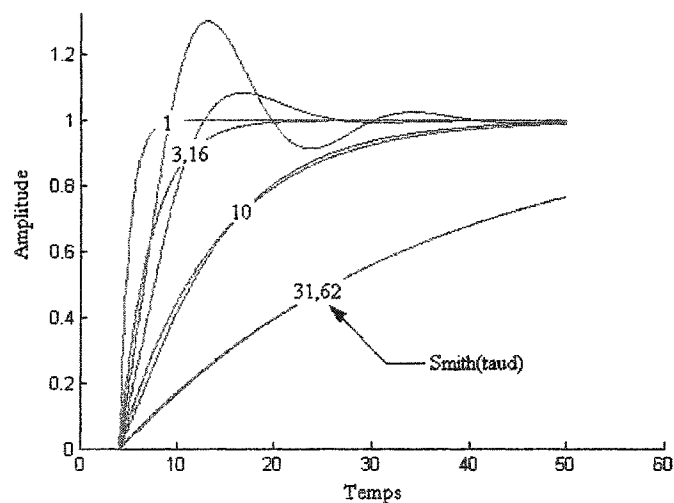
$$K_p = \frac{1}{K} \frac{\tau}{(\tau_d + L)} \quad K_i = \frac{1}{K(\tau_d + L)} \quad (3.17)$$

Le graphique 8 illustre quatre réponses obtenues à la suite d'une variation du point de consigne et de la constante de temps désirée. Les quatre évaluations ont été effectuées en fonction des constantes de temps désirées et d'un système de premier ordre défini par

les paramètres présentés au tableau III. Les réponses, obtenues et présentées au graphique 8, démontrent qu'avec une constante de temps désirée inférieure à la constante de temps du système. La réponse du système devient alors sous amortie, ce qui implique un dépassement du point de consigne.

Tableau III
Définition des paramètres de simulation

Paramètres du procédé				
K = 3		$\tau = 10$		L = 4
Paramètres du contrôleur				
Test	#1	#2	#3	#4
τ_d	1	3,16	10	31,62
K_p	0,667	0,466	0,238	0,094
K_i	0,067	0,047	0,024	0,009

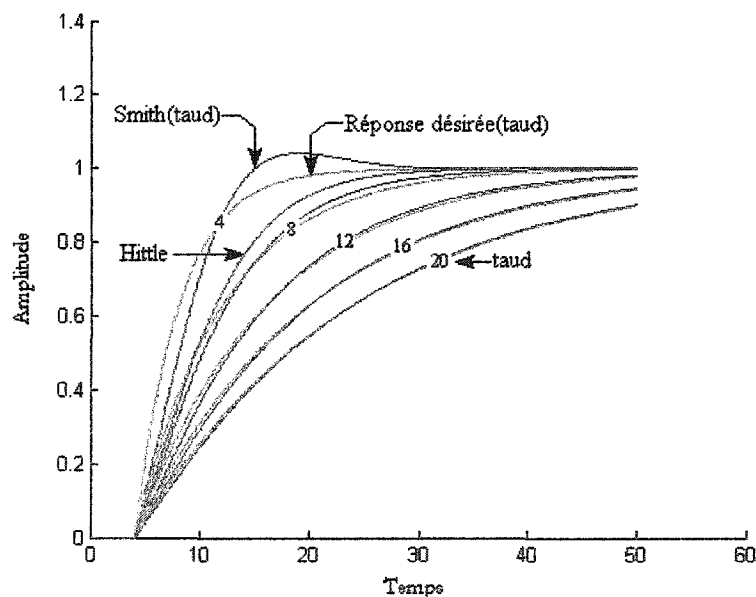


Graphique 8 Réponse d'un système pour un ajustement selon la règle de Smith

D'autres parts, les résultats permettent de constater qu'avec une constante de temps désirée égale ou supérieure à la constante de temps du système, la réponse obtenue en rouge correspond bien à une réponse de premier ordre sur laquelle s'appuie la règle

d'ajustement et noté précédemment $(Y/X)_d$, ainsi qu'une réponse en bleu qui correspond à la réponse du système sous contrôle. Par ailleurs, lorsque la constante de temps désirée est inférieure à celle du système, la réponse obtenue ne correspond plus à la réponse théorique désirée. Nous obtenons dans ces cas, des réponses de type sous amorti et donc plus instable. Nous pouvons donc établir que la constante de temps désirée doit être supérieure à la constante de temps de système.

En comparant la méthode proposée par Hittle [22-24] avec celle de Smith, C.L. [34], tel qu'illustré au graphique 9, on constate qu'avec la méthode de Smith, C.L., lorsque τ_d est quelque peu inférieure à 8, la réponse obtenue correspond effectivement à la même réponse obtenue avec Hittle.



Graphique 9 Comparaison entre les méthodes d'ajustement de Smith et de Hittle

La méthode telle que définie Smith, C.L. [34] ne permet pas de déterminer la valeur de τ_d pour laquelle nous obtenons un amortissement critique. Or, en combinant les deux

méthodes, nous arrivons à la règle qui permet de déterminer la valeur de τ_d pour laquelle nous obtenons un amortissement critique.

La règle d'ajustement proposée par Hittle [22-24] est définie par la relation (3.18).

$$K_p = \tau K_i \quad K_i = \frac{e^{-1}}{LK} \quad (3.18)$$

Et avec un contrôleur défini par l'équation (3.2), en substituant (3.18) dans (3.2), nous obtenons :

$$G_{c_Hittle} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{\tau e^{-1}}{LK} + \frac{e^{-1}}{LKs} \quad (3.19)$$

La règle d'ajustement proposée par Smith, C.L. [34] donne :

$$K_p = \frac{1}{K} \frac{\tau}{(\tau_d + L)} \quad K_i = \frac{1}{K(\tau_d + L)} \quad (3.20)$$

Et avec un contrôleur ayant la même structure que celle de Hittle, défini par l'équation suivante :

$$G_{c_Smith} = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{1}{K} \frac{\tau}{(\tau_d + L)} + \frac{1}{K(\tau_d + L)s} \quad (3.21)$$

La correspondance entre les termes des deux méthodes d'ajustement est la suivante.

Pour la partie proportionnelle :

$$\frac{\tau e^{-1}}{KL} \Leftrightarrow \frac{\tau}{K(\tau_d + L)} \quad (3.22)$$

Pour la partie d'intégration :

$$\frac{e^{-1}}{LKs} \Leftrightarrow \frac{1}{K(\tau_d + L)s} \quad (3.23)$$

Que ce soit avec l'équation (3.22) ou (3.23), nous obtenons un amortissement critique lorsque τ_d se définit comme suit :

$$\tau_{d_cri_Hittle} = Le^1 - L \quad (3.24)$$

Pour les cas où $\tau_d > \tau_{d_cri}$, la réponse est de type sur amorti, sauf si la constante de temps du système est plus grande que τ_{d_cri} . Si la constante de temps du système est plus grande que la constante de temps définie par l'équation (3.24), il est alors préférable d'utiliser une constante de temps désirée supérieure, ou du moins égale, à la constante de temps du système. L'équation (3.25) qui suit résume l'énoncé.

$$\tau_d = \max(\tau \text{ ou } \tau_{d_cri_Hittle} = Le^1 - L) \quad (3.25)$$

3.4 Règle utilisée pour l'ajustement du contrôleur UDC 6000 d'Honeywell

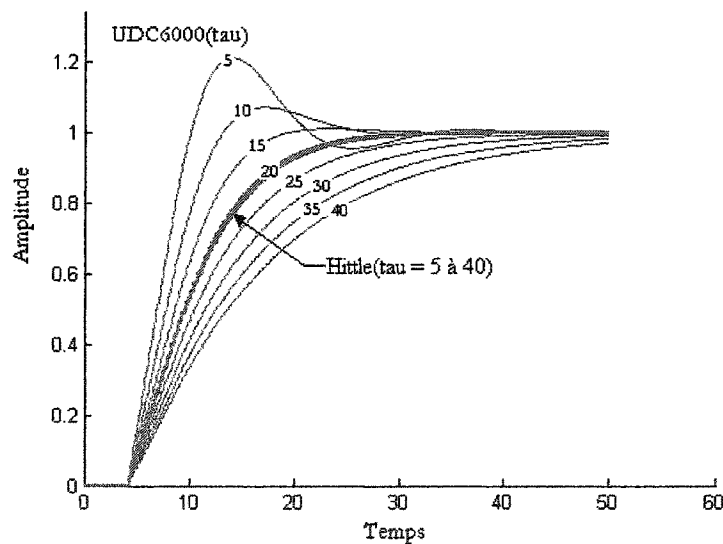
Les contrôleurs adaptatifs sont disponibles commercialement depuis déjà plusieurs années. Par exemple, le contrôleur UDC6000 commercialisé par Honeywell utilise plusieurs règles d'ajustement sélectionnées manuellement par l'utilisateur en fonction du type de fonction de transfert qui convient au système asservi [4]. Ces règles d'ajustement sont élaborées en annulant les pôles du système par l'utilisation des paramètres du contrôleur définis selon l'équation suivante :

$$G_c(s) = K_p \frac{(1 + K_i s)(1 + K_d s)}{sK_i (1 + 0,125K_d s)} \quad (3.26)$$

Dans le cas d'un contrôleur PID où le terme dérivatif $K_d = 0$, la structure du contrôleur UDC6000 devient un contrôleur PI classique dont la règle d'ajustement se définit par l'équation (3.27) pour un système du premier ordre avec retard.

$$K_p = \frac{3}{K(1+3L/K_i)} \quad K_i = \tau \quad K_d = 0 \quad (3.27)$$

Contrairement à la méthode d'ajustement proposée par Hittle [22-24], la méthode utilisée sur le contrôleur UDC6000 permet une réponse de type sous amorti telle qu'illustrée au graphique 10, donc un dépassement du point de consigne.



Graphique 10 Comparaison des règles d'ajustement du UDC6000 et de Hittle

En somme, la règle de commande implantée sur le contrôleur permet d'obtenir des performances inférieures à celle obtenue par la méthode proposée par Hittle [22-24]. Avec la méthode proposée par Hittle, il n'y a pas de dépassement du point de consigne que le système soit lent ou rapide. De plus, contrairement à la méthode proposée par Smith, C.L. [34], il n'y a pas de contrôle sur le type de réponse désirée. Effectivement, la réponse du système asservi peut être de type sur amorti, amortissement critique ou

sous amorti et dépend seulement des caractéristiques dynamiques du système contrôlé. De ce fait, dans le cas où l'ajustement engendrerait une réponse de type sous amorti, le système se trouvera plus près de la zone d'instabilité sans nécessairement réduire le temps de réponse. D'autres parts, dans le cas où l'ajustement engendrerait une réponse de type sur amorti, le système sera plus lent que nécessaire.

Or, contrairement à la méthode d'ajustement implantée sur le contrôleur UDC6000, la méthode proposée par Hittle [22-24] vise toujours à obtenir une réponse de type amortissement critique. Ainsi, il est préférable d'utiliser la règle d'ajustement proposée par Hittle et non celle implantée sur le contrôleur UDC6000 puisqu'elle constitue un compromis avantageux entre le critère de robustesse et le critère de rapidité du système.

3.5 Comparaison entre le prédicteur de Smith et les règles de Hittle

Le prédicteur de Smith a la capacité d'annuler l'effet du retard dans l'équation caractéristique d'un système en boucle fermée. De ce fait, le prédicteur de Smith est bien adapté à contrôler les systèmes ayant une dynamique significativement différée dans le temps. Dans cette section, le prédicteur de Smith est comparé avec la règle de commande proposée par Hittle [22-24].

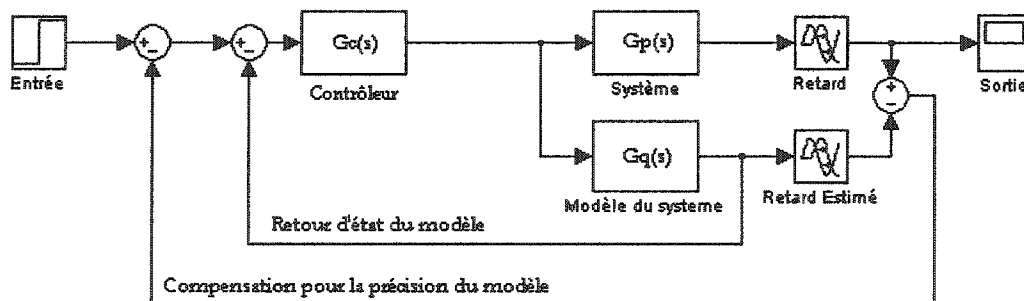


Figure 13 Structure de contrôle du prédicteur de Smith

La figure 13 qui suit illustre la structure de commande telle que proposée par Smith, O.J.M. [14].

Hang [35] propose d'ajuster le contrôleur, implanté sur le prédicteur de Smith selon une règle d'ajustement élaborée suivant la même approche que Smith, C.L. [34]. La règle proposée par Hang ne considère pas le retard puisque le prédicteur de Smith l'annule tel que démontré à l'équation caractéristique (3.28) lorsque le prédicteur de Smith est réduit à une seule fonction de transfert.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G_c(s) G_p(s) e^{-L_p s}}{1 + G_c(s) G_q(s) + G_c(s) \underbrace{\left[G_p(s) e^{-L_p s} - G_q(s) e^{-L_q s} \right]}_{\text{Terme du retard annulé}}} \quad (3.28)$$

Équation caractéristique

Dans le cas où le modèle correspondrait effectivement au système, alors l'équation (3.28) se simplifie et nous obtenons l'équation suivante :

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G_c(s) G_p(s)}{1 + G_c(s) G_q(s)} e^{-L_p s} \quad (3.29)$$

En négligeant le terme du retard pour élaborer le contrôleur, Hang établit l'égalité selon laquelle les paramètres du contrôleur devront transformer le système de façon à donner un système de premier ordre défini par l'équation (3.30) pourvue d'une constante de temps désirée τ_d .

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G_c(s) G_p(s)}{1 + G_c(s) G_q(s)} = \frac{1}{1 + \tau_d s} \quad (3.30)$$

Il en résulte une règle d'ajustement donnant à l'utilisateur un contrôle sur le temps de réponse du système, en autant que le modèle identifié et défini par $G_q(s)$ corresponde effectivement au système défini par $G_p(s)$. La règle d'ajustement pour un système du premier ordre est définie par les relations (3.31).

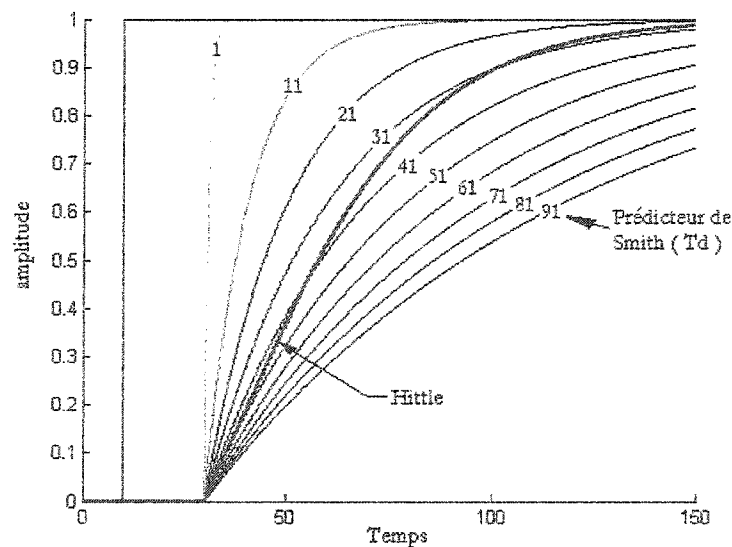
Les coefficients du contrôleur sont :

$$K_p = \tau / K\tau_d \quad K_i = 1 / K\tau_d \quad (3.31)$$

Avec un contrôleur défini par la relation (3.32).

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.32)$$

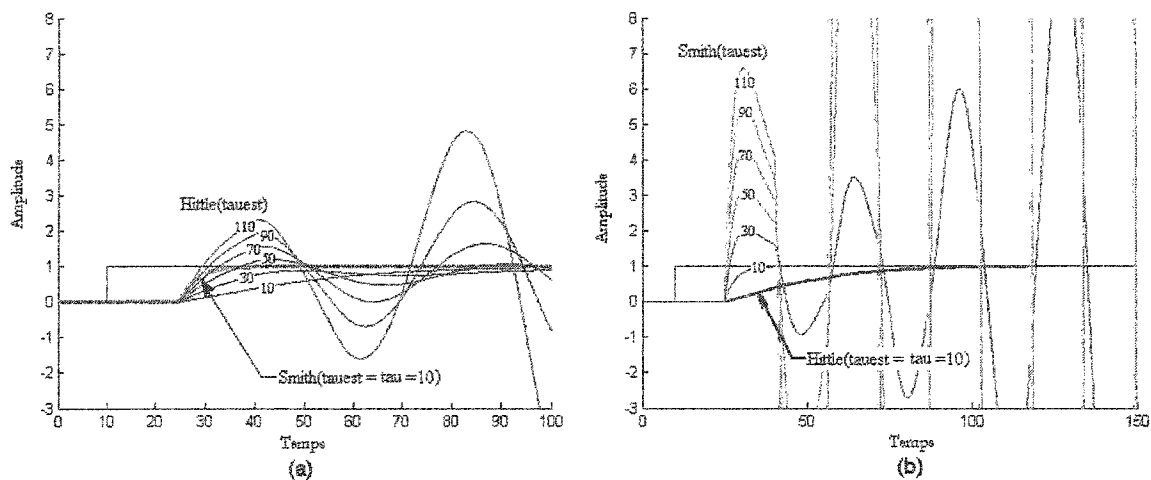
Où τ est la constante de temps du système, K est le gain du système et τ_d est la constante de temps désirée.



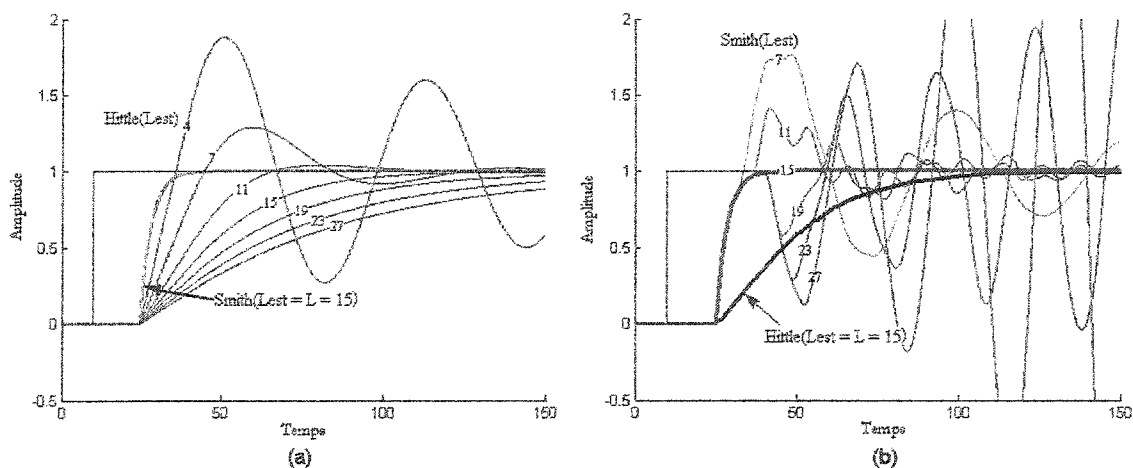
Graphique 11 Comparaison 1 du prédicteur de Smith et la règle de Hittie

Le graphique 11 illustre la réponse, d'un système correspondant à une fonction de transfert du premier ordre contrôlé par un contrôleur PI, comparée à la structure de commande du prédictor de Smith. De plus, lors de la simulation, le modèle $G_q(s)$ correspond exactement à la réalité définie symboliquement par $G_p(s)$. Les résultats obtenus démontrent une réponse du système correspondant effectivement au modèle décrit par l'équation (3.30). Il n'y a pas de dépassement du point de consigne. De plus, tel que démontré au graphique 11, lorsque le modèle correspond exactement au système contrôlé, le prédictor de Smith donne plus de flexibilité que la règle d'ajustement proposée par Hittle [22-24]. Ainsi le prédictor de Smith permet d'augmenter ou de diminuer le temps de réponse, à des temps inférieurs qu'avec la règle proposée par Hittle, et ce, sans qu'il y ait de dépassement du point de consigne. D'autres parts, puisque l'identification consiste seulement en une approximation de la réalité par un modèle mathématique et que la quantification des paramètres n'est pas toujours exacte, nous avons effectué une autre évaluation pour vérifier la sensibilité de la structure de commande en rapport à l'exactitude des paramètres du modèle défini par la fonction de transfert $G_q(s)$ et aussi en rapport au retard L . Le graphique 12 illustre donc les résultats obtenus et démontre que la méthode d'ajustement de Hittle [22-24] est beaucoup plus robuste par rapport à l'estimation de la constante de temps. En effet, bien que le prédictor de Smith puisse donner une réponse beaucoup plus rapide qu'un contrôleur ajusté avec la règle proposée par Hittle [22-24], nos évaluations démontrent que le prédictor de Smith, ajusté selon la règle d'ajustement développée par Hang [35], entre en état d'instabilité lorsque l'estimation de la constante de temps diverge par un facteur de trois.

Par contre, avec une structure de commande classique et la règle d'ajustement proposée par Hittle [22-24], le système atteint la limite de stabilité lorsque l'estimation de la constante de temps diverge par un facteur de sept en rapport à la valeur de référence. Un contrôleur ajusté selon la règle proposée par Hittle [22-24] est donc plus robuste que le prédictor de Smith [34] en rapport l'estimation de la constante de temps.

Graphique 12 Comparaison 2 par estimation du τ

Pour ce qui est de la sensibilité du prédicteur de Smith à l'estimation du retard, les résultats de simulation présentés au graphique 13 démontrent que le prédicteur de Smith est plus sensible à l'estimation du retard L , qu'un contrôleur classique ajusté selon la règle proposée par Hittie [22-24].



Graphique 13 Comparaison 3 par estimation du retard

Aussi, nous pouvons constater que le prédicteur de Smith est beaucoup plus sensible à l'exactitude du retard, qu'à celle de la constante de temps. Comme l'illustre le graphique 13, le prédicteur de Smith est seulement stable lorsque l'estimation du retard se situe relativement près de la valeur réelle. Qu'il soit sur estimé ou sous-estimé ne fait pas de différence ! Par contre, avec la règle d'ajustement proposée par Hittle, le système atteint la limite d'instabilité lorsque le retard est sous estimé par un facteur de trois.

3.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté et comparé trois règles d'ajustement. Nous avons commencé avec la méthode proposée par Hittle [22-24] qui permet d'obtenir une réponse de type amortissement critique lorsque le système asservi correspond à une fonction de transfert de premier ordre avec retard. Par la suite nous avons présenté une règle d'ajustement proposée par Smith [34] où l'utilisateur peut choisir le temps de réponse désiré. Nous avons combiné la méthode proposée par Hittle à celle de Smith [34] pour déterminer la constante de temps désirée requise à l'obtention d'une réponse de type amortissement critique. Par la suite nous avons étudié la règle d'ajustement implantée dans le contrôleur UDC6000 d'Honeywell. Nous en avons conclu que la règle d'ajustement proposée par Hittle est plus robuste. Par la suite nous avons aussi comparé la règle d'ajustement proposée par Hittle [22-24] au prédicteur de Smith pour finalement conclure que la règle d'ajustement proposé par Hittle [22-24] est plus robuste que le prédicteur de Smith.

Pour toutes les raisons que nous avons évoquées, nous préférons la règle d'ajustement proposée par Hittle [22-24] et nous l'utiliserons, pour la suite de l'étude, sous sa forme combinée à la règle d'ajustement définie par Smith [34] qui permet avantageusement de définir le temps de réponse du système tel que désiré par l'utilisateur.

La règle d'ajustement du contrôleur étant établie, pour l'utiliser, la caractérisation de la dynamique des systèmes asservis est requise. Dans cet ordre d'idée, nous présentons au prochain chapitre quelques méthodes appropriées à l'identification en boucle fermée.

CHAPITRE 4

ALGORITHME D'IDENTIFICATION

4.1 Introduction

L'identification consiste dans un premier temps à déterminer un modèle théorique dont les caractéristiques dynamiques sont les mêmes que celles observées sur le système à l'étude. Dans un second temps, les coefficients du modèle sont quantifiés. Nous présentons dans ce chapitre la discrétisation de la fonction de transfert du premier ordre avec retard. Nous présentons aussi une méthode simple de quantification du retard. Par la suite, nous présentons quelques méthodes récursives utilisées pour quantifier les coefficients de la fonction de transfert. Les méthodes récursives permettent une identification en continue soit en boucle ouverte ou fermée. Contrairement aux méthodes d'identification manuelles comme celle proposé par Zegler et Nicols, les méthodes récursives permettent d'éviter l'arrêt des systèmes puisque l'identification se fait en continu.

4.2 Le modèle utilisé

La théorie des systèmes linéaires à coefficients constants développée à partir de la structure mathématique proposée par Laplace consiste en une transposition symbolique des termes d'équations différentiels caractérisant la dynamique des systèmes. Les chapitres précédents ont présenté un modèle détaillé d'échangeur de chaleur. Or, le niveau de complexité de ces modèles les rend inappropriés au traitement algébrique du formalisme développé par Laplace et donc, aux théories d'identification présentées ultérieurement dans ce chapitre. Ainsi, pour effectuer un traitement analytique, dans le domaine de Laplace, il est préférable d'utiliser des modèles simplifiés comme nous l'avons vu au chapitre précédent. Pour les systèmes CVAC, le modèle dynamique le plus souvent utilisé est défini par la fonction de transfert du premier ordre avec retard décrite à la relation (4.1).

$$G(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{\tau s + 1} \quad (4.1)$$

Étant donné que cette fonction de transfert n'est qu'une approximation de la réalité, l'efficacité des principes d'asservissement dépend grandement de son exactitude. Il est aussi possible d'utiliser des modèles plus complexes en ajoutant des termes différentiels ou des caractéristiques de non-linéarité tel que la saturation, les zones mortes, l'hystérésis. La seule non-linéarité considérée par le modèle (4.1) est le délai. Les autres non-linéarités énumérées ne seront pas considérées puisque les algorithmes d'identification étudiés ne sont pas élaborés à cet effet.

Le modèle décrit par l'équation (4.2) est défini dans l'espace continu de Laplace. Or les microcontrôleurs permettent seulement un traitement discret des signaux. De ce fait, la discrétisation du modèle continu est nécessaire. L'équivalent discret des transformées de Laplace se nomme : transformée en Z . Des tables de conversion permettent d'obtenir rapidement l'équivalence discrète de ces fonctions de transfert de Laplace. Aström [11] présente une table de transformées en Z où le bloqueur d'ordre zéro a été considéré et où q correspond au terme de discrétisation. Voici donc l'équivalent discret de la fonction de transfert de premier ordre avec retard.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls} \Leftrightarrow g(k) = \frac{y(k)}{x(k)} = \frac{B_n(q)}{A_n(q)} = \frac{Kq^{-L}(1 - \exp(-h/\tau))}{q - \exp(-h/\tau)} \quad (4.3)$$

En cherchant à isoler la réponse y dans une unité de temps discrète, nous obtenons l'équation suivante :

$$\begin{aligned} y(n)(q - \exp(-k/\tau)) &= x(n)Kq^{-L}(1 - \exp(-k/\tau)) \\ y(n) - y(n-1)\exp(-k/\tau) &= Kx(n-L-1) - Ku(n-L-1)\exp(-k/\tau) \\ y(n+1) &= K(1 - \exp(-k/\tau))x(n-L) + y(n)\exp(-k/\tau) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Cette notation discrète sera utilisée avec les techniques d'identification qui seront présentées et évaluées dans les sections suivantes.

Notez que le retard L constitue une discontinuité, dont le traitement algébrique est assez complexe. Par exemple, le retard est souvent estimé par une fonction de transfert tel que défini par l'équation (4.5).

$$e^{-Ls} \approx \frac{1}{(1 + Ls/p)^p} \quad p \in \mathbb{N} \quad (4.5)$$

Or, comme le laisse voir la structure de l'équation (4.5), la complexité augmente avec l'augmentation du facteur de précision p . Cette solution devient donc rapidement trop complexe pour les capacités d'un microcontrôleur et pour le traitement algébrique de l'équation aussi. Il est donc préférable d'utiliser une méthode graphique pour quantifier le retard L . Cette méthode est décrite à la section suivante.

4.3 Quantification du retard L

Lors de notre revue de littérature, nous avons étudié la structure de commande proposée par Tan [10; 36]. Cette structure modifie le signal de commande envoyé au système par l'entremise d'un relais et permet l'identification du système. Bien que cette méthode permette de quantifier les paramètres d'un système de premier ordre avec retard, nous présentons seulement la méthode d'identification du retard L puisqu'elle permet une grande simplification.

La figure 14 illustre le schéma de contrôle proposé par Tan [10; 36]. En comparaison avec la structure proposée par Astrom [9], le positionnement du relais effectué par Tan [10; 36] permet d'éviter l'ajustement de l'amplitude du relais nécessaire avec Astrom [9] pour s'assurer l'entrée du système en état d'instabilité oscillatoire. Avec Tan, le terme intégrateur du contrôleur amène assurément le système sous ces conditions. De

plus, le système peut être identifié tout en étant sous l'action du contrôleur. Une identification s'effectue donc avec un minimum d'incidence sur le système qui continu de fonctionner. Pour tous les systèmes stimulés par relais, la fréquence d'oscillation correspond à la fréquence d'oscillation critique ω_{cr} tel qu'utilisée par Zeigler-Neichool [2].

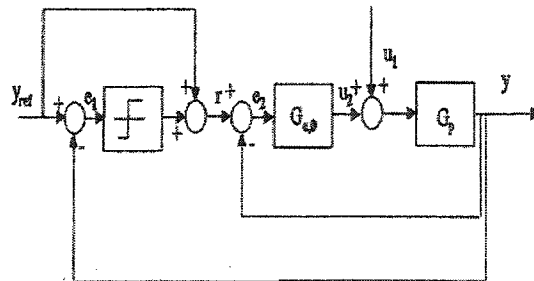
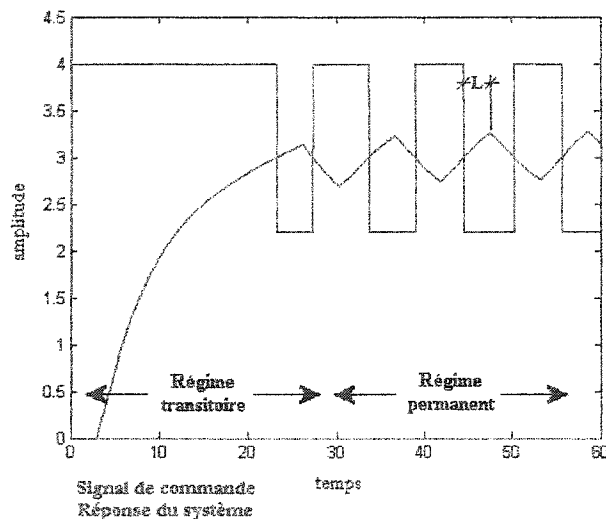


Figure 14 Structure de contrôle, avec relais, proposée par Tan

Tan [10; 36] quantifie le retard L algébriquement alors qu'il est possible de mesurer graphiquement la grandeur du retard. Comme l'indique Astrom [9], le retard peut être quantifié directement en mesurant la distance temporelle entre deux points bien précis. Le graphique 14 illustre ces points. Initialement, le terme intégrateur du système de contrôle amène le système de telle sorte que le relais entre en oscillation. Pour un système du premier ordre, l'identification se fait directement en localisant le point extrême résultant d'un renversement du relais.

La dynamique illustrée par le graphique 14 est caractéristique d'un système de premier ordre avec retard. Lorsque la réponse change subitement de direction nous sommes en présence d'un système de premier ordre. Si le changement était plus progressif, nous serions alors en présence d'un système d'ordre supérieur. Dans ce cas, le retard est plus difficilement quantifiable avec la méthode graphique que nous venons de présenter.



Graphique 14 Identification du retard par relais

D'autres parts, le relais de Tan étant additionné à l'erreur tel qu'illustré à la figure 14, la résultante est amplifiée par le gain du contrôleur, de ce fait, lorsque le gain du contrôleur est très faible, l'oscillation du relais devient alors moins perceptible pour le système et présente un risque de défaillance. Il est donc préférable d'ajouter le signal du relais au signal de commande tel qu'illustré à la figure 15.

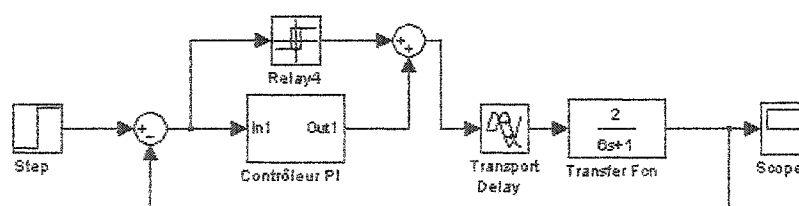
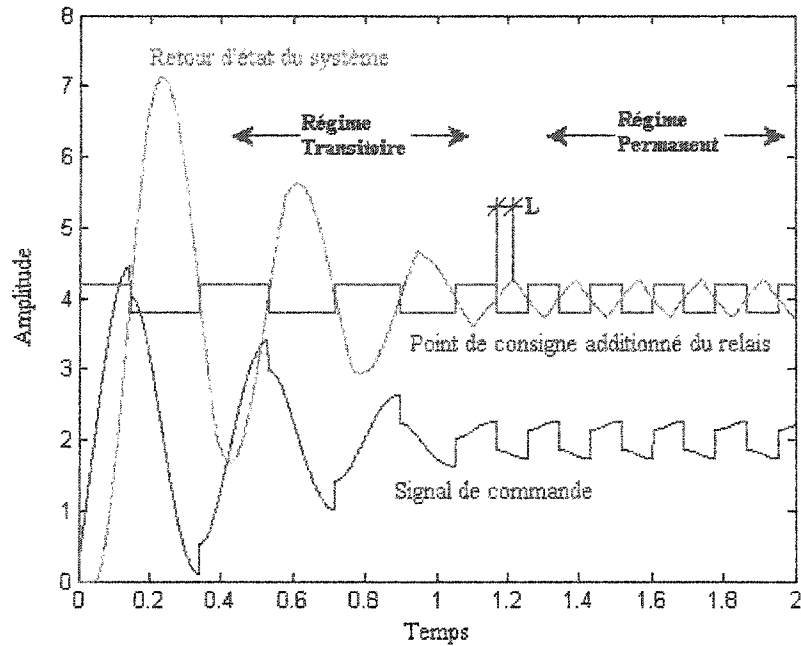


Figure 15 Modification de la structure d'identification du retard de Tan

Le graphique 15 illustre la quantification du retard L pour une réponse obtenue avec la structure présentée à la figure 15. Cette méthode est donc retenue pour sa simplicité théorique ce qui la rend aussi facile à implanter.



Graphique 15 Réponse de la structure d'identification modifiée de Tan

4.4 Estimation par la méthode des moindres carrés

Cette méthode d'estimation est utilisée dans différents domaines. Astrom présente la méthode dans [11; 12] mais plusieurs ouvrages tels que [37; 13] traitent aussi du sujet. Une fois le modèle choisi, cet algorithme permet d'identifier les paramètres d'un système linéaire à coefficients constants distribués selon une loi normale. En admettant que le modèle du système est donné par l'équation suivante :

$$y(n) = \varphi_1(n)\theta_1 + \varphi_2(n)\theta_2 + \dots + \varphi_i(n)\theta_i = \varphi^T(n)\theta \quad (4.6)$$

où y est la variable observée, $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_i]$ est le vecteur de paramètres du modèle à déterminer, $\varphi^T = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_i]$ est le vecteur des valeurs d'état du système, x est l'entrée et finalement y est la sortie du système. Pour que cet algorithme soit applicable, la variable y doit être linéaire par rapport aux paramètres θ . Alors, lorsque ces

conditions sont respectées, il existe une solution analytique qui minimise la fonction des moindres carrés, suivante :

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \varphi^T(i)\theta)^2 \quad (4.7)$$

En admettant la notation suivante :

$$Y(t) = [y(1) \quad y(2) \quad \dots \quad y(t)]^T \quad (4.8)$$

$$E(t) = [\varepsilon(1) \quad \varepsilon(2) \quad \dots \quad \varepsilon(t)]^T \quad (4.9)$$

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(t) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$P(t) = [\Phi(t)^T \Phi(t)]^{-1} \quad (4.11)$$

où, le terme des résidus se décrit comme suit :

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \varphi^T(i)\theta \quad (4.12)$$

Alors, la relation (4.7) est minimale pour les paramètres $\hat{\theta}$ lorsque la relation suivante est appliquée.

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T Y \quad (4.13)$$

Si la résultante de $\Phi^T \Phi$ est une matrice régulière, alors le minimum est unique et défini par inversion avec :

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (4.14)$$

Comme il a été dit plus haut, cette méthode fonctionne bien avec les systèmes linéaires à coefficients constants ou distribués selon une loi normale. Dans le cas contraire, la méthode divergera ou sera instable lorsque les paramètres varieront. Dans ce cas, il est préférable d'utiliser des méthodes récursives issues de la méthode des moindres carrés que nous venons de présenter. La section suivante présente deux méthodes récursives.

4.5 Méthodes récursives des moindres carrés

Nous avons cherché des méthodes permettant l'identification de systèmes non-linéaires à coefficients non constants. Lorsque le système réel peut être défini par l'équation suivante :

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta^0 + e(t) \quad (4.15)$$

où le vecteur φ^T est constitué des états du système, θ^0 est le vecteur des coefficients et e est une séquence de variables indépendantes également distribuées aléatoirement. Alors, il est préférable d'utiliser un algorithme récursif tel que décrit par l'équation suivante :

$$\underbrace{\hat{\theta}(t+1)}_{\text{Nouvelle estimation}} = \underbrace{\hat{\theta}(t)}_{\text{Estimation précédente}} + \underbrace{P(t)}_{\text{Vecteur de correction}} \varphi(t) \left(\underbrace{y(t+1)}_{\text{Nouvelle mesure}} - \underbrace{\varphi^T(t)\hat{\theta}(t)}_{\text{Prédiction de la mesure}} \right) \quad (4.16)$$

Le terme $P(t)$ détermine la vitesse de convergence de l'algorithme. Il existe différents algorithmes qui quantifient la vitesse de convergence. Le plus simple de tous consiste à garder $P(t)$ constant. Cependant, certains algorithmes avec $P(t)$ variable sont beaucoup plus performants et c'est sur ceux-ci que nous nous attarderons. Voici donc l'évaluation de deux méthodes d'identification récursive avec vecteur de correction variable.

L'algorithme suivant, proposé par Wellstead [13], est utilisé récursivement de façon à mettre à jours $P(t)$ à chaque échantillon prélevé. $P(t)$ tel que proposé par Wellstead [13] se définit de la façon suivante.

$$P(t+1) = P(t) \left[I_m - \frac{\varphi(t+1)\varphi^T(t+1)P(t)}{1 + \varphi^T(t+1)P(t)\varphi(t+1)} \right] \quad (4.17)$$

Initialement la matrice $P(0)$ se définit en fonction du nombre de paramètres à identifier et du scalaire C qui multiplie la matrice identité, soit :

$$P(0) = CI_{np} \quad (4.18)$$

où $C = [1, \infty]$ et $np =$ nombre de paramètre

À quelques variations de notation, Ljung [38] propose un algorithme récursif d'identification similaire. La structure de ce deuxième l'algorithme récursif s'élabore autour des mêmes principes de bases vus précédemment. Voici donc le deuxième algorithme récursif.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + L(t)\varepsilon(t) \quad (4.19)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) \quad (4.20)$$

$$L(t) = \frac{P(t-1)\varphi(t)}{\lambda(t) + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t)} \quad (4.21)$$

$$P(t) = P(t-1) - \frac{P(t-1)\varphi(t)\varphi^T(t)P(t-1)}{\lambda(t) + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t)} \quad (4.22)$$

$$\lambda(t) = \lambda \forall t \mid 0 \leq \lambda \leq 1 \quad (4.23)$$

$$P(0) = CI_{np} \quad (4.24)$$

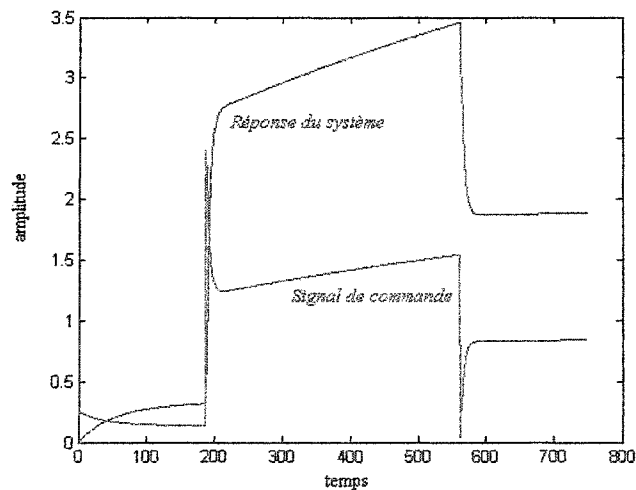
où $C = [1, \infty]$ et $np =$ nombre de paramètres

La section suivante présente une évaluation par simulation de deux méthodes d'identification récursives que nous venons de présenter. Ces méthodes d'identification sont utilisées conjointement avec la règle d'ajustement telle que proposée par Hittle [22-24]. Dans un premier temps, l'évaluation est effectuée par l'identification d'un système de premier ordre. Ainsi, les paramètres définissant le modèle de simulation sont déterminés par le moteur d'identification et les valeurs obtenues devront correspondre à celle du modèle utilisé. Dans un second temps, les méthodes d'identifications, jumelées à la règle d'ajustement proposée par Hittle [22-24], sont utilisées pour identifier le serpentin de refroidissement élaboré selon les travaux de Zaheer-Uddin [25; 26; 32]. Pour ce faire, la fonction de transfert du premier ordre avec retard est admise et la règle proposée par Hittle [22-24] est utilisés pour ajuster le contrôleur. La dernière partie du chapitre 4 vise à évaluer les différents contrôleurs adaptatifs dans un contexte réaliste et non-linéaire.

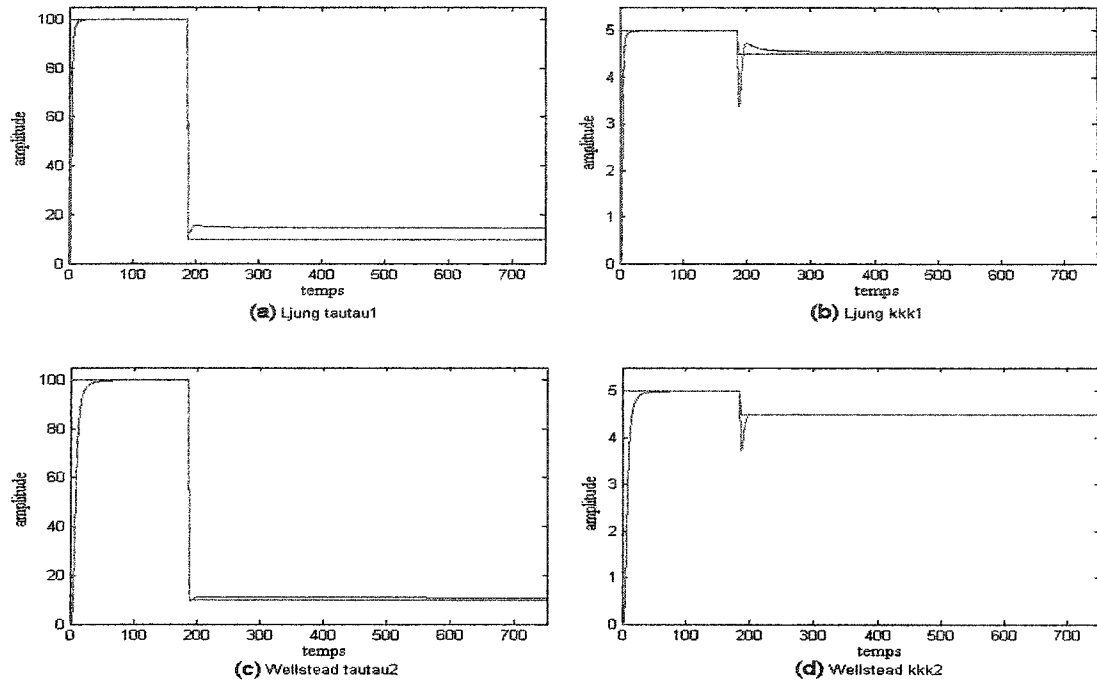
4.6 Comparaison des deux méthodes d'identification récursives

Puisqu'il n'est pas pratique d'identifier les caractéristiques dynamiques d'un modèle non-linéaire, nous avons donc évalué les méthodes proposées par Wellstead [13] et celle de Ljung [39], décrites à la section précédente, avec un modèle linéaire à coefficients constants. L'exercice consiste à identifier une fonction de transfert de premier ordre. Le système est contrôlé par un contrôleur PI dont les paramètres sont constants tout au long de la simulation et déterminé arbitrairement selon aucune règle précise. Le graphique 16 illustre la réponse du système ainsi que le signal de commande issue le la simulation. Nous avons au graphique 17 l'évolution des paramètres en cours d'identification. Initialement la constante de temps et le gain du système sont ajustés respectivement à

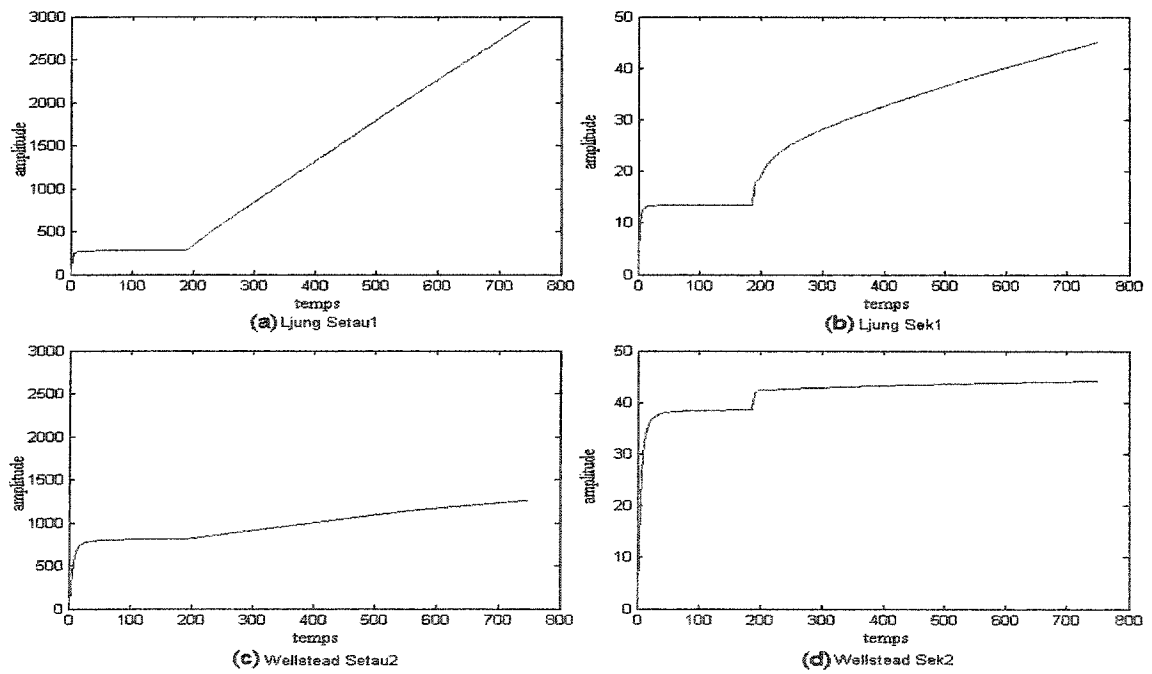
100 et 5 unités. Par la suite, on voit que le moteur d'identification travaille à faire converger les paramètres. À cet effet, l'algorithme proposé par Ljung [39] réussit mieux que celui de Wellstead [13]. Lorsque les paramètres ont convergés, à la 188^e unité de temps, le système subit un changement de point de consigne. À cet instant, les paramètres du modèle sont subitement changés de 100 à 10 unités pour la constante de temps et de 5 à 4,5 pour le gain du système. Pour la deuxième partie de la simulation, à la 188^e unité de temps, lorsque le système subit un changement de point de consigne et que les paramètres à identifier sont initialement à leur état de convergence, les graphiques 17 et 18 démontrent que l'algorithme d'identification proposé par Wellstead [13] converge plus rapidement que celui de Ljung [39]. Les changements de point de consigne à la 188^e unité de temps démontrent l'importance d'avoir un système perturbé et donc en régime transitoire, afin d'accélérer la convergence d'identification.



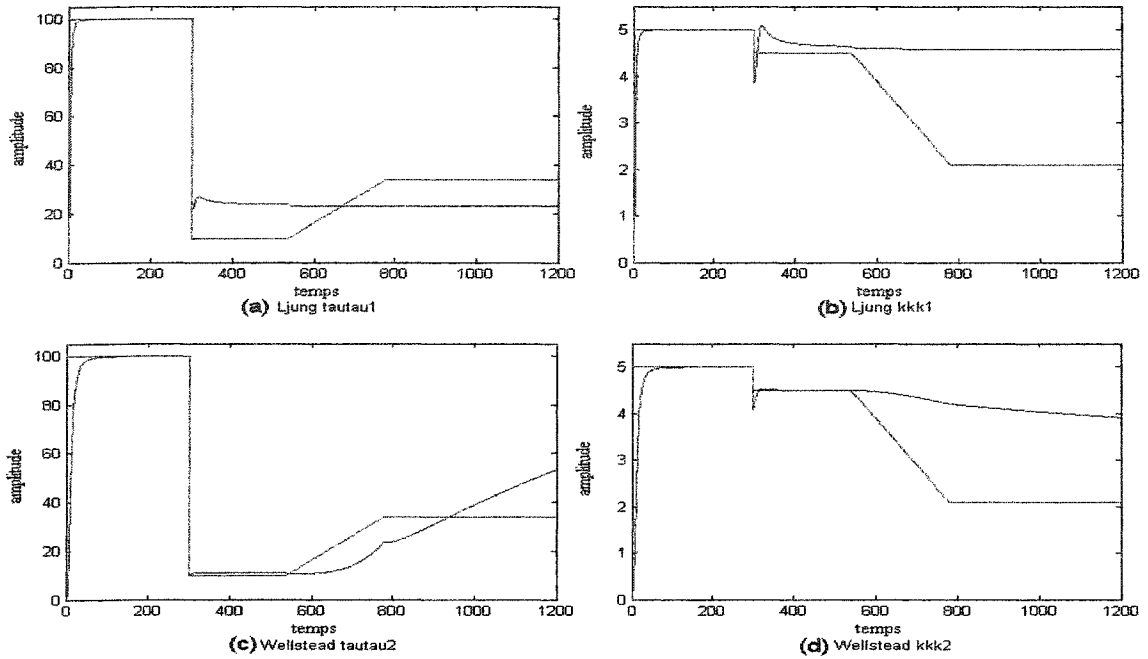
Graphique 16 Réponse du système et signal de commande : Expérimentation 1



Graphique 17 Paramètres en cours d'identification : expérimentation 1



Graphique 18 Intégration de l'erreur d'estimation des paramètres : exp. 1



Graphique 19 Paramètres en cours d'identification : exp. 2

Pour ajouter des contraintes au moteur d'identification, nous avons modifié la séquence de variation des paramètres. Le graphique 19, illustre l'évolution des paramètres de la deuxième expérimentation. En rouge, nous avons le gain du système et la constante de temps devant être quantifié par le moteur d'identification et en bleu nous avons les résultats d'identification. Les résultats obtenus démontrent un abaissement de la capacité d'identification pour les deux méthodes d'identification.

Pour Wellstead [13], l'équation (4.17) se définit maintenant par (4.25).

$$P(t+1) = P(t) \left[I_m - \frac{\varphi(t+1)\varphi^T(t+1)P(t)}{1 + \varphi^T(t+1)P(t)\varphi(t+1)} \right] + R \quad (4.25)$$

Et l'équation (4.22) de Ljung [39] se définit maintenant par (4.26).

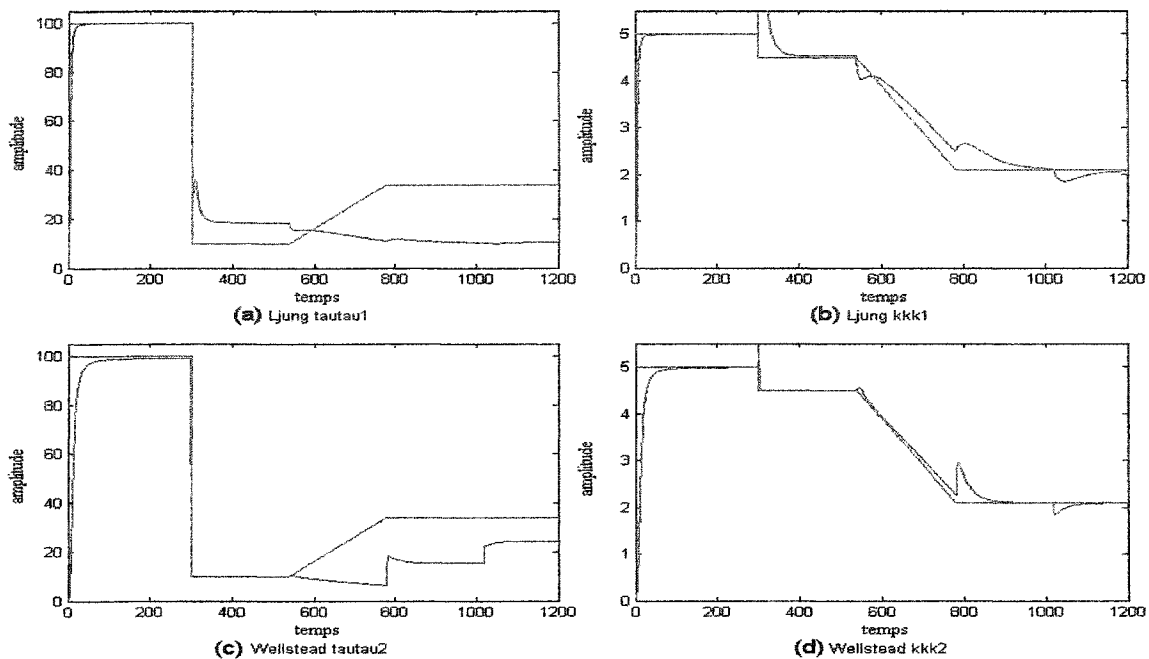
$$P(t) = P(t-1) - \frac{P(t-1)\varphi(t)\varphi^T(t)P(t-1)}{\lambda(t) + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t)} + R \quad (4.26)$$

$$\text{Où } R = \begin{cases} CI_{n \times n} & \text{si } pc(t) \neq pc(t-1) \\ 0 & \text{si } pc(t) = pc(t-1) \end{cases}$$

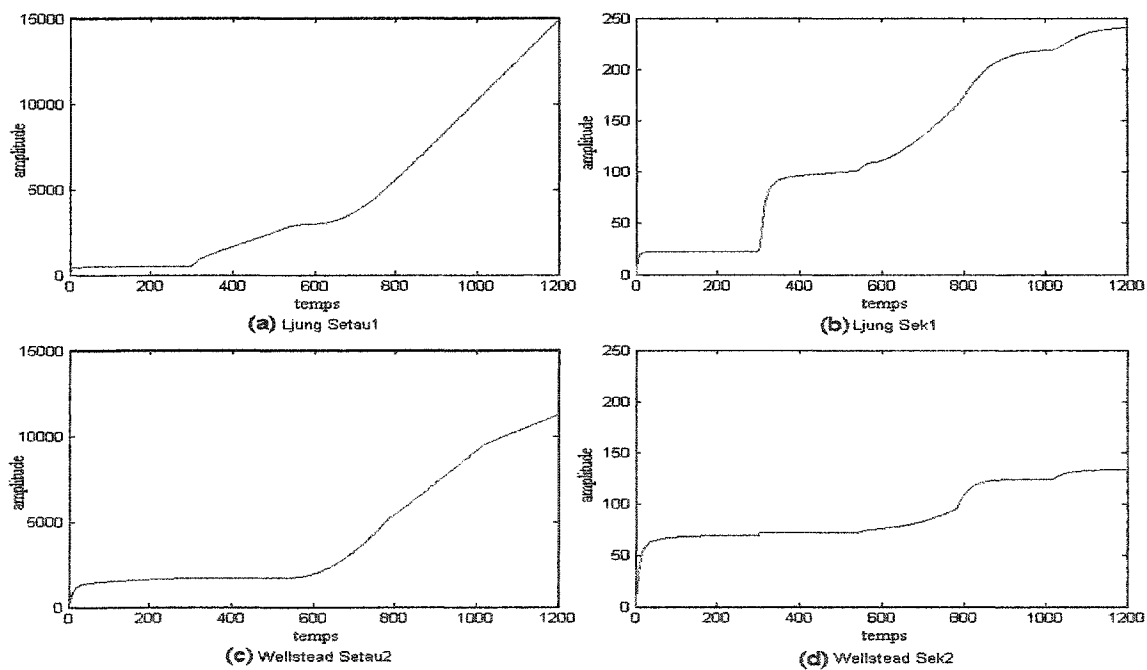
Cette addition doit être effectuée au moment opportun, c'est-à-dire au moment où les paramètres à identifier ont des valeurs significativement différentes des valeurs proposées par le moteur d'identification. Les conditions d'opération des systèmes peuvent changer à tout moment et pour différentes raisons, la prévision ou même la constatation de ses changements demande des efforts qui peuvent être évitées en appliquant la procédure suivante résumée en deux points :

1. Additionner la matrice R lors d'un changement de point de consigne.
2. Additionner la matrice R lors de la mise en état de contrôle.

Les résultats obtenus à la suite la troisième expérimentation, où la matrice R a été additionnée à chaque changement de point de consigne, démontrent une amélioration significative des capacités d'identification. Ces résultats sont illustrés par les graphiques constituant les graphiques 20 et 21. L'intégration de la valeur absolue de l'erreur, tel qu'illustré au graphique 21, démontre une vitesse de convergence plus rapide avec l'algorithme d'identification modifié et proposé par Wellstead [13].

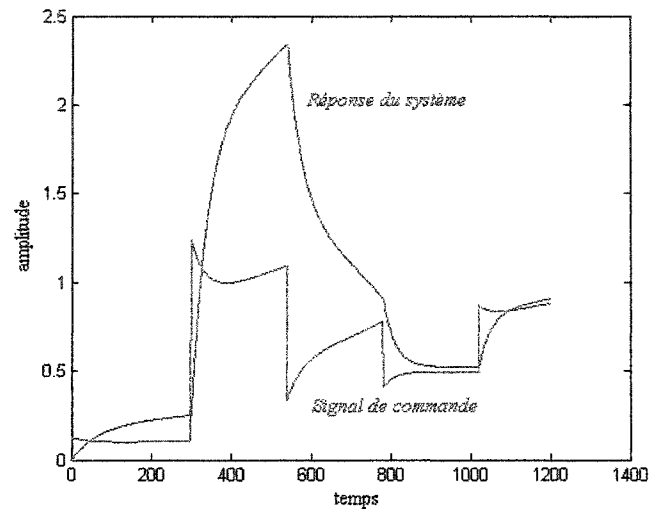


Graphique 20 Paramètres en cours d'identification : exp. 3

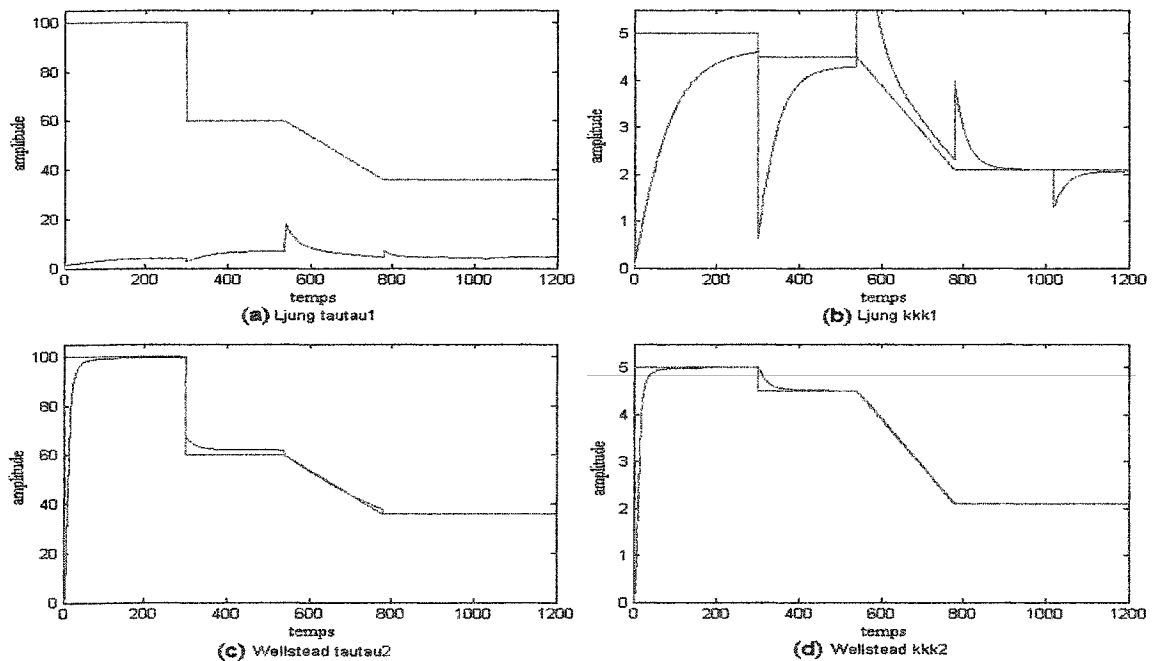


Graphique 21 Intégration de l'erreur d'estimation des paramètres : exp. 3

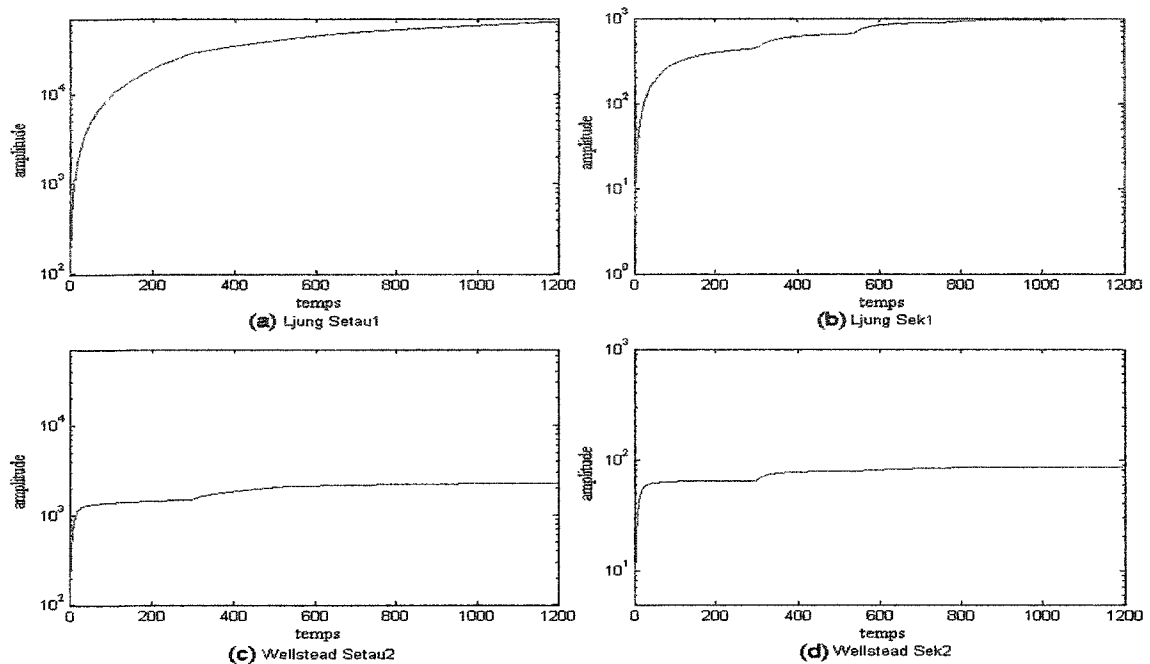
L'expérimentation 4, tel qu'illustré par le graphique 22 ainsi que les graphiques constituant les graphiques 23 et 24, sont inspirés de la troisième expérimentation et confirme la supériorité l'algorithme proposé par Wellstead [13].



Graphique 22 Réponse du système et signal de commande : exp.4



Graphique 23 Paramètres en cours d'identification : exp. 4



Graphique 24 Intégration de l'erreur d'estimation des paramètres : exp. 4

Pour s'assurer que le moteur d'identification pourra effectuer son travail, le système doit préalablement être mis en état de contrôle. L'état de contrôle se définit par l'un des deux critères qui suivent :

1. lorsque la valeur absolue de l'erreur est inférieure à une certaine valeur;
2. lorsque le paramètre contrôlé passe par le point de consigne;
3. lorsque le relais est en état oscillatoire et effectue plusieurs pivotements.

Le système peut alors être considéré en état de contrôle. Il est important de s'assurer de l'état de contrôle afin que le moteur d'identification ne caractérise pas une dynamique erronée. La figure 16 illustre le concept d'état de contrôle. Le système n'est pas en état de contrôle lorsque le signal de commande ne contribue pas à maintenir l'état du système. Tel qu'illustré à la figure 16, pour un signal de commande qui se situe entre 0 et 100% (valeur établie arbitrairement pour illustrer le concept) le système réagit et

répond avec des valeurs qui se situent entre 0 et 100% (valeurs conceptuelles). Pour un signal de commande en dehors de cette plage, disons pour toutes les valeurs supérieures à 100%, le système répondra aussi avec une valeur de 100%. Ainsi, au-delà de 100%, le signal de commande peut prendre différente valeur sans que le système en soit affecté.

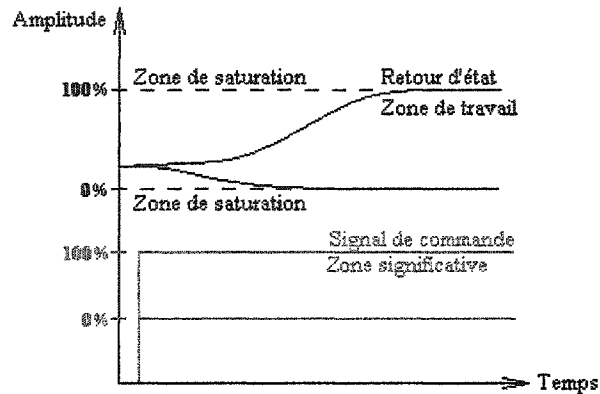


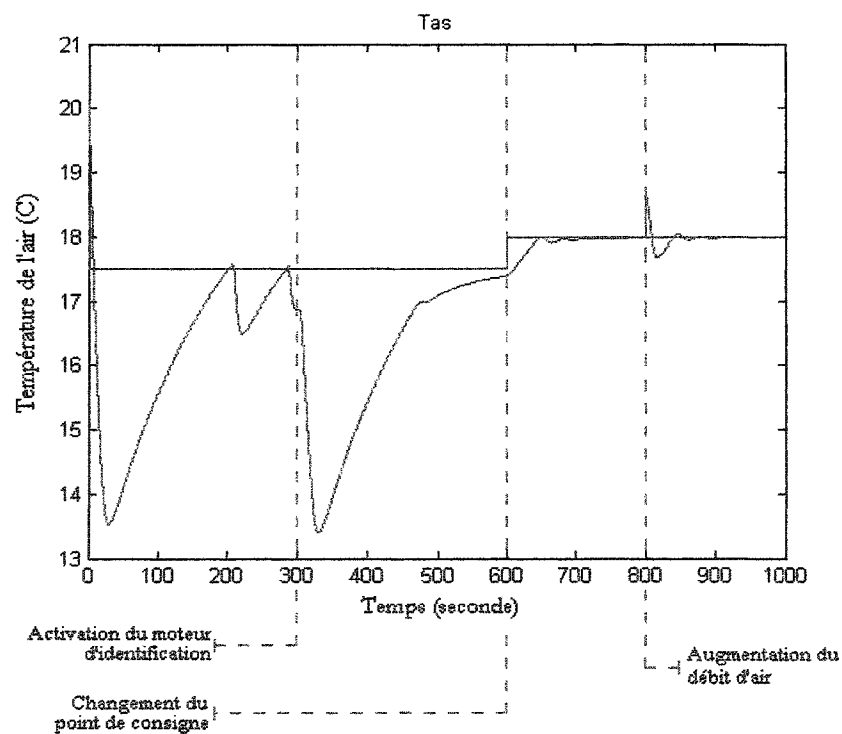
Figure 16 Système en état de contrôle

Les résultats obtenus confirment effectivement l'avantage de l'algorithme d'identification proposé par Wellstead [13], il démontre une convergence plus rapide que celui de Ljung [39] et plus particulièrement en ce qui a trait à l'estimation de la constante de temps.

En terminant cette section, rappelons que les algorithmes d'identification convergent effectivement vers les coefficients des modèles de simulation et que les algorithmes d'identification convergent plus rapidement lorsque l'addition de la constante R coïncide avec un changement de point de consigne. De plus, ajoutons que les expérimentations effectuées démontrent une convergence plus rapide avec l'algorithme proposé par Wellstead [13]. Pour cette raison, l'algorithme d'identification proposé par Wellstead [13] est choisi et sera inclus à la structure du contrôleur adaptatif qui sera évaluée à la section suivante avec le modèle du serpentin de refroidissement.

4.7 Évaluation du contrôleur adaptatif sur le modèle du serpentin

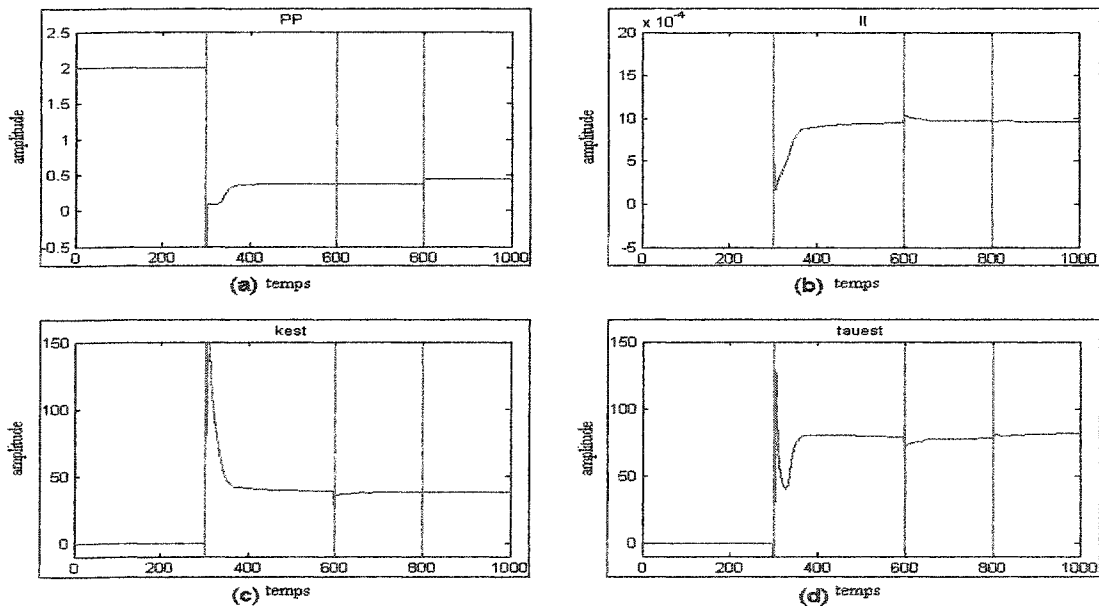
La structure du contrôleur adaptatif étant constituée de l'algorithme d'identification modifiée de Wellstead [13], jumelé avec la règle d'ajustement de Hillte [22-24], la validation se poursuit par l'évaluation du contrôleur adaptatif. L'identification des paramètres d'une fonction de transfert du premier ordre sera effectuée par simulation d'un serpentin utilisé pour le refroidissement d'un débit d'air. Le modèle de serpentin étant non-linéaire, les conditions sont plus difficiles pour l'identification des paramètres qui varient à chaque instant dépendamment des conditions d'opération. Tel qu'illustré par le graphique 25, au début de la simulation, les paramètres du contrôleur sont ajustés de telle sorte que le système est en état d'instabilité.



Graphique 25 Température de l'air à la sortie d'un serpentin et contrôle adaptatif

On constate effectivement la dynamique non-linéaire puisque cette dynamique n'est pas la même lorsque la température de l'air augmente comparativement au moment où elle

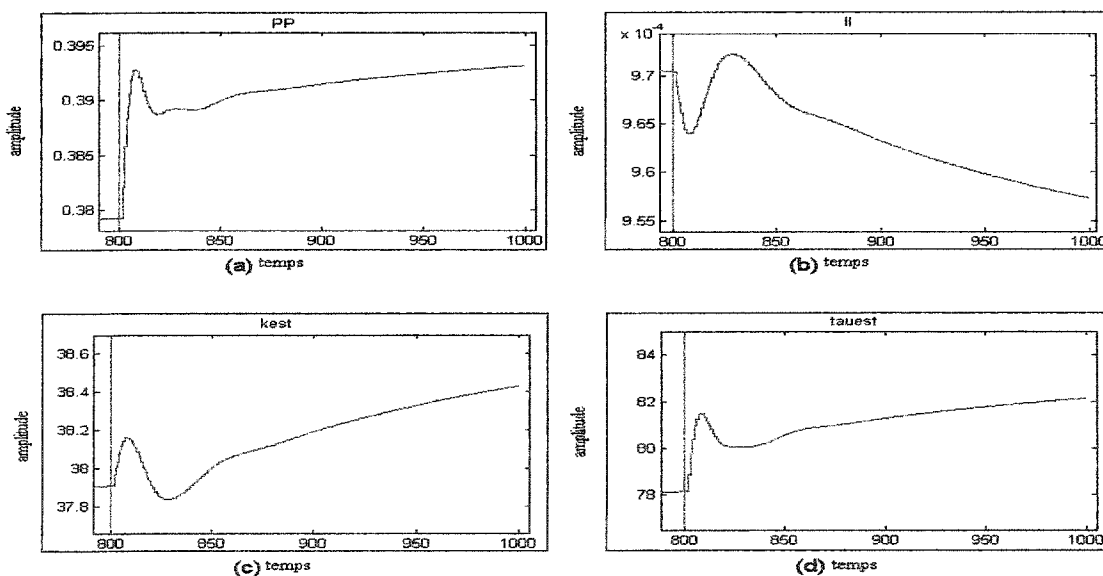
diminue. Par la suite, à la 300^e seconde de simulation, le moteur d'identification est activé. Initialement, les paramètres à identifier sont initialisés à des valeurs relativement éloignées, c'est pour cette raison que le système devient plus instable en comparaison avec l'état du système avant l'activation du contrôleur adaptatif. Par la suite, à la 600^e seconde, le point de consigne passe de 17,5 à 18°C. Or, la réponse du système obtenue n'est pas de type sur amorti. Étant donné la lenteur du système d'identification et le type de système qui ne correspond pas nécessairement à un système de premier ordre avec retard, il est possible que le système ne donne réponse pas toujours selon une réponse de type amortissement critique. D'ailleurs, nous pouvons ajouter qu'en présence de systèmes non-linéaires, il est difficile de déterminer théoriquement s'il s'agit effectivement d'une réponse de type amortissement critique ou de type sur amorti étant donné la nature variable du système. Ensuite, à la 800^e seconde, le débit d'air est augmenté par un facteur de deux. De ce fait, la température de l'air à la sorti de l'échangeur augmente et le contrôleur compense en augmentant le débit d'eau froide passant par la valve.



Graphique 26 Évolution des paramètres du contrôleur et du modèle

Une fois encore, la réponse obtenue n'est pas de type amortissement critique mais le contrôleur réussi à stabiliser la température de l'air. Le graphique 26 illustre la progression des paramètres et le système tend à se stabiliser.

Le graphique 27 illustre en plan rapproché l'évolution des paramètres à la suite de l'augmentation du débit d'air. Cette fois, le système donne une réponse de type sous-amorti et se stabilise après une minute. Bien que le temps de réponse du serpentin soit défini arbitrairement et que cette simulation ne soit pas représentative de tous les cas possibles, d'autres simulations ont démontré des vitesses de convergence similairement acceptables ainsi qu'une capacité de stabilisation du système.



Graphique 27 Évolution des paramètres PI à partir de la 800^e seconde

Même si la réponse du système n'est pas toujours de type amortissement critique, plusieurs réponses de type sous-amorti ont été constatées lors des différentes simulations ce qui démontre l'importance d'avoir une règle d'ajustement relativement conservatrice qui donne plus de latitude quant à la stabilisation du système.

4.8 Détermination des valeurs de référence des signaux d'identification

L'identification s'effectue par le traitement du signal de commande et du signal de retour d'état, soit l'entrée et la sortie du système asservi. Pour obtenir des résultats adéquats, il faut s'assurer d'établir les bases de référence nulles pour ces deux signaux et aussi établir si ces bases de référence sont constantes ou variables.

Comme l'illustre la figure 4, le signal de commande général est établi sur une plage de 0 à 300%. De ce fait, il faut faire la distinction entre les éléments contrôlés et redéfinir les signaux de commande avec une valeur nulle tel qu'illustré par l'échelle des signaux de commande particuliers.

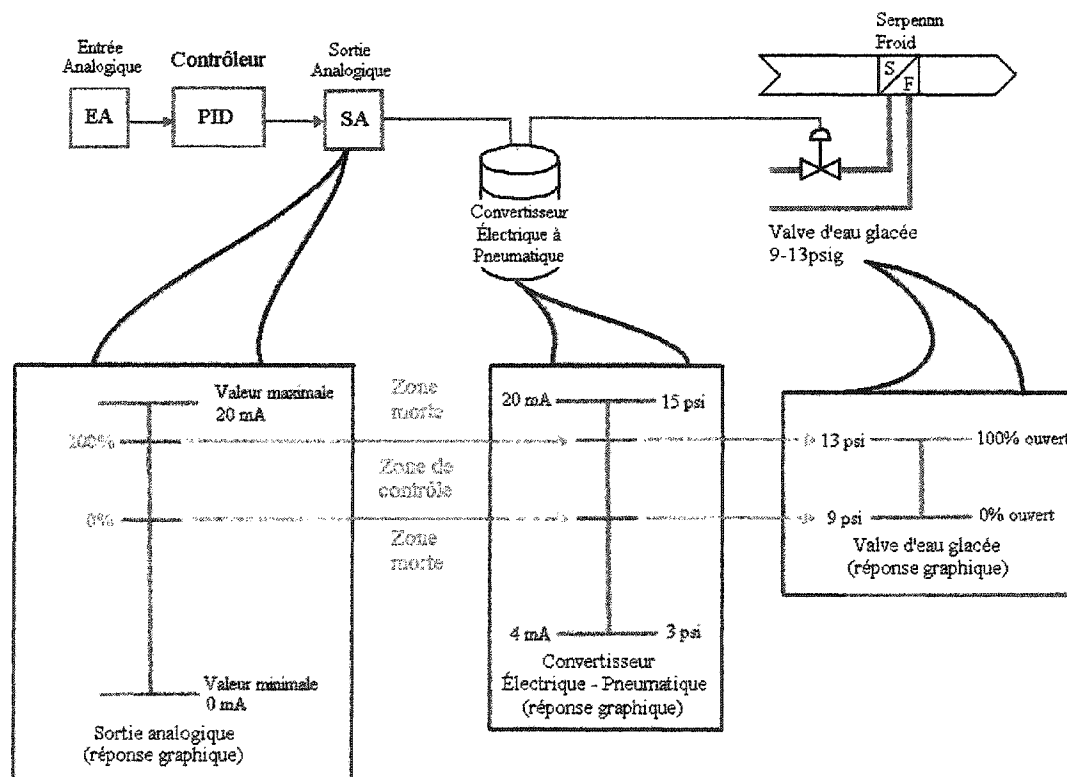


Figure 17 Zone morte d'une valve d'eau glacée

En présence de zone morte, où le lien entre le signal de commande et le retour d'état est inexistant, il faut réajuster les bases de l'échelle des signaux de commande particuliers. Les bases de références des signaux de commandes associés aux éléments contrôlés sont considérées constantes. Dans le cas contraire, le contrôleur adaptatif devra être défini pour en tenir compte. La figure 17 illustre un exemple concret de plage morte. Encore une fois, pour définir les bases du signal de retour d'états, une attention particulière doit être portée au système en présence. Nous avons élaboré un modèle simple qui illustre la variation des bases de référence des trois éléments contrôlés. Les bases de référence se définissent donc comme suit :

Pour la valve de refroidissement :

Le système entre en mode refroidissement lorsque la température extérieure est plus élevée que la température de retour. Dans cette situation, les volets sont positionnés pour laisser passer un minimum d'air provenant de l'extérieur (air frais). En négligeant les effets de non-linéarité des volets, la base de référence est estimée par la relation (4.27). Lorsque les volets sont fermés au minimum et que la valve de refroidissement est en opération, il peut arriver que les volets s'ouvrent en raison d'un niveau de CO₂ trop élevé. Dans ce cas, le pourcentage d'air frais doit être utilisé au lieu du pourcentage d'air frais minimum.

$$Base_{V_REF} = t_{mel} = t_{ext} \%AF_{min} + T_{ret} (1 - \%AF_{min}) \quad (4.27)$$

Lorsque la température extérieure est inférieure à la température de retour mais supérieure au point de consigne désiré, il est préférable de laisser passer un maximum d'air frais. Dans ce cas, la base de référence se définit par la relation (4.28) qui suit :

$$Base_{VREF} = t_{mel} = t_{ext} \%AF_{max} + T_{ret} (1 - \%AF_{max}) \quad (4.28)$$

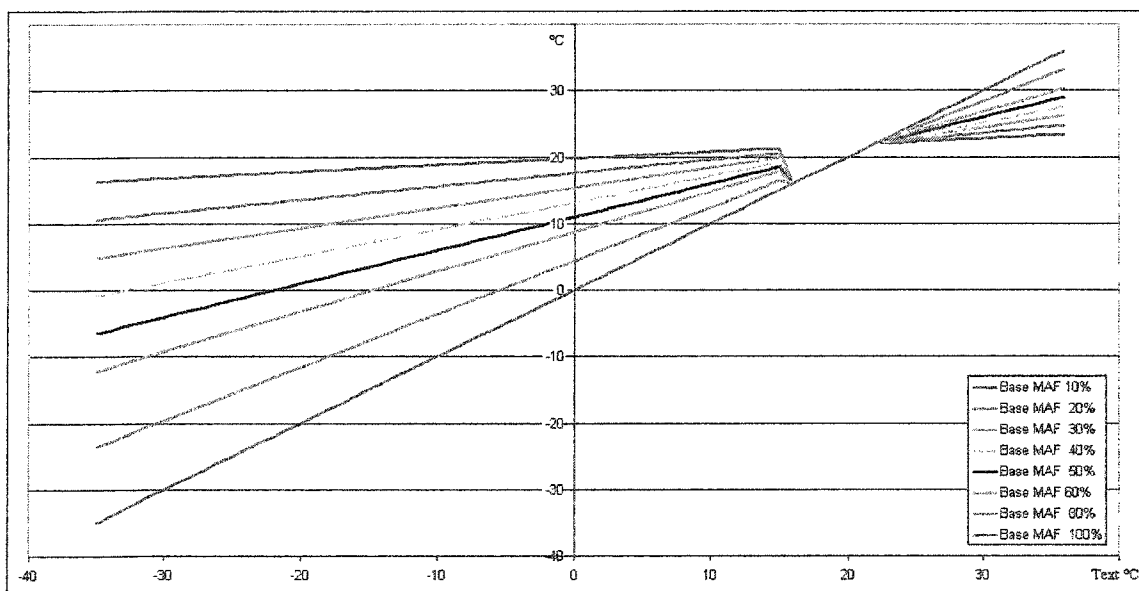
Pour les volets :

Le système de volets entre en modulation lorsque la température extérieure est inférieure au point de consigne. La base de référence se définit encore par la relation (4.27).

Pour la valve de chauffage :

Le système entre en mode chauffage lorsque la température de mélange est inférieure au point de consigne désirée et que les volets sont positionnés pour laisser passer un minimum d'air frais. La base de référence se définit aussi par la relation (4.27).

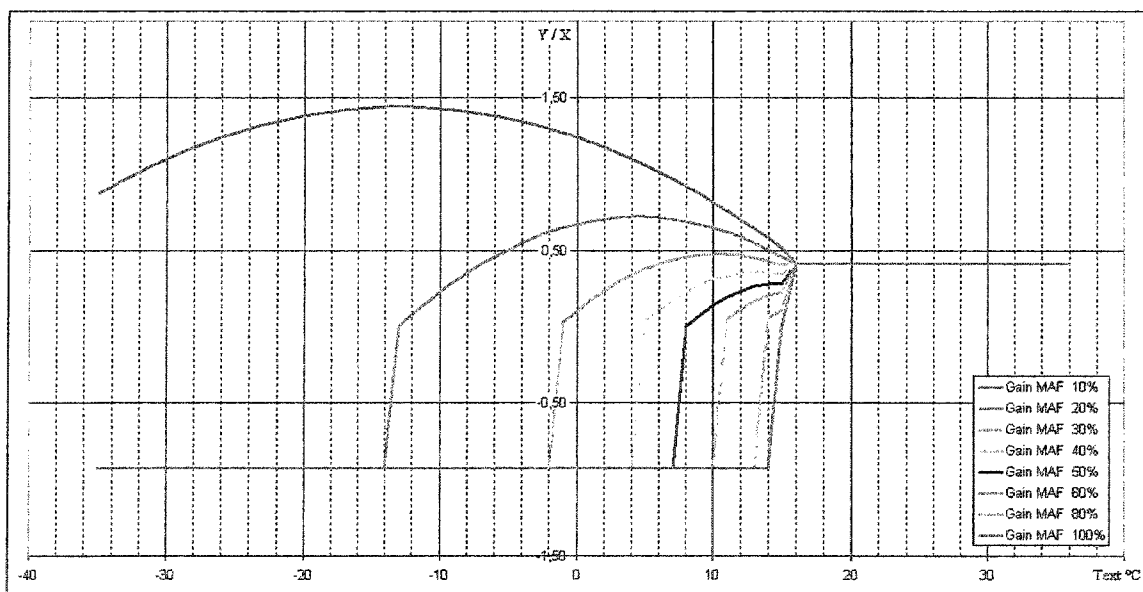
Le graphique 28 qui suit illustre la base de référence du retour d'état obtenue en fonction de la température extérieure, de la température de retour et du minimum d'air frais (MAF) sauf pour la plage de températures extérieures entre 15 et 22°C où les volets admettent 100% d'air frais. Tous les éléments considérés sont à priori modélisés linéairement.



Graphique 28 Base du retour d'état Y

De plus, toutes les conditions d'opération sont constantes à l'exception de la température extérieure. Pour cet exemple, la température de retour du système en H est établie à 22°C et le point de consigne de la température d'alimentation établie à 15°C. Le graphique 28 démontre une plus grande sensibilité de la base de référence associée au retour d'état lors d'une augmentation du débit minimal d'air frais.

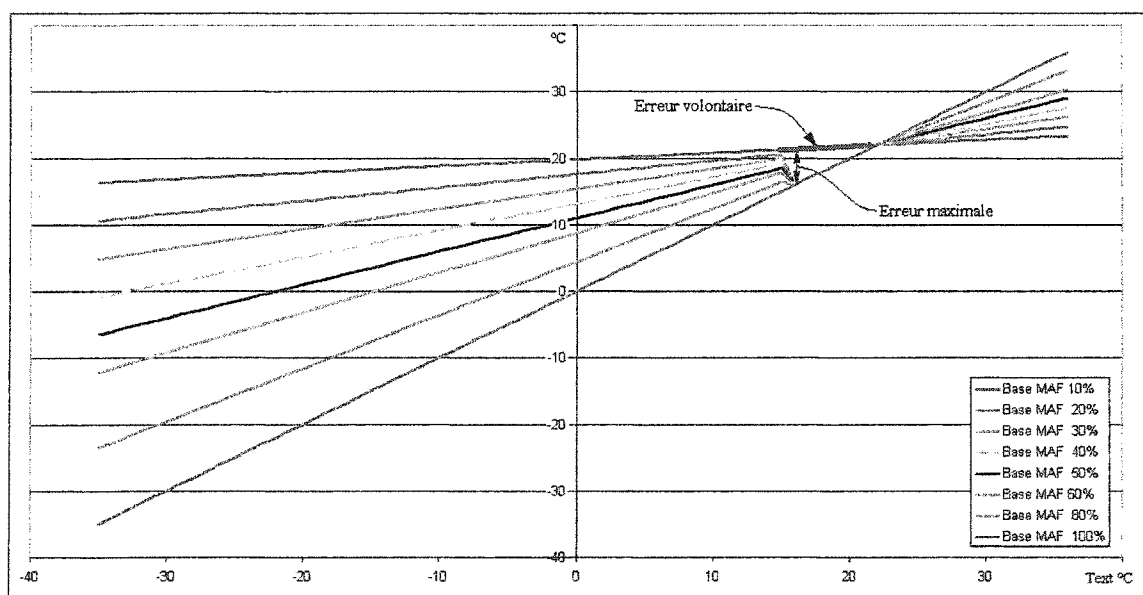
Par la suite, les gains des trois éléments modélisés ont été déterminés. Le graphique 29 illustre ces gains en fonction de la température extérieure et du débit minimal d'air frais. Le modèle quantifie les gains des serpentins, et les garde constants indépendamment de la température extérieure. En réalité les gains des serpentins sont aussi variables mais moins dépendants de la température extérieure. De plus, il arrive que les concepteurs définissent le mode d'opération des volets de mélange en fonction des enthalpies et non des températures. Dans ce cas, il faut indiquer le mode de contrôle des volets au contrôleur et par la suite quantifier les bases de référence en fonction du mode d'opération et des températures.



Graphique 29 Gain Y / X (Retour d'état / Signal de commande)

Les bases de référence et le paramètre contrôlé doivent avoir les mêmes unités, l'enthalpie ne peut donc être utilisée comme base de référence lorsque le point de consigne est en température. De plus, les résultats illustrés au graphique 29 démontrent une plus grande sensibilité du gain associé aux volets de mélange lorsque le débit minimal d'air frais est faible. D'ailleurs, afin de réduire les coûts en énergie, les systèmes sont habituellement ajustés pour laisser passer un minimum d'air frais. La variabilité des gains des actionneurs du système en H illustré au graphique 29 justifie donc l'intérêt du contrôleur adaptatif.

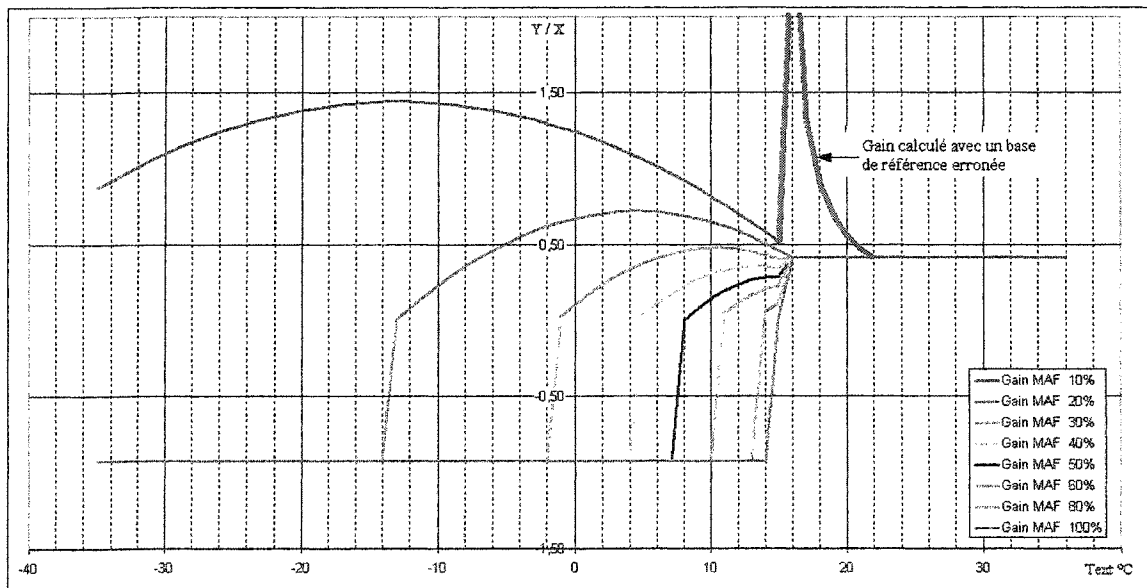
Pour démontrer l'importance d'avoir des bases de références des plus exactes, une erreur a été volontairement introduite dans le calcul de la base de référence définie pour un minimum de 10% d'air frais. L'erreur consiste donc à ne pas utiliser la relation (4.28) pour le calcul des bases de référence. Le résultat obtenu est illustré au graphique 30 où le point de consigne est encore à 15°C.



Graphique 30 Base du retour d'état Y avec erreur pour l'air frais de 10%

Le graphique 30 démontre une erreur qui est maximale, lorsque le minimum d'air frais est minimal. Le graphique 31 illustre les gains calculés avec les bases erronées du graphique 30. Il en résulte une erreur équivalente à un peu plus de 10 fois la valeur théoriquement exacte.

Les graphiques 30 et 31 permettent de constater qu'en fixant arbitrairement la base de référence à une valeur constante, les états du système changent beaucoup trop pour accepter cette approximation et ce, spécialement pour les systèmes ayant un faible minimum d'air frais.



Graphique 31 Gain Y/X avec erreur pour le minimum d'air frais de 10%

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu deux méthodes d'identification récursives, celle de Wellstead [13] et de Ljung [38]. Suite à l'étude de leur capacité d'identifier les paramètres d'une fonction de transfert du premier ordre, nous avons conclu à la supériorité relative de la méthode d'identification proposée par Wellstead [13]. Par la suite, un contrôleur adaptatif a été constitué à partir de la méthode d'identification de Wellstead [13] ainsi que de la règle d'ajustement adoptée au chapitre trois. De plus, la nécessité d'avoir des bases d'identification variables a aussi été discutée.

Le chapitre qui suit résume les différentes fonctionnalités élaborées lors de l'implantation des différents modules constituant le contrôleur adaptatif ainsi qu'une description du support matériel utilisé.

CHAPITRE 5

IMPLANTATION ET SUPPORT MATÉRIEL

5.1 Introduction

La présente section résume les fonctionnalités d'opération et d'interaction implantation sur le contrôleur adaptatif constitué de l'algorithme d'identification proposé par Wellstead [13] ainsi que la combinaison des règles d'ajustement élaborées par Hittle [22-24] et Smith [34]. Cette implantation est faite sur un microcontrôleur ATmega16 d'Atmel. Ce chapitre débute avec une description sommaire de cette composante électronique.

5.2 Microcontrôleur ATmega16

Afin d'orienter le lecteur sur les capacités de cette composante électronique, voici une brève description des fonctionnalités du microcontrôleur. La figure 18 illustre la géométrie de l'ATmega16.

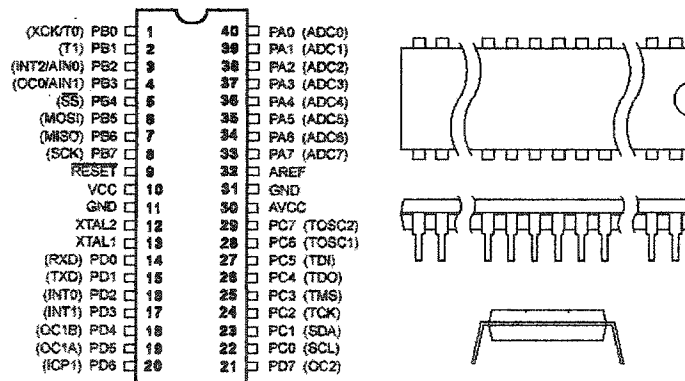


Figure 18 Micro-contrôleur ATmega16 d'Atmel

L'ATmega16 est un microcontrôleur de 8 bits, basé sur une architecture à jeu d'instructions réduites. En exécutant ces instructions puissantes à chaque tour

d'horloge, l'ATmega16 réalise des vitesses approchant le million d'instructions par seconde permettant au concepteur du système d'optimiser l'énergie consommée par rapport à la vitesse de traitement. L'ATmega16 fournit les dispositifs suivants : 16 Kbytes de mémoire FLASH, 512 bytes de EEPROM, 1 Kbytes de SRAM, 32 lignes tout usage en entrée et sortie. Ces lignes peuvent être utilisées pour le traitement de signaux tout ou rien, en entrée ou en sortie, sous une tension de 0 à 5 volts. De plus, huit de ces lignes peuvent être utilisées comme convertisseur analogique numérique d'une résolution de 10 bites. Le micro-contrôleur est aussi pourvu de trois compteurs flexibles avec comparateurs-interrupteurs internes et externes, un émetteur-récepteur universel asynchrone programmable, une interface série à deux fils, un temporisateur programmable « chien de garde » à l'oscillateur interne, un port série SPI, et six modes sélectionnables d'économie de puissance. L'ATmega16 AVR est soutenu par un logiciel de développement et de programmation des systèmes comprenant : compilateurs de C, assembleurs de macro, des programmes de mise au point et simulateurs, des émulateurs en circuit, et des kits d'évaluation. Le coût monétaire de l'ATmega16 est évalué à moins de 10\$ canadien. Comparativement aux automates programmables qui se vendent à plus de 500\$ canadien, un microcontrôleur permet d'effectuer le même travail.

5.3 L'éditeur de programme CodeVisionAVR

Il existe sur le marché plusieurs éditeurs permettant la programmation des microcontrôleur de la série Atmel. Suite à l'évaluation de plusieurs éditeurs, nous avons adopté l'éditeur CodeVisionAVR. Cet éditeur permet la programmation en langage C ou en assembleur. De plus, CodeVisionAVR réduit le travail à effectuer grâce à une fenêtre de configuration efficace qui permet la sélection des fonctionnalités requises et ainsi de générer le code de départ. De ce fait, la compréhension de tous les registres du microcontrôleur, qui active les fonctionnalités de ce dernier, et la programmation qui s'y rattache n'est pas nécessaire. Une fois le programme terminer,

l'éditeur de programme envoie le code au microcontrôleur par l'intermédiaire de la liaison RS-232.

5.4 Implantation au microcontrôleur ATmega16

La structure du contrôleur adaptatif étant élaborée autour d'un contrôleur PI classique, tel qu'illustré à la figure 19, la programmation aura aussi une structure similaire. Les sections suivantes décrivent techniquement chacune des constituantes du contrôleur adaptatif.

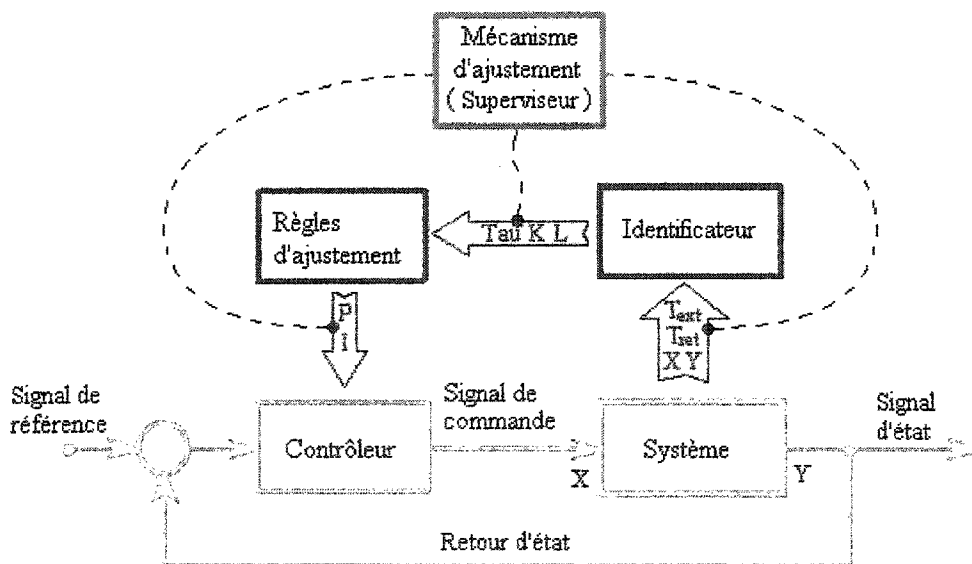


Figure 19 Constituants du contrôleur adaptatif

5.4.1 Le signal de référence

Le convertisseur A/D reçoit un signal 0 à 5 volts et le convertit en valeurs numériques allant de 0 à 255, soit 8 bits de résolution.

5.4.2 Le signal de commande

Le microcontrôleur peut générer un signal modulant de 0 à 5 volts par l'entremise d'une modulation d'impulsions en durée. La résolution en sortie est fixée à son maximum, soit une résolution de 10 bits qui équivaut à une plage numérique de 0 à 1024.

5.4.3 Le contrôleur PI

Le contrôleur PI implanté dans le microcontrôleur ATmega16 est défini par l'équation (3.16) tel que proposée par Smith [34]. La boucle d'intégration est limitée au domaine opérationnel. Ces limites sont en relation avec les termes proportionnel et intégral de telle sorte qu'une fois ces deux signaux combinés, leur combinaison ne dépasse pas les valeurs limites. D'autres parts, pour réduire les délais de mise en marche, au moment où les systèmes CVAC sont arrêtés, l'intégral du contrôleur est aussi arrêté. De ce fait, lors de la remise en marche des systèmes CVAC, le signal de commande est de même grandeur qu'au moment de l'arrêt.

5.4.4 La règle d'ajustement du contrôleur

La combinaison des règles d'ajustement de Hittle [22-24] et Smith [34], implantée dans le microcontrôleur, détermine les gains du contrôleur avec un contrôle sur le temps de réponse du système par l'entremise de la constante de temps désirée. Pour assurer la stabilité du système, sa valeur est automatiquement limitée au domaine défini à l'équation (5.1). Finalement, l'utilisateur peut changer valeur de la constante de temps désirée en ajustent le facteur utilisateur.

$$\tau_d \geq F_u \cdot \max(\tau \text{ et } L e^1 - L) \quad (5.1)$$

5.4.5 Le moteur d'identification

Les algorithmes d'identification implantés dans le microcontrôleur sont ceux proposés par Wellstead tel que défini par les équations (4.16) et (4.25). Puisque la librairie de fonction mathématique du microcontrôleur n'inclut pas de fonctions spécialisées pour le traitement de matrices, le système matriciel d'identification de Wellstead est résolu préalablement avant d'être implanté dans le microcontrôleur. La résolution du système matriciel est présentée ci-après.

Mise à jour de la matrice $P(t)$

$$P(t+1) = P(t) \left[I_m - \frac{\varphi(t)\varphi^T(t)P(t)}{1 + \varphi^T(t)P(t)\varphi(t)} \right] \quad (5.2)$$

$$P(t) = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$\varphi^T(t) = [y(t-1) \quad u(t-1)] = [y_{-1} \quad u_{-1}] \quad (5.4)$$

$$P(t+1) = P(t) \left[I_m - \frac{\text{NUM}}{\text{DEN}} \right] \quad (5.5)$$

$$\text{NUM} = \begin{bmatrix} cu_{-1}y_{-1} + ay_{-1}^2 & du_{-1}y_{-1} + by_{-1}^2 \\ cu^2 + au_{-1}y_{-1} & du_{-1}^2 + bu_{-1}y_{-1} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\text{DEN} = [du_{-1}^2 + (b+c)u_{-1}y_{-1} + ay_{-1}^2 + 1] \quad (5.7)$$

$$P(t+1) = P(t) \begin{bmatrix} \frac{\text{DEN} - cu_{-1}y_{-1} - ay_{-1}^2}{\text{DEN}} & \frac{-(du_{-1} + by_{-1})y_{-1}}{\text{DEN}} \\ \frac{-u_{-1}(cu_{-1} + ay_{-1})}{\text{DEN}} & \frac{\text{DEN} - du_{-1}^2 - bu_{-1}y_{-1}}{\text{DEN}} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$P(t+1) = \begin{bmatrix} \frac{-(bcu_{-1}^2 + a(b+c)u_{-1}y_{-1} + a(ay_{-1}^2 - \text{DEN}))}{\text{DEN}} & \frac{-(bdu_{-1}^2 + (ad + b^2)u_{-1}y_{-1} + b(ay_{-1}^2 - \text{DEN}))}{\text{DEN}} \\ \frac{-(cdu_{-1}^2 + (ad + c^2)u_{-1}y_{-1} + c(ay_{-1}^2 - \text{DEN}))}{\text{DEN}} & \frac{-(d^2u_{-1}^2 + (b+c)du_{-1}y_{-1} + bcy_{-1}^2 - d\text{DEN})}{\text{DEN}} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Calcul de la matrice $\theta(t)$

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + P(t+1)x(t)e(t) \quad | \quad e(t) = y(t) - x^T(t)\hat{\theta}(t) \quad (5.10)$$

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + \begin{bmatrix} (bu_{-1} + ay_{-1})e(t) \\ (du_{-1} + cy_{-1})e(t) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\hat{\theta}(t+1) = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1(t) + (bu_{-1} + ay_{-1})e(t) \\ \hat{\theta}_2(t) + (du_{-1} + cy_{-1})e(t) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

5.4.6 Fréquence de balayage

Puisque les contrôleurs DX9100 de Johnson Contrôle ont une fréquence balayage des entrées et sortie de 1 Hz. La fréquence de balayage des entrées et sorties du microcontrôleur au moins égale sinon inférieure à celle du contrôleur DX9100. Nous l'avons fixé à 0,4 Hz.

5.4.7 La plaquette de programmation d'Atmel

La plaquette de programmation d'Atmel, illustrée à la figure 20, permet la communication entre le microcontrôleur et l'éditeur de programme. En plus, cette plaquette est pourvue de connecteur permettant le branchement des ports A, B, C et D à d'autres composants électroniques.

La plaquette de programmation est aussi pourvue de huit diodes électroluminescentes qui une fois connectées au port permet la transmission d'une information lumineuse. Les fonctions établies pour chaque bouton poussoir sont définies selon les spécifications de la section 5.4.10. La plaquette permet aussi une communication RS232 via le terminal du logiciel CodeVisionAVR ou tout autre terminal.

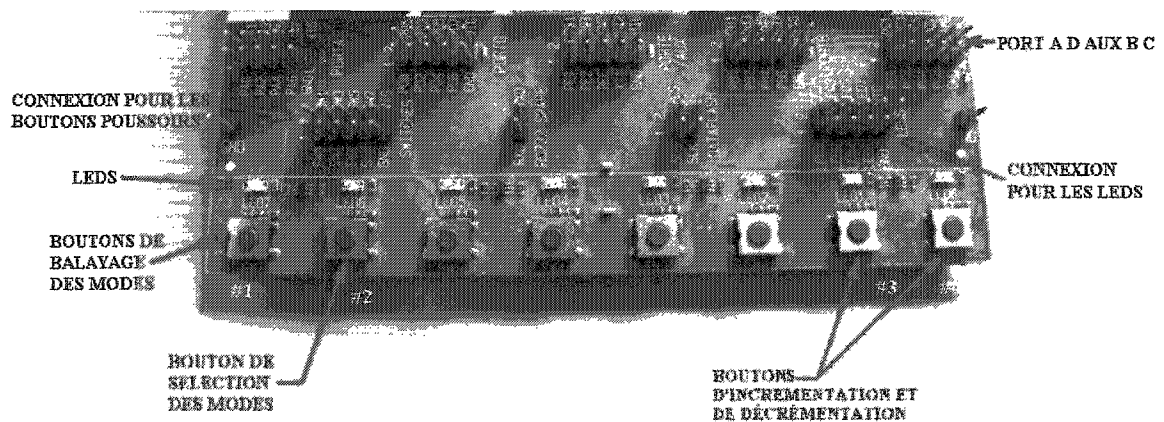


Figure 20 Plaquette de programmation d'Atmel

5.4.8 Branchement au microcontrôleur

Le branchement de la carte de programmation d'Atmel à l'unité de contrôle DX9100 se fera par trois connexions tel qu'illustré à la figure 21.

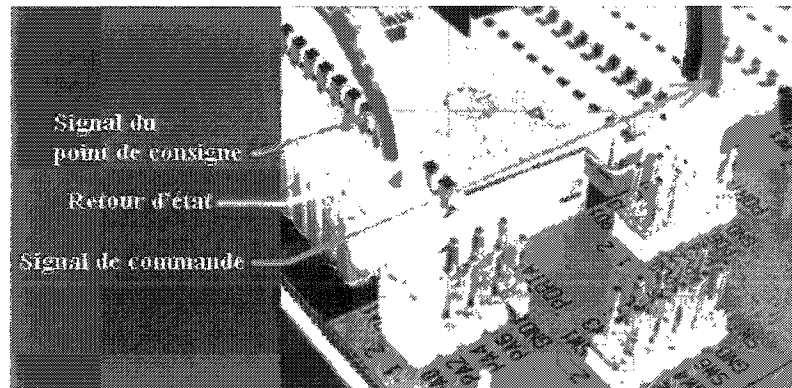


Figure 21 Branchement de la carte de programmation au contrôleur DX9100

5.4.9 Étape préliminaire à la mise en opération

Avant l'implantation du contrôleur adaptatif, les paramètres suivants doivent être déterminés conformément à l'application.

- a. Déterminer les paramètres PI par défaut. Ces paramètres PI doivent permettre une stabilité relativement acceptable. Pour déterminer ces paramètres, utilisez les méthodes habituelles. Le coefficient d'intégration doit être ajusté de façon à minimiser le délai requis pour parcourir entièrement la plage de contrôle;
- b. Pour chaque élément contrôlé, déterminez la valeur minimale du signal de commande pour lequel le système entre en contrôle. Ces valeurs sont utilisées par le module d'identification de façon à établir les valeurs de base du signal de commande pour chaque élément contrôlé;
- c. Pour chaque élément contrôlé, déterminez la valeur de base du retour d'état associée aux valeurs minimale du signal de commande définie précédemment. Cette valeur doit être déterminée lorsque le système est entré en régime permanent. Exprimons le concept par un exemple pratique : En période de climatisation, en fermant la valve d'eau froide, la température des espaces climatisés va augmenter progressivement jusqu'à l'équilibre thermique, et la sonde de retour d'état va quantifier cette augmentation. Or dans les cas où les

bases de référence sont variables, l'utilisation de valeurs fixes est déconseillée et les relations déterminant les bases de référence doivent être définies selon le système en présence;

- d. Pour chaque élément contrôlé, déterminez l'amplitude du relais qui permet un bon fonctionnement du mécanisme d'identification.

5.4.10 Interface d'utilisation

Cette section présente les différentes fonctionnalités du contrôleur adaptatif et le moyen par lequel l'utilisateur peut y avoir accès via la plaquette de programmation. La nomenclature utilisée attribue la valeur zéro pour l'inactivation d'un bouton poussoir ou d'une diode électroluminescente et la valeur de un pour leur activation. Les termes « sortie » et « entrée » désignent respectivement les huit diodes électroluminescentes ainsi que les huit boutons poussoir par lesquels l'utilisateur interagit avec le microcontrôleur. Notez que les quatre boutons du centre ne sont pas fonctionnels. Les boutons fonctionnels sont numérotés de un à quatre tel qu'illustré à la figure 20.

// Pour balayer les modes :
// Entrée : 10 0000 00
// Sortie : 00 00XX XX

Pour balayer et sélectionner les modes, appuyez sur le bouton 1 à l'extrême gauche. Le numéro du mode actif clignote en nombre binaire sur les diodes électroluminescentes.

// Pour activer le mode sélectionné :
// Entrée : 01 0000 00
// Sortie : XZ XZXZ XZ

Pour activer le mode sélectionné, appuyez sur le bouton 2.

// MODE 1 : Modification du multiplicateur de la constante de temps désirée	
// Sortie : 00 0000 01	
// Entrée : 00 0000 10 = mtd = mtd - 0,1	// Entrée : 00 0000 01 = mtd = mtd + 0,1
// Entrée : 00 0000 11 = Réinitialisation	

Le mode 1 permet d'ajuster le facteur utilisateur de la constante de temps désiré. Puisqu'en mode complètement adaptatif, la constante de temps désirée égale la constante de temps identifiée, l'utilisateur se donne une marge de sécurité définissant la constante de temps désirée comme étant égale la constante de temps multiplié par un facteur de son choix. De plus, le premier mode permet la réinitialisation du moteur d'identification en appuyant simultanément sur les deux boutons 3 et 4.

// MODE 2 : Liaison du module d'identification au contrôleur	
// Sortie : 00 0000 10	
// Entrée : 00 0000 10 = Liaison rompue, valeurs par défaut	// Entrée : 00 0000 01 = Adaptatif
// Entrée : 00 0000 11 = Liaison rompue, valeurs identifiées	

Le mode 2 permet d'établir le type de contrôleur. Premièrement, le contrôleur peut être défini avec les valeurs par défaut. On peut aussi établir la liaison entre le module d'identification au contrôleur de façon continue pour former le contrôleur adaptatif. Finalement, la liaison entre le module d'identification et le contrôleur peut être rompue tout en conservant les dernières valeurs attribuées au contrôleur.

// MODE 3 : Affichage et ajustement du retard L	
// Sortie : 00 0000 11	
// Entrée : 00 0000 10 = L = L - 1	// Entrée : 00 0000 01 = L = L + 1
// Entrée : 00 0000 11 = L en court d'identification	

Le mode 3 permet l'affichage du retard L et permet de modifier manuellement sa valeur selon le jugement de l'utilisateur.

// MODE 4 : Ajustement de l'amplitude du relais	
// Sortie : 00 0001 00	
// Entrée : 00 0000 10 = ampr = ampr - 1	// Entrée : 00 0000 01 = ampr = ampr + 1

Le mode 4 permet d'ajuster l'amplitude du relais associé à chaque élément contrôlé.

// MODE 5 : Activation du relais	
// Sortie : 00 0001 01	
// Entrée : 00 0000 10 = désactivation du relais	// Entrée : 00 0000 01 = activation du relais

Le mode 5 permet l'activation ou la désactivation du relais.

// MODE 6 : Signe lors du calcul de l'erreur	
// Sortie : 00 0001 10	
// Entrée : 00 0000 10 = sig = -1	// Entrée : 00 0000 01 = sig = 1 (par défaut)

Le mode 6 permet d'établir le signe \pm dans le calcul de l'erreur tel que défini par l'équation suivante : $e = \pm(pc - re)$

// MODE 7 : Control manuel	
// Sortie : 00 0001 11	
// Entrée : 00 0000 10 = sc = sc - 1	// Entrée : 00 0000 01 = sc = sc + 1

Le mode 7 permet de passer en mode manuel et d'ajuster le signal de commande sc selon le désir de l'utilisateur.

// MODE 8 : Changement manuel de la sommation de l'erreur	
// Sortie : 00 0010 00	
// Entrée : 00 0000 10 = se = se - 1	// Entrée : 00 0000 01 = se = se + 1

Le mode 8 permet d'ajuster manuellement la sommation de l'erreur. Par exemple, le délai nécessaire à l'intégrale pour amener le signal de commande à une valeur opérationnelle peut être assez long. Dans ce cas, l'utilisateur changera la valeur du terme d'intégration de façon à avoir le signal de commande désiré.

5.5 Opération et fonctionnement (Superviseur)

Le contrôleur adaptatif fonctionne de façon autonome et réalise, au moment opportun, les différentes opérations requises à son bon fonctionnement. Ces opérations sont activées en fonction de critères prédéfinis. Cette section décrit la relation entre les modules opérationnels, les critères d'activation de ces modules ainsi que le système asservi.

5.5.1 Séquence de démarrage

Au moment de la première mise en marche, le contrôleur fonctionne sans adaptation avec des valeurs PI par défaut. Les valeurs par défaut et plus particulièrement la valeur du terme d'intégration permettent de mettre le système sous contrôle à l'intérieur d'un délai acceptable. Par exemple, lors d'un démarrage où le terme d'intégration est initialement à zéro, si les conditions demandent la mise en opération du serpentin de refroidissement, le terme d'intégration fera préalablement passer le signal de commande par les valeurs associées aux volets de mélange avant d'atteindre la plage associée au serpentin de refroidissement.

Lorsque le signal du retour d'état égale le point de consigne, le relais est du même coup activé pour une série de pivotements. Cette séquence de pivotements est nommée : séquence de démarrage. Au cinquième pivotement, la valeur de retard est enregistrée et gardée en mémoire. L'utilisateur a toujours la liberté de changer ultérieurement cette valeur. De plus, toujours au cinquième pivotement, le module d'identification est réinitialisé puisque le système est assurément sous contrôle et que le retard est déterminé. Le module d'identification peut donc effectuer son travail avec des valeurs valides. Si le système n'a pas atteint le régime permanent après les cinq pivotements, le nombre de pivotement requis à l'identification du retard devra être augmenté. Par la suite, au huitième pivotement, le contrôleur adaptatif est activé, c'est-à-dire que les liens entre le module d'identification, le module de quantification des coefficients PI, ainsi que le contrôleur, sont établis.

5.5.2 Détection des fautes

Le module d'identification peut diverger dans le cas d'un changement brusque et radical de la dynamique ou dans le cas où le retard n'aurait pas été quantifié correctement. Dans ces cas, le module d'identification peut diverger et induire de mauvais paramètres au contrôleur, comme un coefficient d'intégration trop petit. Dans

ce contexte, les performances du contrôle sont fortement réduites. Le critère établi à cet effet définit un système sous contrôle lorsque le retour d'état égale le signal de commande. À chaque fois que ce critère est respecté, un compteur est remis à zéro. Si le compteur atteint la limite, les valeurs par défaut sont attribuées au contrôleur pour enclencher une autre séquence de démarrage. La valeur limite associée au compteur se définit proportionnellement à l'erreur entre le point de consigne et le retour d'état. Pour une erreur acceptable, par exemple 0,5°C au-dessus de la température de soufflage désirée, une séquence de démarrage n'est pas nécessaire. Dans le même ordre d'idée, si cette différence dépasse 4°C, la limite est alors proportionnellement réduite pour accélérer le passage des valeurs par défaut et l'activation de la séquence de démarrage. Selon ces principes, la limite, définie à l'équation (5.13), est fonction du temps maximale sans qu'il y ait de passage par le point de consigne, l'erreur, la valeur maximale de l'erreur et le temps minimum associé à l'erreur maximale.

$$Lim = (T_{max} - T_{min}) \left(1 - \frac{abs(e)}{e_{max}}\right) + T_{min} \quad \Bigg| \quad e_{max} = abs(PC - Base) \quad (5.13)$$

5.5.3 Mise à l'arrêt

Lorsque les systèmes mécaniques sont arrêtés, il est nécessaire d'en faire autant avec le terme intégrateur afin d'éviter la saturation du signal de commande et ainsi minimiser les délais au démarrage. Le point de consigne est utilisé comme indicateur. Lorsque le point de consigne passe au-dessus de 30°C, l'intégration est désactivée. Il est fortement recommandé d'effectuer la mise à l'arrêt du contrôleur adaptatif avant la mise à l'arrêt des systèmes mécaniques afin d'éviter la saturation du signal de commande engendré par l'intégration de l'erreur. Lorsque le point de consigne revient à des valeurs sous 30°C, le moteur d'identification désactivé, les valeurs par défaut attribuées au contrôleur et la séquence de démarrage activée. Pour les mêmes raisons que celle citées préalablement, la réactivation du contrôleur adaptatif doit se faire après la mise en marche des équipements mécaniques.

5.6 Coût de fabrication du prototype

L'estimation de ces coûts est de 40\$ pour la fabrication d'un circuit PCB constitué des composantes répertoriées à l'annexe 1. Cette version prototype s'avère minimaliste mais non moins fonctionnelle. D'autre par, les coûts d'une version commerciale dépendraient des options choisies. Si le code peut être intégré à un contrôleur existant, les coûts en matériel seraient très faibles.

5.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, les différentes fonctionnalités du contrôleur adaptatif ont été présentées. Bien que le contrôleur se dit adaptatif, par son module de supervision, il se veut aussi autonome et est en mesure d'évaluer le moment opportun où il est temps d'effectuer une séquence de démarrage. Ainsi, le module de supervision détermine si le système est en état de contrôle ou non. Il arrête l'adaptation et la boucle d'intégration lorsque les systèmes mécaniques sont arrêtés. D'autres parts, l'espace mémoire du microcontrôleur Atmega16 s'est avérée insuffisante pour inclure toutes les fonctionnalités décrites. Pour effectuée l'évaluation du contrôleur adaptatif, les fonctionnalités secondaires ont donc été désactivées. Atmel fabrique une gamme complète de microcontrôleur aux caractéristiques variées. Ultérieurement, il sera possible d'effectuer la programmation du contrôleur adaptatif sur un autre microcontrôleur ayant plus d'espace mémoire. Le chapitre suivant présente les résultats obtenus à la suite du remplacement du contrôleur PI-1 (voir figure 3) par le contrôleur adaptatif de type PI.

CHAPITRE 6

DISCUSSION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

6.1 Introduction

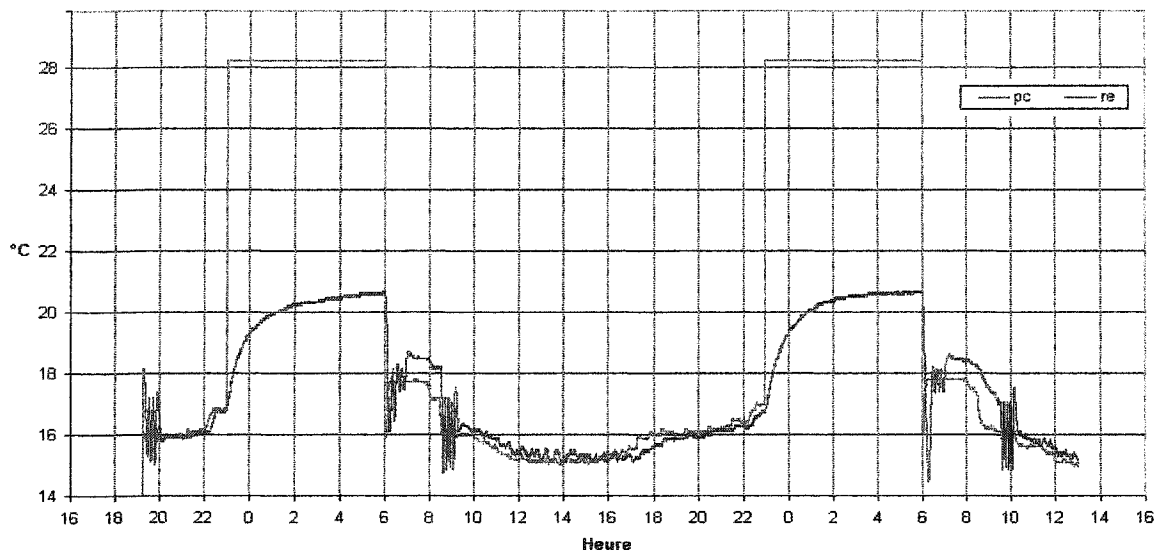
Ce chapitre relate quelques faits importants constatés lors de la période d'évaluation sur le système CVAC. Les résultats obtenus mettent en évidence les points forts et les faiblesses du contrôleur adaptatif développé au cours du projet. Les résultats présentés dans cette section ont été obtenus à partir du 18 octobre jusqu'au 1 novembre 2004. Au cours de cette période, le système a seulement fonctionné en mode «refroidissement gratuit». Ce mode de fonctionnement convient la démonstration des différentes fonctions, avantages et inconvénients inhérents au contrôleur adaptatif.

6.2 Comportement du contrôleur sur un système CVAC

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la seule modification effectuée à la structure de contrôle, présentée à la figure 3, a été de remplacer le contrôleur PI-1 par le contrôleur adaptatif. Les deux principaux paramètres du contrôleur adaptatif sont, dans le cas qui nous concerne, le retour d'état ou la température de l'air soufflé dans les zones habitées ainsi que le point de consigne désiré. Le graphique 32 illustre l'évolution de ces deux paramètres.

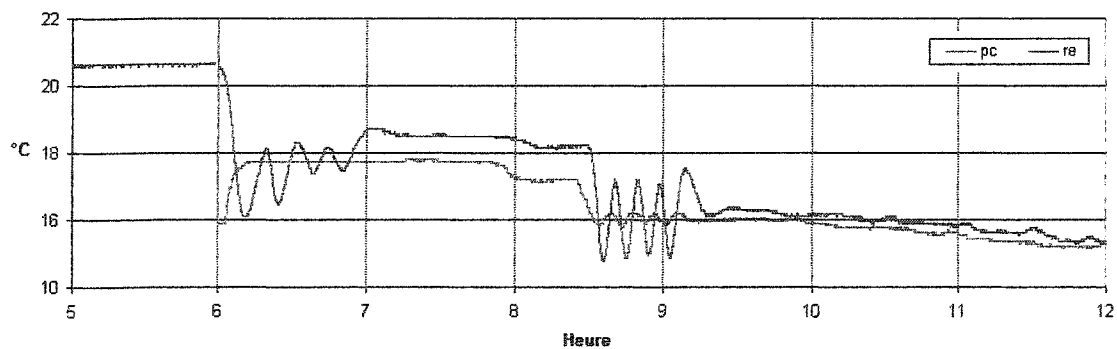
Vers 19h00, lors de la mise en opération du contrôleur adaptatif, le module de supervision active la séquence de démarrage et perturbe le système par l'action du relais. Par la suite, la température de l'air suit le point de consigne, jusqu'au moment où le point de consigne passe au-dessus de 28°C pour indiquer l'arrêt du système mécanique au module de supervision. L'erreur maximale pour la période ne dépasse pas 0,55°C. À son tour, le module de supervision demande l'arrêt de la boucle d'intégration et du module d'identification. À 6h00, le système de climatisation est remis en état de marche, le point de consigne revient à une valeur plus pratique et le module de supervision demande à nouveau l'activation de la séquence de démarrage. Cependant, la

température de l'air soufflée n'égale pas le point de consigne avant que le compteur atteigne la limite.



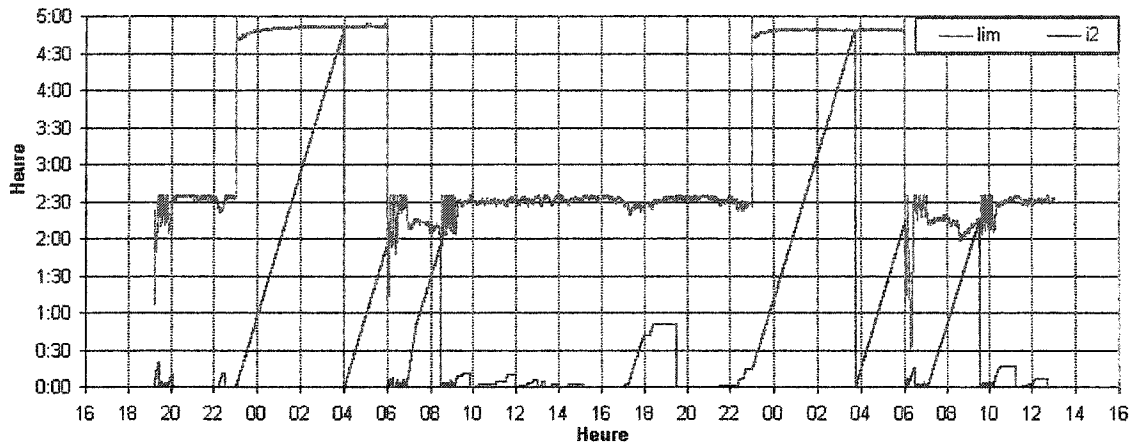
Graphique 32 Point de consigne et Retour d'état

Les performances du contrôleur adaptatif n'étant pas adéquates, le module de supervision demande à nouveau une séquence de démarrage d'une durée d'environ 45 minutes tel qu'illustré au graphique 33.



Graphique 33 Point de consigne et retour d'état de 6h à 12h

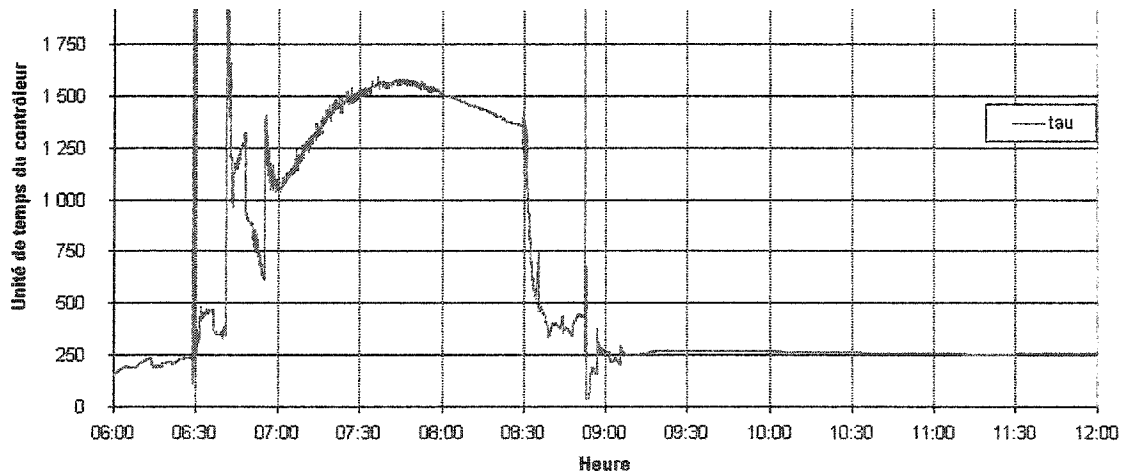
L'erreur maximale pour la période ne dépasse pas $1,92\text{ }^{\circ}\text{C}$. De plus, le compteur atteint la limite associée à cette erreur à la suite d'un délai de 1h54. Le graphique 34 illustre la limite et le compteur $i2$ qui varie dans le temps.



Graphique 34 Limite et compteur du contrôleur

6.2.1 Convergence du moteur d'identification

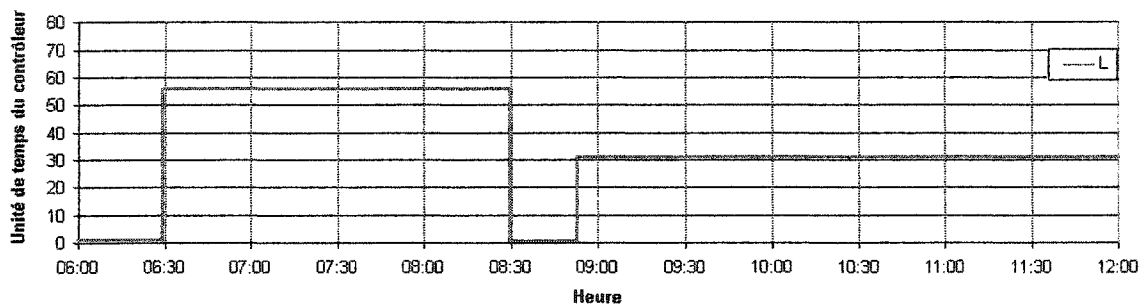
Puisque la constante de temps désirée ne peut être plus petite que la constante de temps du système, une surestimation de la constante de temps ralentira le système.



Graphique 35 Constante de temps du système de 6h à 12h

Cela s'est produit entre 7h00 et 8h30 et c'est pourquoi la température d'alimentation n'a pas atteint le point consigne avant que le compteur rejoigne la limite. Le graphique 35 illustre la constante de temps τ pour la même période que le graphique 32.

Le graphique 36 illustre le retard L gardé en mémoire au cours de la même période de 6h00 à 12h00. Lors de la deuxième séquence d'identification, le retard a été estimé à 30 unités de temps comparativement à 55 lors de la première.

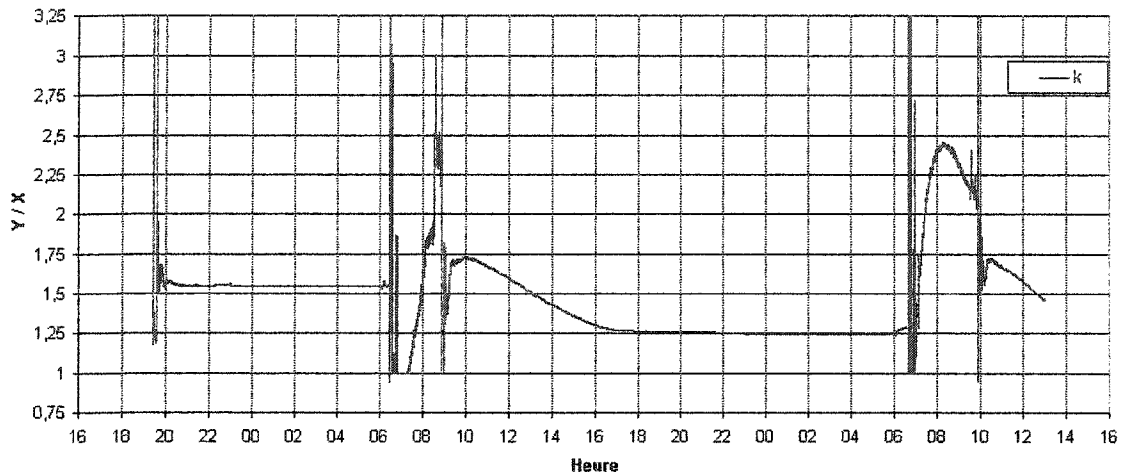


Graphique 36 Estimation du retard L de 6h à 12h

Pour expliquer cette différence, analysons la première séquence de démarrage, le retard est déterminé à 6h30, à la suite des 4 premiers pivotements du relais. Au même moment, sur le graphique 33, le système n'a pas encore atteint le régime permanent et de ce fait, le retard n'a pas été correctement identifié. Ce qui démontre l'importance d'une séquence de démarrage assez longue pour permettre au système de se stabiliser. Contrairement à la première séquence de démarrage, lors de la deuxième séquence de démarrage, l'état thermique du système s'est rapproché des conditions d'opération et le système est rapidement entré en régime permanent. Ainsi le retard L a été estimé avec une valeur plus convenable.

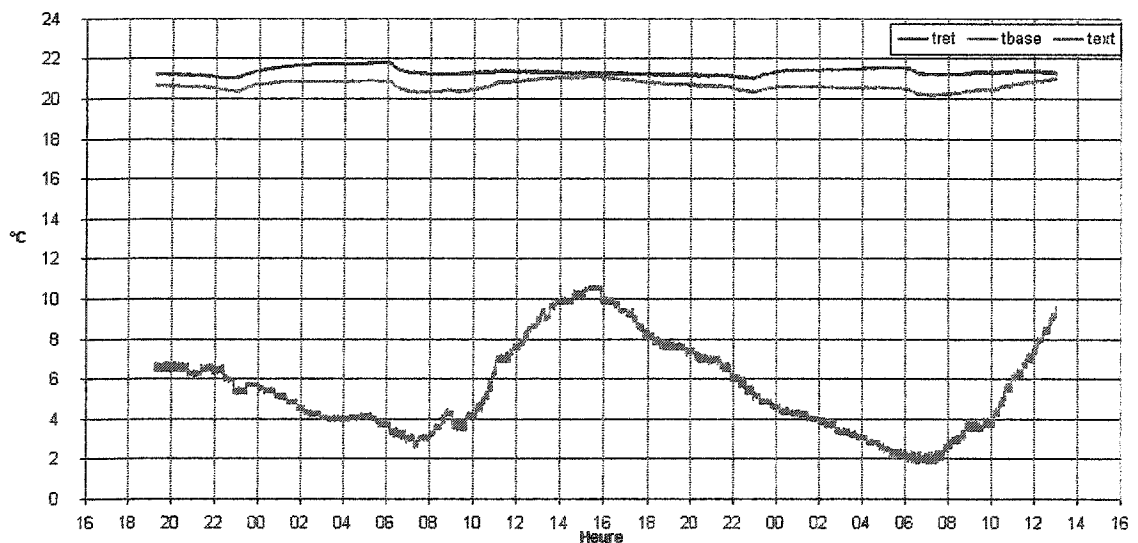
Le graphique 37 illustre la variation dans le temps du gain défini par le rapport entre la réponse du système Y et le signal de commande X . Pour caractériser la dynamique d'un système, le système doit être perturbé. Cette propriété a été discutée à la section 4.6. Or, comme le démontre le graphique 32, le système ne subit aucune perturbation

significative entre 9h00 et 23h00. Et pourtant, au cours de cette période, le moteur d'identification fait converger le gain K de 1,75 à 1,25.



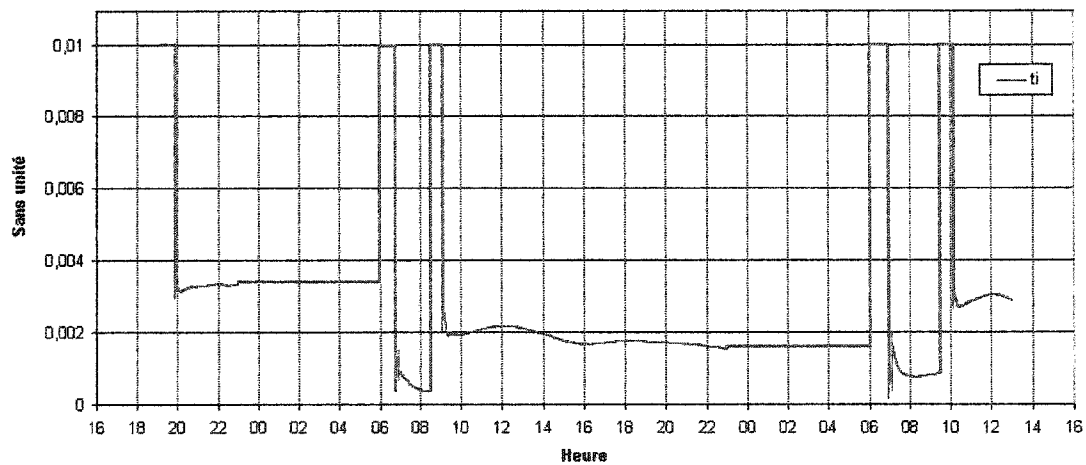
Graphique 37 Gain k du système

Le graphique 38 illustre la température extérieure mais aussi la température de retour et la température de base utilisée par le module d'identification. La température de base ne varie pas beaucoup puisque le minimum d'air frais a été évalué à seulement 20%.

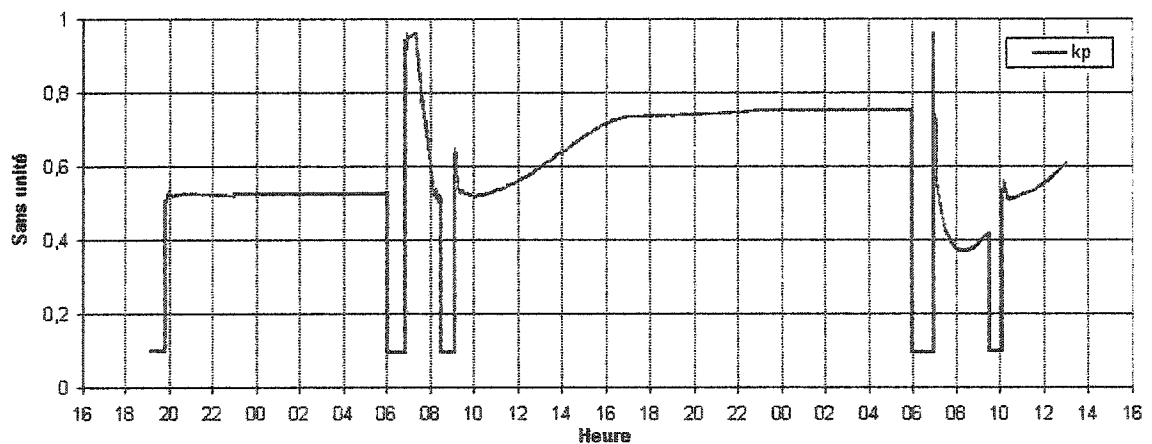


Graphique 38 Température de retour de base et extérieure

De plus, un degré Celsius a été ajouté pour considérer l'élévation de la température occasionnée par le ventilateur. Le graphique 39 illustre la variation dans le temps du coefficient d'intégration T_i . Entre 6h50 et 9h10, le coefficient varie autour de 0,0007. Ce qui explique le ralentissement du système à la première séquence de démarrage. À 9h30, lorsque la deuxième séquence de démarrage se termine, le contrôleur adaptatif est activé avec un coefficient d'intégration de 0,002 qui correspond à une différence de 2,87 fois la valeur obtenue antérieurement.



Graphique 39 Coefficient d'intégration T_i



Graphique 40 Coefficient proportionnel K_p

Les périodes où le terme d'intégration T_i égale 0,01 correspondent aux périodes où le contrôleur adaptatif est désactivé et remplacé par un contrôleur PI classique avec des paramètres par défaut. La variation du coefficient proportionnel K_p du contrôleur est illustrée au graphique 40.

6.2.2 Identification du retard pour une fonction de transfert du 2^{ème} ordre

Il est clair que la méthode d'identification du retard, décrite à la section 4.3, donne une mauvaise estimation du retard lorsque le système est en régime transitoire. De ce fait, la méthode décrite à la section 4.3 a été modifiée de façon à accroître la fiabilité du module d'identification et à minimiser les délais d'identification. La modification est décrite par la relation (5.14).

$$L = \frac{(L_n + L_{n+1})}{2 \cdot ods} \quad \left| \quad \begin{array}{l} ods = \text{ordre du système} \\ n = 5 = \text{nombre de pivotement du relais} \end{array} \right. \quad (5.14)$$

Contrairement à un système de premier ordre, il est plus difficile de déterminer le retard d'un système de deuxième ordre mis en oscillation par la structure illustrée à la figure 14. La réponse d'une fonction de transfert avec retard est continue mais, en la dérivant, une courbe discontinue est obtenue.

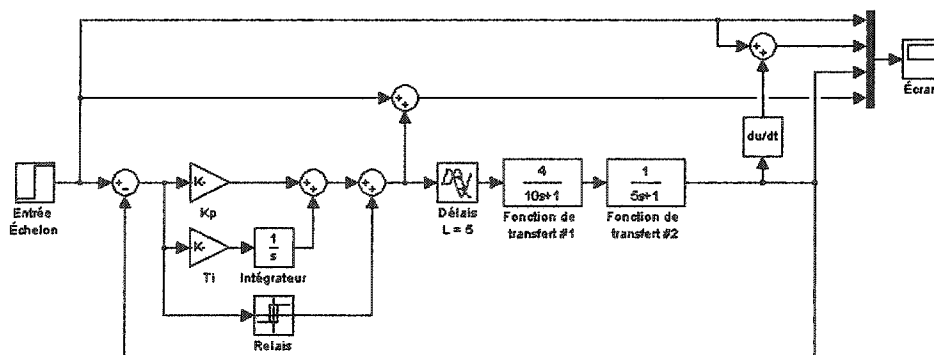
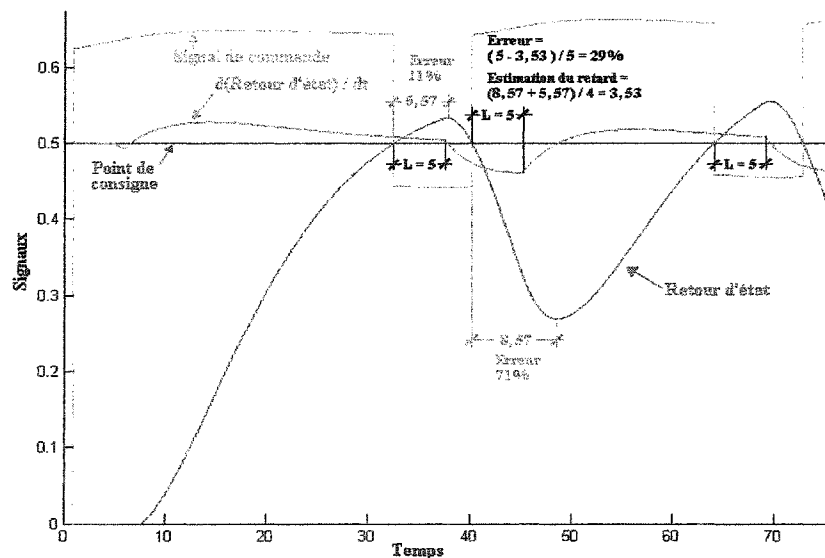


Figure 22 Schéma de contrôle pour quantification du retard

Maintenant révélée, cette discontinuité expose à son tour le retard défini par le délai entre le pivotement du relais et la discontinuité. La figure 22 illustre le schéma de simulation construit dans Simulink et utilisé pour démontrer la méthode. Il est équivalent à la structure de commande de la figure 14.

Si, en présence d'un système de second ordre, la méthode de quantification du retard pour les systèmes de premier ordre est utilisée, il est possible d'obtenir une estimation moins précise qu'avec la méthode décrite par la relation (5.14).

Le graphique 41 illustre un exemple où l'erreur maximale (71%) est obtenue avec la méthode de quantification du retard pour les systèmes de premier ordre.



Graphique 41 Identification du retard pour système du deuxième ordre

Or, ces principes sont testés en pratique et la dérivation numérique du retour d'état, obtenue avec contrôleur adaptatif implanté dans l'ATmega16, génère un signal fortement bruité. De plus, que ce soit avec une dérivée de premier ordre ou de troisième, aucune discontinuité, caractérisant le retard, n'a pas été observée. Pour toutes ces raisons, la relation (5.14) a été adoptée.

6.3 Amélioration des performances

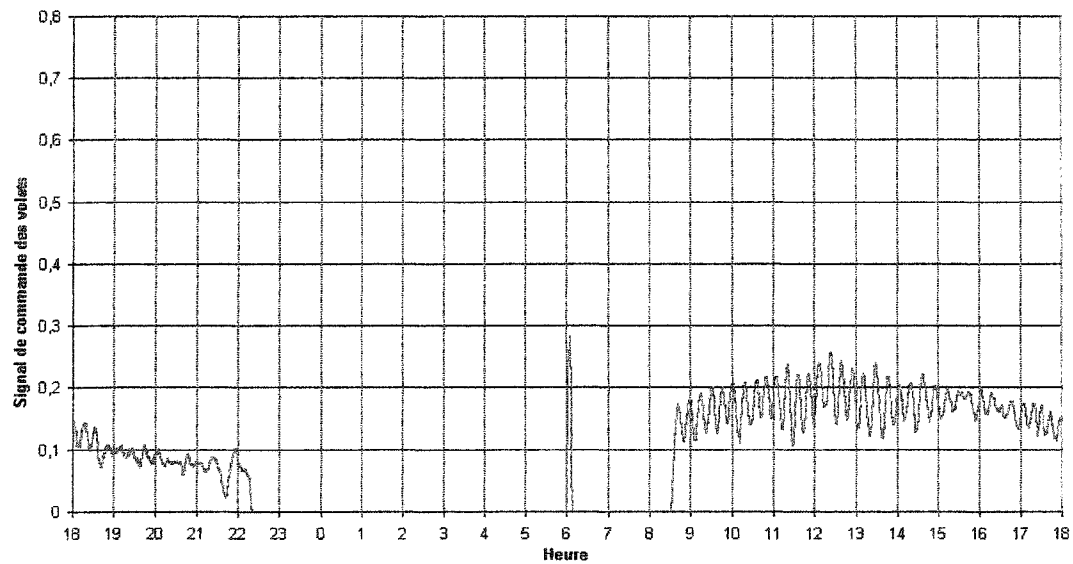
Contrairement à un contrôleur classique, le contrôleur adaptatif est en mesure de s'ajuster à tout moment afin d'assurer un contrôle approprié. Normalement, si le contrôleur ne change pas d'élément contrôlé, seulement une séquence de démarrage aura lieu.

Il est aussi possible d'obtenir les mêmes performances avec un contrôleur classique dans la mesure où un suivi des boucles de contrôle est effectué et que les boucles sont réajustées lorsque nécessaire. Or, cette pratique demande du temps et n'est pas toujours incluse au politique d'entretien des systèmes CVAC puisque le problème est souvent intermittent et de ce fait, souvent inconnu du personnel d'entretien.

Pour évaluer les performances du contrôleur adaptatif, trois cas spécifiques sont comparés. En premier lieu, pour un système équivalant à celui illustré à la figure 3, les paramètres du contrôleur PI-1, choisi à la suite de la période de rodage, ont été conservés pour évaluer le fonctionnement du système avec les paramètres normalement utilisés par le contrôleur PI-1. En second lieu, les paramètres PI ont été ajustés pour amener le système en état d'instabilité. Finalement, le contrôleur classique, utilisé pour les deux cas précédents, a été remplacé par le contrôleur adaptatif. Le critère de performances est défini par la sommation des variations du signal de commande.

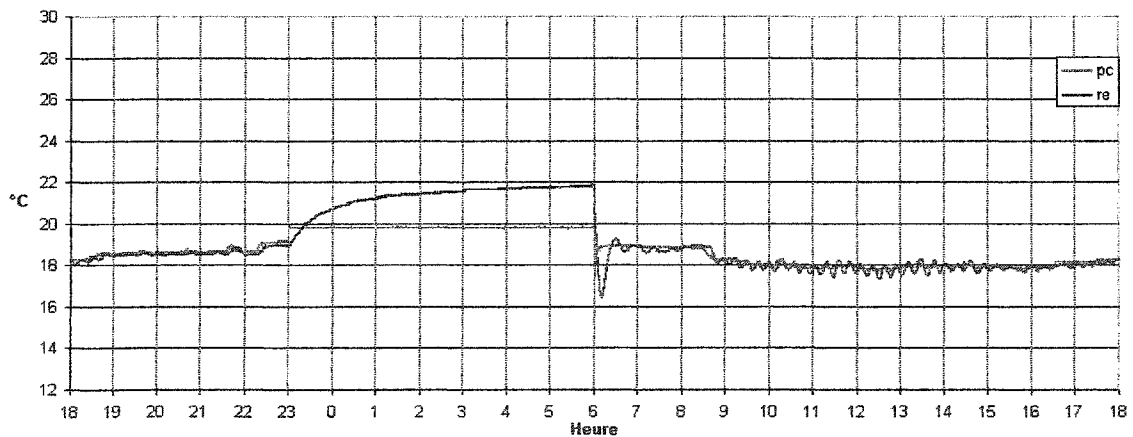
$$CP = \sum_{t=t_0}^{fin} abs(sc_{t+1} - sc_t) \quad (5.15)$$

Le graphique 42 illustre la position des volets lorsque le contrôleur PI-1 est ajusté avec les paramètres communs déterminés à la suite de la période de rodage. Le terme intégrateur est de 0,2. Au cours de la période, l'amplitude maximale d'oscillation a été de 10%.



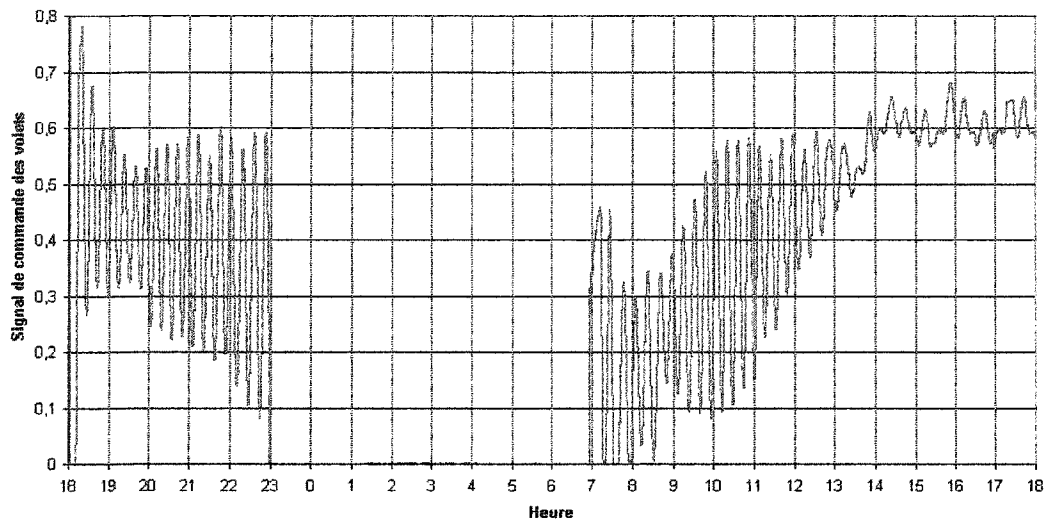
Graphique 42 Position des volets avec le contrôleur classique : $I = 0,2$

Le graphique 43 illustre les conséquences de l'oscillation sur la température d'alimentation.



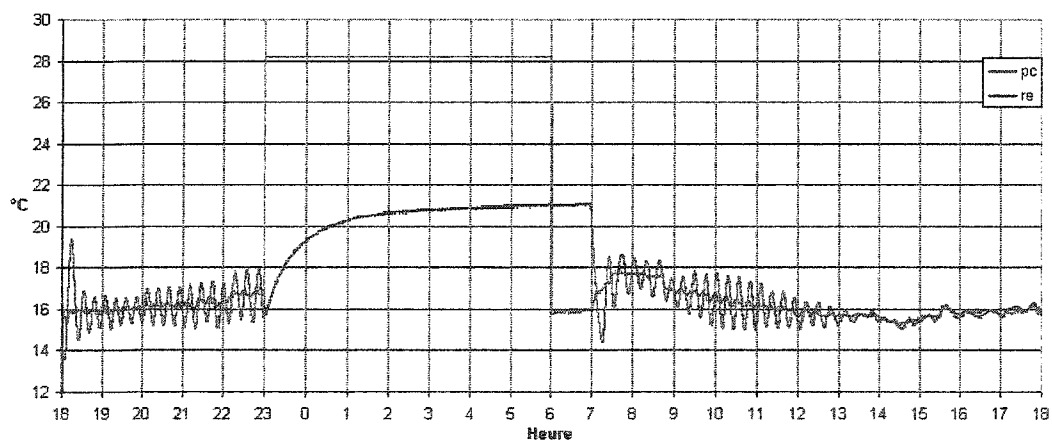
Graphique 43 Point de consigne, retour d'état et contrôleur classique : $I = 0,2$

Le graphique 44 illustre la position des volets lorsque le contrôleur PI-1 est ajusté pour mettre le système en état d'instabilité. Le terme intégrateur est de 0,3.



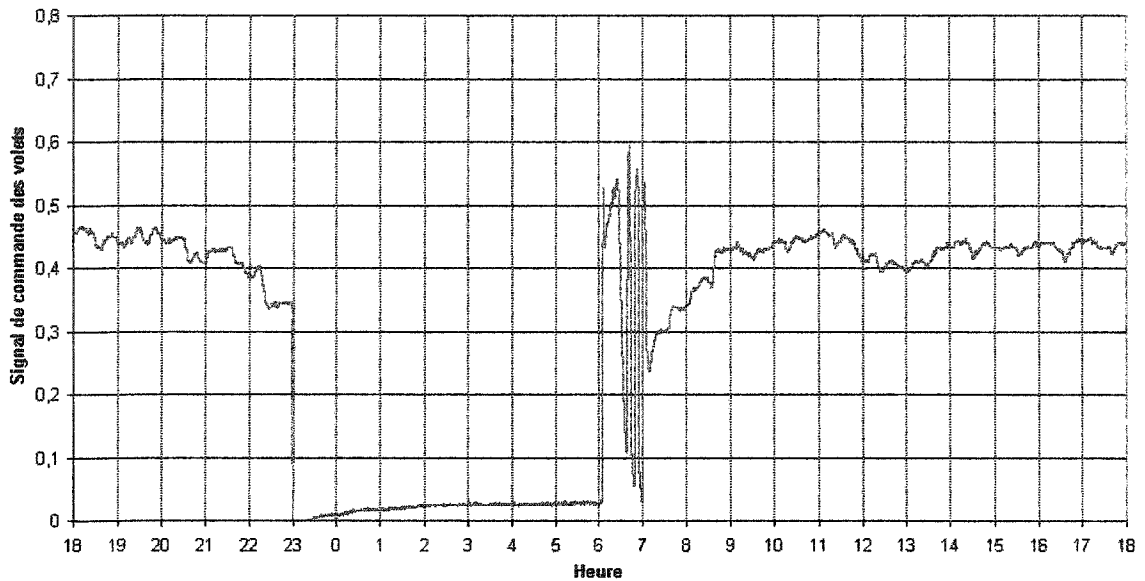
Graphique 44 Position des volets avec le contrôleur classique : $I = 0,3$

Le graphique 45 illustre les conséquences de cette instabilité sur la température d'alimentation qui sont évidemment plus importantes.



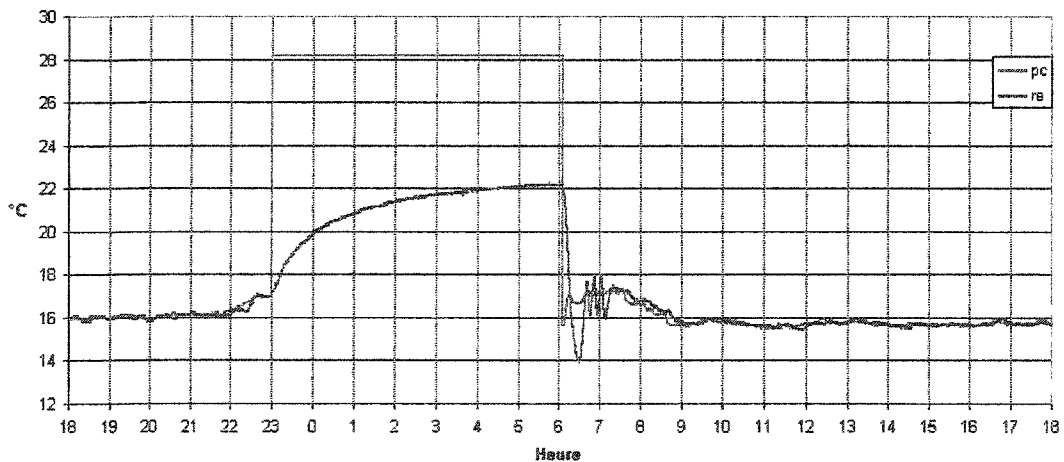
Graphique 45 Point de consigne, retour d'état et contrôleur classique : $I = 0,3$

Le graphique 46 illustre la position des volets lorsque le contrôleur PI-1 est remplacé par le contrôleur adaptatif.



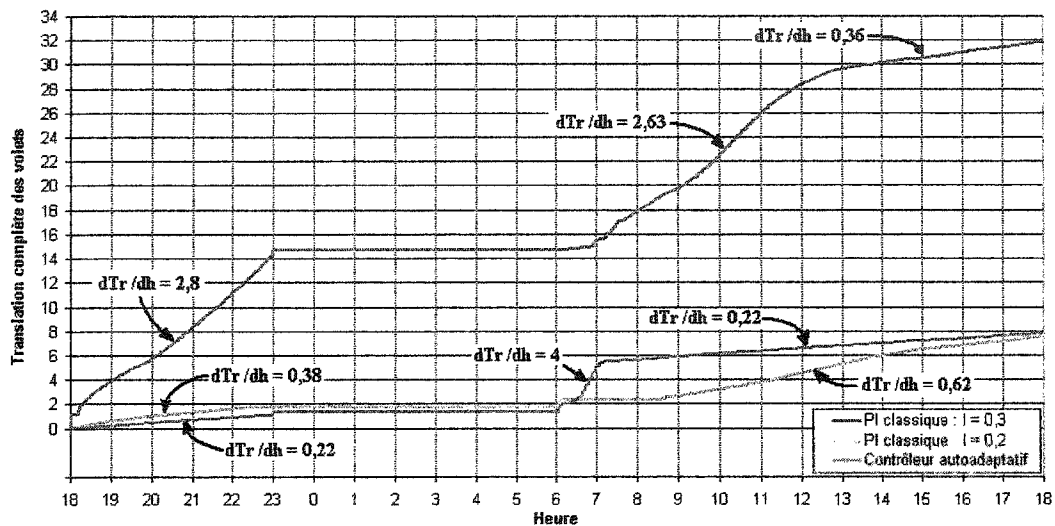
Graphique 46 Position des volets avec le contrôleur adaptatif

Le graphique 47 illustre le point de consigne et la température d'alimentation lorsque le système est contrôlé avec le contrôleur adaptatif.

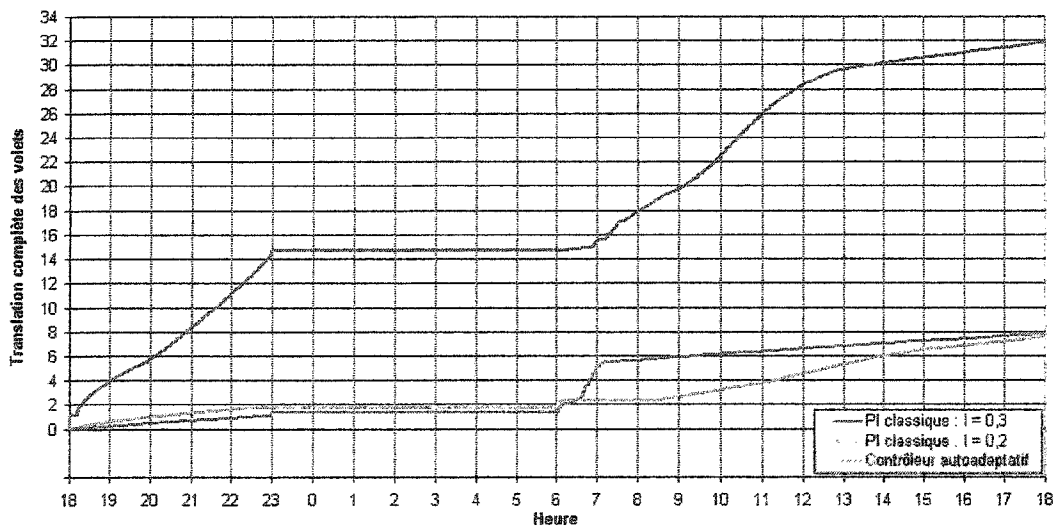


Graphique 47 Point de consigne, retour d'état et contrôleur adaptatif

Le graphique 48 montre le déplacement total des volets, pour les trois cas précédents. Une valeur unitaire de la sommation du signal de commande correspond à une translation complète de l'élément contrôlé. Calculée sur une base horaire, la vitesse moyenne du signal de commande est aussi présentée sur le graphique 48.



Graphique 48 Déplacement total des volets



Graphique 49 Sommation de l'erreur

Le graphique 49 illustre la sommation de l'erreur des trois cas précédents. Puisque le bâtiment desservi par le système ouvre ses portes à 7h00, il n'est pas pertinent d'effectuer la sommation pour la période entre 6h00 et 7h00.

Le tableau IV présente le sommaire des résultats obtenus lors des trois expérimentations. Le contrôleur PI ayant I égale à 0,3 a généré 433% plus de déplacement que le contrôleur PI ayant I égale à 0,2. D'autres parts, même avec les déplacements nécessaires lors de la séquence démarrage, le contrôleur adaptatif a causé autant de déplacement que le contrôleur PI ayant I égale à 0,2.

Avec le contrôleur adaptatif, le déplacement de l'actionneur est principalement généré lors de la séquence de démarrage. De ce fait, en dehors de la période de démarrage, l'actionneur est demeuré plus stable avec le contrôleur adaptatif qu'avec le contrôleur PI ayant I égale à 0,2. Par contre, dans le cas où le système mécanique serait arrêté sans planification, il est fort probable que cette action génère l'activation d'une séquence de démarrage. Il est donc recommandé d'effectuer l'entretien des équipements lors des arrêts planifiés, c'est à dire au moment où le point de consigne indique au contrôleur l'arrêt des systèmes mécaniques.

Tableau IV

Sommaire comparatif de l'évaluation des performances

	Déplacement total	Variation %	Vitesse moyenne max. (m/s) (m/s) max.	Variation %	Sommation de l'erreur (DC-IR)	Variation %
Contrôleur classique						
Paramètres I = 0,2	6	0%	0,62	0%	25	0%
Paramètres I = 0,3	32	433%	2,63	324%	88	252%
Contrôleur autoadaptatif	6	0%	4	545%	19,5	-22%

Lorsque le système est contrôlé par le contrôleur PI ayant I égale à 0,3, la vitesse moyenne obtenue a été 3,2 fois plus grande que la vitesse moyenne du contrôleur PI ayant I égale à 0,2.

Lors de la séquence de démarrage du contrôleur adaptatif, la vitesse moyenne de déplacement des actionneurs a été 5,4 fois plus grande que la vitesse normale du contrôleur PI ayant I égale à 0,2.

Avec le contrôleur PI ayant I égale à 0,3, la sommation de l'erreur est supérieure de 252% qu'avec le contrôleur PI ayant I égale à 0,2. Comparativement au contrôleur PI avec I égale à 0,2, en utilisant le contrôleur adaptatif, la sommation de l'erreur est réduite de 22%.

6.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons vu ce qui constitue le point culminant du projet qui consiste à confirmer les performances du contrôleur adaptatif. Les résultats ont été satisfaisants. Les performances du contrôleur adaptatif se rapprochent plus de celle obtenues avec le contrôleur PI ayant I égale à 0,2 qu'avec le contrôleur PI ayant I égale à 0,3 en état d'instabilité. Par contre, précisons que l'avantage du contrôleur adaptatif consiste à assurer la stabilité du système, ce qui a été démontré.

De plus, il faut savoir que le contrôleur adaptatif peut être amélioré particulièrement au niveau du module de supervision qui gère le fonctionnement du contrôleur. Pour minimiser l'impact de la séquence de démarrage, le module de supervision devrait pouvoir définir l'amplitude du relais en fonction du gain système. De plus, pour minimiser l'utilisation des actionneurs lors de la séquence de démarrage, si le retard L ne varie pas beaucoup à chaque identification, il serait avantageux d'utiliser une valeur moyenne du retard associé à un actionneur donné gardé en mémoire. Toutefois, la séquence de démarrage ne peut totalement être évitée puisque le système se doit d'être perturbé pour être caractérisé dynamiquement.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce mémoire réunit les principales étapes d'analyse ayant menées à l'élaboration d'un contrôleur adaptatif de type proportionnel et intégral dont le champ d'application est restreint au système pouvant être modélisé par une fonction de transfert de premier ordre avec retard. La validation du contrôleur adaptatif a été effectuée sur un système de climatisation à débit d'air variable.

Le contrôleur adaptatif, développé au cours de ce projet, est en mesure d'assurer un contrôle plus stable qu'un contrôleur classique dans la mesure où le module d'identification et le contrôleur travaillent en temps réel (sauf pour la quantification du retard qui se fait selon une procédure séquentielle). Le module de supervision assure le bon fonctionnement du contrôleur sans intervention humaine. Enfin, l'élaboration du contrôleur s'est fait de façon à minimiser les coûts de fabrication. La somme du coût des composantes constituant le prototype se limite à 40\$. Les résultats obtenus témoignent de l'atteinte des objectifs initiaux

En terminant, le contrôleur adaptatif développé au cours de ce projet n'est pas parfait et peut encore être amélioré. La section suivante donne quelques précisions relatives aux améliorations possibles.

RECOMMANDATIONS

Le contrôleur développé au cours de ce travail a démontré plusieurs avantages mais aussi quelques inconvénients qui peuvent être minimisés. Les derniers résultats obtenus ont mené à quelques éléments de solution pouvant aider ceux qui désirent poursuivre ce projet.

1. Établir une relation entre le gain du système et l'amplitude du relais de façon à minimiser l'utilisation des actionneurs.
2. Inclure au contrôleur une procédure permettant d'évaluer la pertinence de la quantification du retard et minimiser les déplacements causés par la séquence de démarrage.
3. Définir un critère qui quantifie le niveau d'instabilité activant la séquence de démarrage.
4. Augmenter la capacité d'identification en modifiant ou en cherchant d'autres algorithmes plus performants.
5. Poursuivre le développement du contrôleur de façon à permettre le contrôle des dynamiques d'ordre plus élevé.

ANNEXE 1

Liste des composantes et évaluation des coûts

ANNEXE 2

**Code du contrôleur adaptatif
implanté dans le microcontrôleur**

```

/*****
This program was produced by the
CodeWizardAVR V1.24.1a Standard
Automatic Program Generator
© Copyright 1998-2004 Pavel Haiduc, HP InfoTech s.r.l.
http://www.hpinfotech.ro
e-mail:office@hpinfotech.ro

```

```

Project :
Version :
Date   : 2004-05-05
Author : David Messier
Company : Quebec Canada
Comments:

```

```

Chip type      : ATmega16
Program type   : Application
Clock frequency : 1,000000 MHz
Memory model   : Small
External SRAM size : 0
Data Stack size : 256
*****/

```

```

#include <mega16.h>
#include <delay.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>

```

```

#define FIRST_ADC_INPUT 0
#define LAST_ADC_INPUT 7
unsigned char adc_data[LAST_ADC_INPUT-FIRST_ADC_INPUT+1];
#define ADC_VREF_TYPE 0x20
// ADC interrupt service routine
// with auto input scanning
interrupt [ADC_INT] void adc_isr(void)
{
    register static unsigned char input_index=0;
    // Read the 8 most significant bits
    // of the AD conversion result
    adc_data[input_index]=ADCH;
    // Select next ADC input
    if (++input_index > (LAST_ADC_INPUT-FIRST_ADC_INPUT))
        input_index=0;
    ADMUX=(FIRST_ADC_INPUT|ADC_VREF_TYPE)+input_index;
    // Start the AD conversion
    ADCSRA|=0x40;
}

```

```

// Declare your global variables here
// Pour le contrôleur

```

```

int pc=0;          // Point de consigne
int re=0;          // Retour d'état

```

```

float fpc[3] = {0,0,0};    // Filtre pour la variable pc
float fre[3] = {0,0,0};    // Filtre pour la variable re
float fret[3] = {0,0,0};   // Filtre pour la variable tret (température de retour)
float ftext[3] = {0,0,0};  // Filtre pour la variable text (température extérieure)

```

```

float sc = 0;    // Signal de commande
float sc2 = 0;   // Signal de commande sans le relais
int scp[200];    // Tableau du signal de commande passé

```

```

int e = 0;       // Erreur entre pc et re

```

```

float se = 0;      // Sommaton de l'erreur

float kp = 1;     // Gain kp du contrôleur
float kpp = 1;   // Gain kp antérieur
float kppp;      // Gain kp antérieur
float ti = 10;   // Gain ti du contrôleur
float tii = 10;  // Gain ti antérieur
float tiii;      // Gain ti antérieur

int sig = -1;    // Signe pour le calcul de l'erreur

float lim;      // Limite pour l'activation du relais pour identification
int taud = 1;   // Constante de temps désiré
float mtd = 1;  // Multiplicateur de la constante taud

float volt;     // Variables utilisées pour le calcul des registres de la sortie DA PWM10bits
float voltH;
float voltB;
int pcarr = 225; // Valeur du point de consigne qui arrete de la sommation de l'erreur et le moteur d'identification

// Pour l'identificateur
int tret = 25;      // Température de retour
float tretf = 25;  // Température de retour
int text = 25;     // Température extérieure
float textf = 25;  // Température extérieure

int tmel;          // Température de mélange

float pval = 0.35; // Pourcentage d'ouverture de la valve
int pvol;          // Position des volets
int conn=192;     // Connecteur entre le module d'adaptation et le contrôleur

float Pa[2]={0.5,0.5}; // Paramètre a de la matrice P
float Pb[2]={0,0};    // Paramètre b de la matrice P
float Pc[2]={0,0};   // Paramètre c de la matrice P
float Pd[2]={0.5,0.5}; // Paramètre d de la matrice P
float phiy[2]={0,0}; // Paramètre y de la matrice phi

float phiu[2]={0,0}; // Paramètre u de la matrice phi
int indtem[2] = {0,0}; // Indicateur temporel d'état de marche du moteur d'identification
float den=0;        // Dénominateur pour l'actualisation de la matrice P
float eeee=0;       // Erreur d'anticipation
float O1[2]={0.5,0.5}; // Parametre O1 de la matrice O
float O2[2]={0.5,0.5}; // Parametre O2 de la matrice O

float tau;          // Constante de temps du système
float k;            // Gain du système
int L=1;           // Retard L pour l'identification
int LL=1;          // Retard L pour l'identification
int TL;           // Constante de temps désirée définie par la relation de Hittle qui dépende de L
int n1;            // Nombre 1 (utilisé pour le balayage des boutons poussoir)

float ampr = 12;   // Amplitude du relais utilisé directement dans le calcul de SC
int ampr2 = 20;   // Amplitude du relais des volets
int ampr3 = 20;   // Amplitude du relais de la valve de refroidissement
//int ampr4 = 10; // Amplitude du relais de la valve de chauffage
int indr = 1;     // Indicateur pour l'activation du relais
int indd = 1;    // Indicateur de direction utilise avec le relais dans le cas ou l'erreur est de zero
int cret;        // Compteur du retard
int cppv = 0;    // Compteur de pivotement
int reex;       // Retour d'état maximal 1 obtenu, utilisé pour quantifier le retard L
int tex;        // Temps où la valeur extrême a été enregistrée
int zap = 0;    // Variable de perturbation du moteur d'identification
int dzap = 0;  // Drapeau du ZAP utilisé pour automatiser la mise en route du moteur d'identification
int base;      // Base de référence pour l'identification

```

```

float maf = 0.067;          // Minimum d'air frais

// Variable de fonctionnalité
int eb1=1;                 // État 1 du bouton poussoir
int eb2;                  // État 2 du bouton poussoir
int indm;                 // Indicateur de mode
int ii = -1;              // Compteur associé au tableau du signal de commande SC
int iii = 0;              // Compteur associé au passage automatique des paramètres du contrôleur à la suite
                             // des 10 pivotements du relais
int iiii = 0;             // Compteur en cas de divergence du moteur d'identification
int i2 = 0;               // Compteur pour la détection des plages mortes où le contrôleur adaptatif peut diverger

int mest;                 // Estimation du mode d'opération du système de ventilation

// Les fonctions

// Quantification du retard / Enregistrement des valeurs extrêmes
int enrgvext(int re, int cret){
    reex = re;
    tex = cret;
    return reex;
    return tex;
}

// Calcul de la tension avec les optocoupleurs (utilisé avec la température extérieure et de retour)
float top(int tret){
    float ttretf;
    ttretf = (float)tret*0.01925;
    ttretf = 0.062746*pow(ttretf,3)+-0.50467*pow(ttretf,2)+1.8467*pow(ttretf,1)+0.66388*pow(ttretf,0);
    return ttretf;
}

// Calcul des registres utilisé pour le convertisseur DA PWM 10bits
int SC10bits(int sc){
    // volt = 100*sc/1024;
    volt = 0.097656*sc;
    voltH = ((volt*10.23)/(256));
    if(voltH < 0){
        voltH = 0;
    }
    OCR1AH = voltH;
    //voltB = 255*((volt*1023/100)/(2*2*2*2*2*2*2*2)-(int)((volt*1023/100)/(2*2*2*2*2*2*2*2)));
    voltB = 255*((volt*10.23)/(256)-(int)((volt*10.23)/(256)));
    OCR1AL = voltB;

    return OCR1AH;
    return OCR1AL;
}

void main(void)
{
    // Declare your local variables here

    // Input/Output Ports initialization
    // Port A initialization
    // Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
    // State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
    PORTA=0x00;
    DDRA=0x00;

    // Port B initialization
    // Func7=Out Func6=Out Func5=Out Func4=Out Func3=Out Func2=Out Func1=Out Func0=Out
    // State7=0 State6=0 State5=0 State4=0 State3=0 State2=0 State1=0 State0=0
    PORTB=0xFF;
}

```

```
DDRB=0xFF;

// Port C initialization
// Func7=In Func6=In Func5=In Func4=In Func3=In Func2=In Func1=In Func0=In
// State7=T State6=T State5=T State4=T State3=T State2=T State1=T State0=T
PORTC=0x00;
DDRC=0x00;

// Port D initialization
// Func7=Out Func6=Out Func5=Out Func4=Out Func3=Out Func2=Out Func1=Out Func0=Out
// State7=0 State6=0 State5=0 State4=0 State3=0 State2=0 State1=0 State0=0
PORTD=0x00;
DDRD=0xFF;

// Timer/Counter 0 initialization
// Clock source: System Clock
// Clock value: Timer 0 Stopped
// Mode: Normal top=FFh
// OC0 output: Disconnected
TCCR0=0x00;
TCNT0=0x00;
OCR0=0x00;

// Timer/Counter 1 initialization
// Clock source: System Clock
// Clock value: 16000,000 kHz
// Mode: Fast PWM top=03FFh
// OC1A output: Non-Inv.
// OC1B output: Discon.
// Noise Canceler: Off
// Input Capture on Falling Edge
TCCR1A=0x83;
TCCR1B=0x09;
TCNT1H=0x00;
TCNT1L=0x00;
ICR1H=0x00;
ICR1L=0x00;
OCR1AH=0x00;
OCR1AL=0x00;
OCR1BH=0x00;
OCR1BL=0x00;

// Timer/Counter 2 initialization
// Clock source: System Clock
// Clock value: Timer 2 Stopped
// Mode: Normal top=FFh
// OC2 output: Disconnected
ASSR=0x00;
TCCR2=0x00;
TCNT2=0x00;
OCR2=0x00;

// External Interrupt(s) initialization
// INT0: Off
// INT1: Off
// INT2: Off
MCUCR=0x00;
MCUCSR=0x00;

// Timer(s)/Counter(s) Interrupt(s) initialization
TIMSK=0x00;

// USART initialization
// Communication Parameters: 8 Data, 1 Stop, No Parity
// USART Receiver: On
// USART Transmitter: On
```

```

// USART Mode: Asynchronous
// USART Baud rate: 9600
UCSRA=0x00;
UCSRB=0x18;
UCSRC=0x86;
UBRRH=0x00;
UBRRL=0x33;

// Analog Comparator initialization
// Analog Comparator: Off
// Analog Comparator Input Capture by Timer/Counter 1 : Off
// Analog Comparator Output : Off
ACSR=0x80;
SFIOR=0x00;

// ADC initialization
// ADC Clock frequency: 125,000 kHz
// ADC Voltage Reference: AREF pin
// ADC High Speed Mode: Off
// ADC Auto Trigger Source: None
ADMUX=FIRST_ADC_INPUT|ADC_VREF_TYPE;
ADCSRA=0xCB;
SFIOR&=0xEF;

// Global enable interrupts
#asm("sei")
while (1)
{
    // Place your code here

    // Le contrôleur PI //////////////////////////////////////
    //////////////////////////////////////

    // Retour d'état
    // Filtre pour le retour d'état
    fre[0] = fre[1];
    fre[1] = fre[2];
    fre[2] = adc_data[1];
    re = (fre[0] + fre[1] + fre[2])/3;

    // Point de consigne
    // Filtre pour le point de consigne
    fpc[0] = fpc[1];
    fpc[1] = fpc[2];
    fpc[2] = adc_data[0];
    pc = (fpc[0] + fpc[1] + fpc[2])/3;

    // Température de retour
    tret = adc_data[5];
    // tretf = (float)tret*4.91/255;
    tretf = top(tret)*51.9348;
    // Filtre pour la température de retour
    ftret[0] = ftret[1];
    ftret[1] = ftret[2];
    ftret[2] = tretf;
    tretf = (ftret[0] + ftret[1] + ftret[2])/3;

    // Température extérieure
    text = adc_data[3];
    // textf = (float)text*4.91/255;
    textf = 2*(top(text)-2.455)*51.9348;
    // Filtre pour la température extérieure
    ftex[0] = ftex[1]; // Filtre pour la variable pc
    ftex[1] = ftex[2];
    ftex[2] = textf;
    textf = (ftex[0] + ftex[1] + ftex[2])/3;
}

```



```

    sc = 1024;
    // Limitation de la sommation du signal d'erreur de telle sorte que sc = 255
    se = (1024 - kp*e)/ti;
}
// Limite inférieure des volets
else if (sc < 264){
    // Mettre 264 à zéro pour permettre le contrôle de la valve de chauffage
    sc = 264;
    // Limitation de la sommation du signal d'erreur de telle sorte que sc = 264
    // Mettre 264 à zéro pour permettre le contrôle de la valve de chauffage
    se = (264 - kp*e)/ti;
}
else{
    // Sommation de l'erreur
    se = se + e;
}
// Indicateur indique la marche du moteur d'identification
indtem[0] = indtem[1];
indtem[1] = 1;
}
else{
    // Indicateur indique l'arrêt du moteur d'identification
    indtem[0] = indtem[1];
    indtem[1] = 0;
}
}

if(e < 0){
    if(indd == 1){
        i2 = 0;
        indd = -1;
    }
    else{
        if(e<-5){
            i2 = i2 + 1;
        }
    }
}
if(e > 0){
    if(indd == -1){
        i2 = 0;
        indd = 1;
    }
    else{
        if(e>5){
            i2 = i2 + 1;
        }
    }
}
}

if(i2 > lim || ((indtem[1] == 1) && (indtem[0] == 0)) ){
    // Il faut metre le relais en marche pour 10 pivotements du relais
    indr = 1;
    // Il faut aussi indiquer avec le drapeau de réinitialisation que la réinitialisation peut être effectuée
    dzap = 1;
    // Réinitialisation de la valeur du délai
    L = 1;
    // Indicateur pour le passage des paramètres
    iii = 1;
    // On attribue les valeurs par défaut au contrôleur pour faire entrer ce dernier plus rapidement en état d'oscillation
    conn = 192;
    // Remise à zéro du compteur i2
    i2 = 0;
    // Remise à zéro du compteur de pivotement
    cppv = 0;
}
}

```

```

// Si on passe de l'arrêt à la marche du moteur d'identification
// if(indtem[1] == 1){
//   if(indtem[0] == 0){
//     // Il faut mettre le relais en marche pour 10 pivotements du relais
//     indr = 1;
//     // Il faut aussi indiquer avec le drapeau de réinitialisation que la réinitialisation peut être effectuée
//     dzap = 1;
//     // Réinitialisation de la valeur du délai
//     L = 1;
//     // Indicateur pour le passage des paramètres
//     iii = 1;
//     // On attribue les valeurs par défaut au contrôleur pour faire entrer ce dernier plus rapidement en état
d'oscillation
//     conn = 192;
//   }
// }

// Si le relais a effectué 4 pivotements
if(cppv == 4){
// Si les paramètres n'ont pas encore été passés
if(LL < tex){
  LL = tex;
}
}
// Si le relais a effectué 5 pivotements
if(cppv == 5){
// Si les paramètres n'ont pas encore été passés
if(L < tex){
  // Si le système ressemble à un premier ordre diviser par deux
  // Si le système ressemble à un deuxième ordre diviser par quatre
  L = (tex + LL)/4;
}
}
if(cppv == 6){ // 11
// Si les paramètres n'ont pas encore été passés
// Et si le drapeau de réinitialisation indique la possibilité ( =1 ) de réinitialiser
if(dzap == 1){
  // Alors on réinitialise le moteur d'identification
  zap = 1;
  // Et on indique avec le drapeau de réinitialisation qu'il n'est pas possible de réinitialiser
  dzap = 0;
}
else{
  // Au prochain tour, la réinitialisation est arrêtée
  zap = 0;
}
}

// Lorsque le relais a effectué 20 pivotements
if(cppv == 8){ // 20
// Si les paramètres n'ont pas encore été passés
if(iii == 1){
  // Le relais est arrêté
  indr = 128;
  // Les paramètres sont passés au contrôleur pour les valeurs qui ont été déterminées par le moteur
d'identification
  conn = 128;
  // La constante de temps désirée est définie comme étant égale à la constante de temps
  // taud = tau*mtd;
  // On indique que les paramètres ont été passés
  iii = 0;
}
}
// Dans le cas contraire
else{
  // Le conteur de pivotement est remis à zéro

```

```

    cppv = 0;
    // La liaison entre le contrôleur et le moteur d'identification est rompue
    // conn = 55;
    conn = 128;

}
}

// Attribution de la valeur du signal de commande au registre du PWM
SC10bits(sc);

}

// Incréméntation du compteur ii
if(ii==199){
    ii = -1;
}
ii = ii + 1;

// Enregistrement du signal de commande dans le tableau scp
base = (float)(kp*e+ti*se);
if(base > 262){
    //SC - SCbase0%
    //scp[ii] = (int)sc - (0*(444-264)+264);
    scp[ii] = (int)sc - (264);
    ampr = ampr2; // 45
}
if(base > 423){ // 423*1.35
    //SC - SCbase0%
    if((int)sc > (pval*(580)+444)){
        scp[ii] = (int)sc - (pval*(580)+444);
    }
    else{
        scp[ii] = 0;
    }
    ampr = ampr3; // 20
}

// L'identification //////////////////////////////////////
////////////////////////////////////

// Cueillette des dernières données d'identification
base = li-L;
if(ii-L<0){
    phiu[0] = (float)scp[200-L+ii];
}
else{
    phiu[0] = (float)scp[ii-L];
}

// Pour la condition suivante, la valeur de la variable sc2 est initialement
// équivalente à la valeur du signal de commande sans le relais
// if((pvol > 50 && pvol < 181 && (sc2 > 445 || sc2 < 262)){
if((pvol < 181 && (sc2 > 445 || sc2 < 233)){
    tme1 = (pvol-45)/(130);
    tme1 = textf*tme1 + tretf*(1-tme1) + 13;
    mest = 13;
}
else if((tme1 < 445 || sc2 == 445) && sc2 > 233){
    tme1 = textf*maf + tretf*(1-maf) + 13;
    mest = 2;
}

phiy[0] = (tme1 - (float)re);//4*

```

```

if(e == 0){
  i2 = 0;
  lim = 3100; // 20*1400/1;
}
else{
  // lim = (10000-1000)*( sign(e)*e / abs(tmel-pc) ) + 1000; // 20*1400/abs(e);
  // lim = (3100-600)*(sign(e)*(1 - e / (float)(tmel-pc))) + 600; // 20*1400/abs(e);
  lim = (2500)*(1 - (sign(e)*e / (float)(tmel-pc))) + 600; // 20*1400/abs(e);
  lim = fabs(lim);
}

if(pc < pcarr){
  // Calcul du dénominateur
  den = Pd[1]*phiu[1]*phiu[1]+(Pb[1]+Pc[1])*phiu[1]*phiy[1]+Pa[1]*phiy[1]*phiy[1]+1;

  // Mise a jours de la matrice Pabcd
  Pa[0] = ( ( Pa[1]*Pd[1] - Pb[1]*Pc[1] ) * phiu[1] * phiu[1] + Pa[1] ) / ( Pd[1] * phiu[1] * phiu[1] + ( Pb[1] + Pc[1] ) * phiu[1] * phiu[1] + Pa[1] * phiy[1] * phiy[1] + 1 );
  Pb[0] = -( ( Pa[1] * Pd[1] - Pb[1] * Pc[1] ) * phiu[1] * phiy[1] - Pb[1] ) / ( Pd[1] * phiu[1] * phiu[1] + ( Pb[1] + Pc[1] ) * phiu[1] * phiy[1] + Pa[1] * phiy[1] * phiy[1] + 1 );
  Pc[0] = -( Pc[1] * Pd[1] * phiu[1] * phiu[1] + ( Pa[1] * Pd[1] + Pc[1] * Pc[1] ) * phiu[1] * phiy[1] + Pc[1] * ( Pa[1] * phiy[1] * phiy[1] - den ) ) / den;
  Pd[0] = -( Pd[1] * Pd[1] * phiu[1] * phiu[1] + ( Pb[1] + Pc[1] ) * Pd[1] * phiu[1] * phiy[1] + Pb[1] * Pc[1] * phiy[1] * phiy[1] - den * Pd[1] ) / den;

  if(zap == 1){
    Pa[0] = Pa[0] + 0.0001;
    Pb[0] = Pb[0] + 0;
    Pc[0] = Pc[0] + 0;
    Pd[0] = Pd[0] + 0.0001;
    zap = 0;
  }

  // Calcul de l'erreur d'anticipation ee
  eeee = phiy[0] - (O2[1] * phiu[1] + O1[1] * phiy[1]);

  // Mise a jours de la matrice O12
  O1[0] = O1[1] + (Pb[0] * phiu[1] + Pa[0] * phiy[1]) * eeee;
  O2[0] = O2[1] + (Pd[0] * phiu[1] + Pc[0] * phiy[1]) * eeee;

  } // pour le if(pc > pcarr){

if(O1[0] > 1){
  O1[0] = 0.999999;
}
if(O2[0] < 0){
  O2[0] = 0.000001;
}

// Calcul des paramètres de la fonction de transfert
tau = -1/log(O1[0]);

if(tau > 2000){
  tau = 2000;
  iii = iii + 1;
  i2 = i2 + 1;
}
else if(tau < 40){
  tau = 40;
  iii = iii + 1;
  i2 = i2 + 1;
}
}

```

```

// Maintenant que la variable tau est déterminée et vérifiée, alors il est temps de déterminer la
// valeur de la variable k
k = O2[0]/(1-exp(-1/tau));
if(k > 20){
    k = 20;
    i2 = i2 + 1;
}
if(k < 1){
    k = 1;
    i2 = i2 + 1;
}

// Passage des paramètres présent aux paramètres passés
Pa[1] = Pa[0];
Pb[1] = Pb[0];
Pc[1] = Pc[0];
Pd[1] = Pd[0];

O1[1] = O1[0];
O2[1] = O2[0];

phiy[1] = phiy[0];
phiu[1] = phiu[0];

// Enregistrement des gains du contrôleur avant remise à jours
if(pc < pcarr){
    if(conn == 128){
        TL = L*2.71-L;
        if(tau*mtd > TL){
            taud = tau*mtd;
        }
        else{
            taud = TL;
        }
    }
    tiii = 1/( (float)k * ( (float)taud + (float)L ) );
    kppp = (float)tau/((float)k*((float)taud+(float)L));

    // Si la mise en marche est activée
    // Pour connecter le contrôleur au moteur d'identification
    if(conn == 128){
        tii = ti;
        kpp = kp;

        ti = tiii;
        kp = kppp;
    }
    // Pour avoir les valeurs par défaut
    else if (conn == 192){
        tii = ti;
        kpp = kp;

        ti = 0.01;
        kp = 0.1;
    }

    // Pour conserver les mêmes valeurs
    else if (conn == 55){
        tii = ti;
        kpp = kp;
    }
    se = ((kpp - kp)*e + tii*se) / ti;
}

```

```

// Boucle de balayage des boutons poussoir
while(n1<12){ // Boucle d'ajustement de la vitesse de balayage
    n1 = n1+1;

    if(PINC == 67){
        if(eb1 == 1){
            indm=indm+1;
            eb1=2;
            eb2=2;
        }
    }
    // Si l'indicateur de mode dépasse 8, il est ramener à 0
    if(indm>8){
        indm=0;
    }

    // si PINC = 10 0000 11
    // Si le bouton 2 est déjà à 1(ferme)
    //
    if(eb2 == 1){
        // il ne se passe rien
        delay_ms(25); // 25
    }
    // Si non : le PORTB indique en clignotant la valeur de l'indicateur de mode
    else{
        PORTB = 255-indm;
        delay_ms(50); // 25
        // PORTB = 255;
        //delay_ms(25); // 25
    }

    eb1=1;

    if(PINC == 131){
        if(eb2 == 1){
            eb2=2;
            PORTB = 170;
        }
        else{
            eb2 = 1;
            PORTB = 85;
        }
        delay_ms(25); // 25
    }
    delay_ms(25); // 25
}; // fin du while

// Remise à zéro de n1 qui est utilisé pour le balayage des boutons poussoir
n1=0;

// ////////////////////////////////////// //////////////////////////////////////
// Mode 0 : Aucun mode de n'est sélectionné
// Sortie : 0000 0000
if(indm == 0){
    eb2=2;
}

// ////////////////////////////////////// //////////////////////////////////////
// Mode 1 : Modification du multiplicateur de la constante de temps désirée
// 0000 0001
else if(indm == 1){
    if(eb2 == 1){

```



```

// 0000 0001
if(PINC == 194){
  // if(taud < 1500){
  if(mtd < 3){
    // taud = taud + 10;
    mtd = mtd + 0.1;
  }
}

// 0000 0010
else if(PINC == 193){
  if(mtd > 0.5){
    // taud = taud - 10;
    mtd = mtd - 0.1;
  }
}

// 00 0000 11
else if (PINC == 192){
  zap = 1;
}
}

#####
// Mode 2 : Activation du module d'identification au contrôleur
// 0000 0010
else if(indm == 2){
  if(eb2 == 1){
    // Désactivation
    // 0000 0010
    if(PINC == 193){
      conn = 55;
      PORTB = 255 - conn;
    }
    // Activation
    // 0000 0001
    else if(PINC == 194){
      conn = 128;
      PORTB = 255 - conn;
    }
    // Passage manuel des paramètres PI par défaut au contrôleur
    // 0000 0011
    else if(PINC == 192){
      conn = 192;
      PORTB = 255 - conn;
    }
  }
}

#####
// Mode 3 : Affichage et ajustement du retard L
// 0000 0011
else if(indm == 3){
  if(eb2 == 1){

    // Affichage de la valeur de L
    PORTB = 255 - L;
    // Entrée : 00 0000 11 : Attribution de la valeur du retard tex obtenue avec le relais au paramètre L
    if (PINC == 192){
      L = tex;
    }

    // 0000 0001
    if(PINC == 194){
      L = L + 1;
    }
  }
}

```

```

    }
    // 0000 0010
    else if(PINC == 193){
        L = L - 1;
    }

    //if(L < 0){
    // L = 1;
    //}
    //else if(L > 199){
    // L = 199;
    //}
}
}

////////////////////////////////////
// Mode 4 : Ajustement de l'amplitude du relais
// 0000 0100
else if(indm == 4){
    if(eb2 == 1){
        // 0000 0001

        if(base > 262){
            if(PINC == 194){
                ampr2 = ampr2 + 1;
            }
            // 0000 0010
            else if(PINC == 193){
                ampr2 = ampr2 - 1;
            }
        }
        if(base > 423){ // 423*1.35
            if(PINC == 194){
                ampr3 = ampr3 + 1;
            }
            // 0000 0010
            else if(PINC == 193){
                ampr3 = ampr3 - 1;
            }
        }
    }

    if(PINC == 194){
        ampr = ampr + 1;
    }
    // 0000 0010
    else if(PINC == 193){
        ampr = ampr - 1;
    }
}

if(ampr < 0){
    ampr = 1;
}
else if(ampr > 300){
    ampr = 300;
}
}

////////////////////////////////////
// Mode 5 : Activation du relais
// 0000 0101
else if(indm == 5){
    // Désactivation du relais
    // 0000 0010

```

```

if(PINC == 193){
  indr = 128;
  // PORTB = 255 - indr;
}
// Activation du relais
// 0000 0001
else if(PINC == 194){
  indr = 1;
  // PORTB = 255 - indr;
}
}

#####
// Mode 6 : Signe lors du calcul de l'erreur
// 0000 0110
else if(indm == 6){
  if(eb2 == 1){
    // Signe négatif
    // 0000 0010
    if(PINC == 193){
      sig=-1;
    }
    // Signe positif
    // 0000 0001
    if(PINC == 194){
      sig=1;
    }
    if(sig == -1){
      PORTB = 127; // 255-128;
    }
    else if(sig == 1){
      PORTB = 254; // 255-1;
    }
  }
}

#####
// Mode 7 : Control manuel
// 0000 0111
else if(indm == 7){
  if(eb2 == 1){
    SC10bits(sc);
    // 00 0000 10
    if(PINC == 193){
      sc=sc-3;
      if(sc<0){
        sc=0;
      }
    }
    // 00 0000 01
    if(PINC == 194){
      sc=sc+3;
      if(sc>1023){
        sc=1023;
      }
    }
    se = (sc-kp*e)/ti;
  }
}

#####
// Mode 8 : Changement manuel de la sommation de l'erreur
// 0000 1000
else if(indm == 8){
  if(eb2 == 1){
    PORTB = 255 - se;
  }
}

```


RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Astrom, K. J., & Hagglund, T. (2001). The future of PID control. *Control Engineering Practice*, 9(11 November 2001), 1163-1175.
- [2] Ziegler, J. G. N., N.B. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, 64, 759-769.
- [3] Cohen, G. H., & Coon, G. A. (1953). Theoretical consideration of retarded control. *American Society of Mechanical Engineers -- Transactions*, 75(5), 827-834.
- [4] Astrom, K. J., Hagglund, T., Hang, C. C., & Ho, W. K. (1993). Automatic tuning and adaptation for pid controllers - survey. *Control Engineering Practice*, 1(4), 699-714.
- [5] Seem, J. E., Park, C., & House, J. M. (1999). New sequencing control strategy for air-handling units. *HVAC&R Research*, 5(1 Jan), 35-58.
- [6] Astrom, K. J., & Wittenmark, B. (1995). *A survey of adaptive control applications*. Paper presented at the Decision and Control, 1995., Proceedings of the 34th IEEE Conference on.
- [7] Ogawa, S. (1997). Robust PI controller tuning and process identification. *Pulp & Paper Canada*, 98(11), 18-23.
- [8] Seem, J. E. (1998). New pattern recognition adaptive controller with application to HVAC systems. *Automatica*, 34(8 Aug), 969-982.
- [9] Astrom, K. J., Hang, C. C., & Wang, Q. G. (2002). Relay feedback auto-tuning of process controllers - A tutorial review. *Journal of Process Control*, 12(1), 143-162.
- [10] Tan, K. K., Lee, T. H., & Jiang, X. (2000). Robust on-line relay automatic tuning of PID control systems. *ISA Transactions*, 39(2), 219-232.
- [11] Astrom, K. J., & Wittenmark, B. (1997). *Computer controlled systems : theory and design* (3rd ed.). Upper Saddle River, N.J.: Prentice-Hall.
- [12] Åström, K. J., & Wittenmark, B. (1995). *Adaptive control* (2nd ed.). Reading, Ma: Addison-Wesley.

- [13] Wellstead, P. E., & Zarrop, M. B. (1991). *Self-tuning systems : control and signal processing*. Chichester, Angleterre: J. Wiley and Sons.
- [14] Smith, O. J. M. (1957). Closer control of loops with dead time. *Chemical Engineering Progress*, 53(5), 217-219.
- [15] Tan, Y., & De Keyser, R. (1994). *Auto-tuning PID control using neural predictor to compensate large time-delay*. Paper presented at the Proceedings of the 1994 IEEE Conference on Control Applications. Part 2 (of 3), Aug 24-26 1994, Glasgow, UK.
- [16] Tan, K. K., Lee, T. H., & Leu, F. M. (2002). Optimal Smith-predictor design based on a GPC approach. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 41(5), 1242-1248.
- [17] Tan, K. K., Lee, T. H., & Ferdous, R. (1999). New approach for design and automatic tuning of the Smith predictor controller. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 38(9), 3438-3445.
- [18] Tan, K. K., Lee, T. H., & Leu, F. M. (2001). Predictive PI versus Smith control for dead-time compensation. *ISA Transactions*, 40(1), 17-29.
- [19] Atherton, D. P., & Majhi, S. (1998). *A new Smith predictor and controller for unstable and integrating processes with time delay*. Paper presented at the Decision and Control, 1998. Proceedings of the 37th IEEE Conference on.
- [20] Atherton, D. P., & Majhi, S. (2000). *Automatic tuning of the modified Smith predictor controllers*. Paper presented at the Decision and Control, 2000. Proceedings of the 39th IEEE Conference on.
- [21] Atherton, D. P., & Majhi, S. (1999). Modified Smith predictor and controller for processes with time delay. *Control Theory and Applications, IEE Proceedings-*, 146(5), 359-366.
- [22] Hittle, D. C. (1997). Dynamic response and tuning. *ASHRAE Journal(Suppl)*, 40-43.
- [23] Hittle, D. C., Wechselberger, E., Pinnella, M. J., & Pedersen, C. O. (1986). *Self-tuning digital integral control*. Paper presented at the ASHRAE Transactions 1986. Technical Papers Presented at the 1986 Annual Meeting., Portland, OR, USA.
- [24] Hittle, D. C., Bekker, J., & Meckl, P. (1991). Tuning Method for First Order Processes with PI Controllers. *ASHRAE Transactions*, 97(2), 19-23.

- [25] Zaheer-Uddin, M., & Zheng, G. R. (1994). *Dynamic model of a multizone VAV system for control analysis*. Paper presented at the Proceedings of the ASHRAE Winter Meeting, Jan 23-26 1994, New Orleans, LA, USA.
- [26] Zaheer-Uddin, M., & Zheng, G. R. (1994). VAV system model for simulation of energy management control functions: Off normal operation and duty cycling. *Energy Conversion and Management*, 35(11 Nov), 917-931.
- [27] Wang, S. (1999). Dynamic simulation of building VAV air-conditioning system and evaluation of EMCS on-line control strategies. *Building and Environment*, 34(6), 681-705.
- [28] McQuiston, F. C., Parker, J. D., & Spitler, J. D. (2000). *Heating, ventilating, and air conditioning : analysis and design* (5th ed.). New York, N.Y.: J. Wiley and Sons.
- [29] Chow, T. T. (1997). Chilled water cooling coil models from empirical to fundamental. *Numerical Heat Transfer; Part A: Applications*, 32(1), 63-83.
- [30] Chow, T.-T., Ip, F., Dunn, A., & Tse, W. L. (1996). Numerical modeling of thermal behavior of fluid conduit flow with transport delay. *ASHRAE Transactions*, 102(2), 45-51.
- [31] LeVeque, R. J. (2002). *Finite volume methods for hyperbolic problems*. Cambridge ; New York: Cambridge University Press.
- [32] Zaheer-Uddin, M., & Zheng, G. R. (1999). Discharge air system: modelling and optimal control. *International Journal of Energy Research*, 23(8), 727-738.
- [33] Holman, J. P. (1997). *Heat transfer* (8th ed.). New York, N.Y.: McGraw-Hill.
- [34] Smith, C. L., Corripio, A. B., & Martin, J. J. (1975). Controller tuning from simple process models. 22(12), 39-44.
- [35] Huang, J.-J., & DeBra, D. B. (2002). Automatic Smith-predictor tuning using optimal parameter mismatch. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 10(3), 447-459.
- [36] Tan, K. K., Lee, T. H., & Jiang, X. (2001). On-line relay identification, assessment and tuning of PID controller. *Journal of Process Control*, 11(5), 483-496.
- [37] Ljung, L. (1987). *System identification : theory for the user*. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall.

- [38] Ljung, L. (2002). Recursive identification algorithms. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 21(1 January/February), 57-68.
- [39] Ljung, L., & Söderström, T. (1983). *Theory and practice of recursive identification*. Cambridge, Mass.: MIT Press.