

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
ALINE LEMOINE

MODÉLISATION ET RÉGULATION THERMIQUE D'UN
ENSEMBLE DE COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

FÉVRIER 2000

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

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

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

Remerciements

En premier lieu, j'exprime toute ma reconnaissance à mon directeur, le professeur Marek Zaremba, et mon codirecteur, le professeur Adam Skorek, qui ont supervisé mes travaux de recherche. Je leur exprime toute ma gratitude pour le soutien financier qu'ils m'ont apporté et démontrant une confiance très appréciée.

Je tiens également à remercier toute l'équipe du laboratoire d'électrothermie industrielle : M. Carlos Ortiz et M. Piotr Ostrowski pour leur aide et leur sympathie ... ce fut un grand plaisir de travailler avec vous.

Je tiens aussi à marquer ma reconnaissance à l'endroit des professeurs du département de génie électrique et génie informatique, et tout particulièrement les professeurs Pierre Sicard, Daniel Massicotte et M. Guy Boisclair administrateur du réseau informatique. Leur aide et leurs remarques pertinentes m'ont permis de mener à bien mes travaux de recherche.

Merci à mes parents qui m'ont permis de venir faire ce stage dans ce beau pays qu'est le Canada et plus particulièrement dans cette belle province francophone qu'est le Québec. Je les remercie également pour leur soutien moral et tout l'amour qu'ils me donnent.

Un dernier mot et non le moindre, un merci à mon compagnon Sébastien Lesueur, pour ses conseils et ses remarques pertinentes, pour avoir traversé ce mémoire de long en large à plusieurs reprises, pour son soutien moral, sa patience, et ses encouragements qui furent très précieux et une source de motivation tout au long de mes travaux de recherche.

Résumé

L'augmentation du taux d'intégration des composants de base (transistors essentiellement) offre de nombreux avantages technologiques : miniaturisation, rapidité des microprocesseurs, etc. Cependant les circuits intégrés rencontrent des problèmes d'ordre thermique : les températures trop basses ou trop élevées ainsi que les forts gradients de températures peuvent endommager voire détruire les composants. La méthode de régulation de température la plus courante dans les ordinateurs est basée sur l'utilisation de la convection forcée (ventilateur). Cependant, ce type de régulation comporte certains désavantages (consommation excessive d'énergie, bruit, dimension, etc.) et n'est adapté qu'au refroidissement de systèmes dans un environnement non sévère tels que les ordinateurs de laboratoire. Pour les systèmes fonctionnant dans un environnement sévère, par exemple une carte d'acquisition soumise au climat, le système de régulation doit être capable d'opérer tant en refroidissement qu'en réchauffement.

L'objectif principal du projet concerne la modélisation et la régulation de température d'un ensemble de composants électroniques.

Dans ce projet, le système considéré est basé sur la carte Abit BH6. Dans un premier temps, une revue des méthodes de régulation de température permettra de déterminer la

plus adaptée à notre problème. Ensuite, le développement de modèles thermique et mathématique permettra de simuler le comportement du système sous différentes conditions. Le choix du type de contrôleur sera déduit de la forme des modèles établis ainsi que des avancements les plus récents dans le domaine de la commande. Ainsi, notre système de régulation sera basé sur l'utilisation de régulateurs thermoélectriques à éléments Peltier. Ces régulateurs seront commandés par un contrôleur élargi combinant la logique floue et la dérivée approximative sur l'écart de réglage qui constituera une des entrées du contrôleur par logique floue. Selon la caractéristique imposée au régulateur par logique floue proprement dit, on pourra obtenir, un comportement PD (proportionnel dérivatif) non linéaire. Les simulations permettront d'évaluer le comportement des modèles établis et d'évaluer les performances du contrôleur thermique développé.

La contribution scientifique du projet comprend :

- la modélisation d'un ensemble de composants électroniques par un schéma électrique équivalent,
- l'utilisation d'un contrôleur élargi pour la commande d'un régulateur thermique,
- l'applicabilité de la méthode à une large gamme de systèmes électroniques.

Table des matières

LISTE DES FIGURES	viii
LISTE DES TABLEAUX.....	xii
LISTE DES SIGLES ET ACRONYMES.....	xiii
LISTE DES SYMBOLES.....	xiv
CHAPITRE I : INTRODUCTION	1
I.1. PROBLÉMATIQUE	1
I.2. OBJECTIFS DE LA RECHERCHE.....	2
I.3. MÉTHODOLOGIE DE LA RECHERCHE	3
I.4. STRUCTURE DU MÉMOIRE	5
CHAPITRE II : MESURE DE TEMPÉRATURE ET RÉGULATEURS THERMOÉLECTRIQUES.	6
II.1. MESURE DE TEMPÉRATURE	6
II.1.1. <i>Introduction</i>	6
II.1.2. <i>Concept de mesure</i>	7
II.1.3. <i>Système de mesure</i>	7
II.1.4. <i>Notion sur la mesure de température</i>	9
II.1.5. <i>À propos de l'erreur sur la température</i>	11
II.2. THERMOMÉTRIE PAR THERMOCOUPLE.....	12
II.2.1. <i>Caractères généraux</i>	12

II.2.2. <i>La force électromotrice (f.e.m) du thermocouple.....</i>	14
II.2.3. <i>Constitution des thermocouples.....</i>	15
II.3. LA RECONSTITUTION	16
II.3.1. <i>Approximation par des droites.....</i>	17
II.3.2. <i>Approximation par des fonctions Splines.....</i>	19
II.3.3. <i>Exploitation des résultats.....</i>	22
II.4. RÉGULATEURS THERMOÉLECTRIQUES	23
II.4.1. <i>Introduction</i>	23
II.4.2. <i>Régulateurs thermoélectriques à éléments Peltiers</i>	25
II.4.2.1. Constitution.....	25
II.4.2.2. Paramètres des modules thermoélectriques.....	27
II.4.2.3. Choix d'un régulateur thermoélectrique.....	27
II.4.2.4. Performances thermiques des éléments à effet Peltier.....	29
II.4.2.5. Applications des régulateurs à effet Peltier	29
CHAPITRE III : MODÉLISATION	31
III.1. INTRODUCTION	31
III.2. MODÉLISATION ÉLECTRIQUE DU SYSTÈME	32
III.2.1. <i>Analogies entre les grandeurs électriques et thermiques</i>	33
III.2.2. <i>Bilans énergétiques du modèle</i>	35
III.2.3. <i>Expression sous forme de modèle d'état.....</i>	37
III.3. MODÉLISATION NUMÉRIQUE SOUS FLOTHERM	38
III.3.1. <i>Introduction</i>	38
III.3.2. <i>La géométrie.....</i>	38
III.3.3. <i>Les conditions</i>	42
III.3.4. <i>Analyse des résultats.....</i>	46
III.4. VALIDATION DU MODÈLE ÉLECTRIQUE.....	47
III.4.1. <i>Valeurs numériques du modèle nécessaires à la simulation.....</i>	47
III.4.2. <i>Valeurs numériques des refroidisseurs.....</i>	55

CHAPITRE IV : CONTRÔLE THERMIQUE.....	56
IV.1. INTRODUCTION	56
IV.2. CONTRÔLEUR LINÉAIRE DE TYPE PID	57
IV.2.1. <i>Linéarisation du modèle mathématique.....</i>	57
IV.2.2. <i>Conception du contrôleur de type PID</i>	59
IV.2.3. <i>Contrôleur du premier sous-système</i>	61
IV.2.4. <i>Contrôleur du deuxième sous-système</i>	62
IV.3. CONCEPTION DU RÉGULATEUR PAR LOGIQUE FLOUE.....	63
IV.3.1. <i>Rappel sur la logique floue.....</i>	63
IV.3.2. <i>La fuzzification.....</i>	64
IV.3.3. <i>Inférences.....</i>	64
IV.3.4. <i>Opérateurs de la logique floue</i>	64
IV.4. STRUCTURE D'UN RÉGLAGE PAR LOGIQUE FLOUE	65
IV.4.1. <i>Représentation générale</i>	65
IV.4.2. <i>Configuration interne d'un régulateur par logique floue</i>	66
IV.4.3. <i>Méthodologie de la conception d'un réglage avec régulateur standard et par contre réaction.....</i>	66
IV.4.4. <i>Méthodologie de la conception d'un réglage par logique floue</i>	67
IV.4.5. <i>Avantages et inconvénients du réglage par logique floue.....</i>	68
IV.5. RÉGULATEUR PD PAR LOGIQUE FLOUE.....	69
CHAPITRE V : RÉSULTATS ET DISCUSSION.....	71
V.1. LE CONTRÔLEUR PID	71
V.1.1. <i>Implantation sous SIMULINKTM</i>	71
V.1.2. <i>Simulation et exploitation des résultats.....</i>	72
V.1.2.1. <i>À température extérieure constante.....</i>	73
V.1.2.2. <i>À température extérieure variable.....</i>	74
V.1.2.3. <i>Discussion.....</i>	75

V.2. CONTRÔLEUR PAR LOGIQUE FLOUE	79
V.2.1. <i>Implantation du modèle sur SIMULINKTM</i>	79
V.2.2. <i>Implantation du contrôleur par logique floue</i>	80
V.2.3. <i>Tracé de la surface de contrôle</i>	85
V.2.4. <i>Exploitation des résultats de simulation</i>	86
V.2.4.1. Pour une température extérieure constante	86
V.2.4.2. Pour des variations brusques de la température extérieure.....	89
CHAPITRE VI : CONCLUSION	94
RÉFÉRENCES	96
ANNEXES	99

Liste des figures

Figure I-1 : Causes majeures des pannes électroniques	2
Figure I-2 : Méthodologie de recherche	4
Figure II-1 : Représentation générale d'un système de mesure.....	8
Figure II-2 : Modèle général d'un système de mesure	9
Figure II-3 : Décomposition de l'erreur sur la mesure	12
Figure II-4 : Représentation de la thermométrie par thermocouple	13
Figure II-5 : Lois de variation de la f.é.m. des thermocouples courants en fonction de la température. Signification des symboles : E chromel-constantan (marque déposée); J fer-constantan; T cuivre-constantan; N groupe nickel-chrome-nickel allié; K chromel-alumel (marque déposée); R platine rhodié 13% - platine; S platine rhodié 10% - platine; B platine rhodié 30% - platine rhodié 6%.....	14
Figure II-6 : Température en fonction de la force électromotrice (f.é.m.) pour un thermocouple de type T avec une jonction de référence à 0°C	16
Figure II-7 : Température originale et température approximée par une droite en fonction de la f.é.m	18
Figure II-8 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par une droite	18
Figure II-9 : Température originale et température approximée par deux droites en fonction de la f.é.m..	19
Figure II-10 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par deux droites	19
Figure II-11 : Température originale et température approximée par une droite en fonction de la f.é.m ...	20
Figure II-12 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par des fonctions Splines avec N=3 points.....	21
Figure II-13 : Température originale en fonction de la f.é.m. et approximation par des fonctions Splines avec N = 5 points	21
Figure II-14 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par des fonctions Splines avec N=5 points.....	22

Figure II-15 : À gauche les exemples d'immersion indirecte et directe dans un liquide de refroidissement, et à droite un système par immersion dans un liquide de refroidissement	23
Figure II-16 : Fonctionnement d'un caloduc.....	24
Figure II-17 : Les micros fans	25
Figure II-18 : Structure d'un régulateur thermoélectrique	26
Figure II-19 : Dimensions A, B et H du régulateur à effet Peltier	28
Figure II-20 : Quantité de chaleur absorbée par le refroidisseur en fonction de la variation de température entre ses deux plaques et du courant d'entrée I	28
Figure II-21 : Tension aux bornes du refroidisseur en fonction de la variation de température entre ses deux plaques et du courant d'entrée I	29
Figure III- 1 : Schéma du système de contrôle thermique de deux composants électroniques sur une même carte mère.....	33
Figure III-2 : Modèle électrique équivalent au système physique	35
Figure III-3 : Structure de la carte mère Abit-BH6.....	39
Figure III-4 : Vue de côté.....	40
Figure III-5 : Vue de dessus.....	40
Figure III-6 : Détails du processeur	40
Figure III-7 : Modèle sous forme hiérarchique	41
Figure III-8 : Modèle sous forme géométrique	41
Figure III-9 : Variations normalisées par rapport à 15W du pourcentage d'utilisation du processeur et des mémoires externes (SIMM's).....	43
Figure III-10 : Variations de la température extérieure.....	43
Figure III-11 : Méthode d'échantillonnage	45
Figure III-12 : Variations des températures du processeur et des mémoires externes (SIMM's)	46
Figure III-13 : Modélisation du système sans les refroidisseurs	49
Figure III-14 : Variations du pourcentage d'utilisation du processeur et des mémoires externes (SIMM's)	50
Figure III-15 : Variations de la température extérieure en fonction du temps	50

Figure III-16 : Évolution des températures T_a et T_b en fonction du temps pour une température extérieure constante $T_{ext}=295K$.....	51
Figure III-17 : Évolution des températures T_a et T_b en fonction du temps pour la température extérieure de la figure III-15	51
Figure III-18 : Variations de la température du processeur sous Flotherm et SimulinkTM.....	52
Figure III-19 : Agrandissement dans les intervalles où les variations sont très importantes	53
Figure III-20 : Variations de la température de la mémoire sous Flotherm et SimulinkTM.....	53
Figure III-21 : Agrandissement dans les intervalles où les variations sont très importantes	54
Figure III- 22 : Erreur relative sur la température du processeur et de la mémoire	54
Figure IV-1: Schéma du modèle au complet.....	59
Figure IV-2: Décomposition du système en deux sous-systèmes.....	60
Figure IV-3 : Structure d'un réglage par logique floue	65
Figure IV-4: Configuration interne d'un régulateur par logique floue	66
Figure IV-5: Étapes de conception d'un réglage avec régulateur standard et par contre réaction.....	67
Figure IV-6 : Méthodologie de conception d'un réglage par logique floue	67
Figure IV-7 : Contrôleur PD par logique floue	70
Figure V-1 : Modèle SIMULINKTM du contrôle de type PID du système	72
Figure V-2 : Variations de la température T_a à $T_{ext}=295^{\circ}K$	73
Figure V-3 : Variations de la température T_b à $T_{ext}=295^{\circ}K$	73
Figure V-4 : Variations de la température T_a avec variations de la température extérieure de la figure III-15	74
Figure V-5 : Variations de la température T_b avec variations de la température extérieure de la figure III-15	74
Figure V-6 : Variations de la puissance injectée du régulateur 1 Qref1 avec les variations de la température extérieure de la figure III-15	75

Figure V-7 : Variations de la puissance injectée du régulateur 2 Qref2 avec les variations de la température extérieure de la figure III-15	76
Figure V-8 : Variations de T_a avec filtres et saturateurs sur Qref1 et Qref2	76
Figure V-9 : Variations de T_b avec filtres et saturateurs sur Qref1 et Qref2	77
Figure V-10 : Variations de Qref1 avec filtres et saturateurs	77
Figure V-11 : Variations de Qref2 avec filtres et saturateurs	78
Figure V-12: Modèle du système complet sur SIMULINK™.....	80
Figure V-13 : Boîte à outil fuzzy de Matlab®	81
Figure V-14: Fonction d'appartenance des entrées a) e_1 et b) e_2	82
Figure V-15: Fonctions d'appartenance des entrées a) e_{D_1} et b) e_{D_2}	82
Figure V-16: Fonctions d'appartenance des sorties a) Q_{ref1} et b) Q_{ref2}	83
Figure V-17: Surface de contrôle du CLF a) contr_1 et b) contr_2.....	86
Figure V-18 : Variations de T_a avec une température extérieure constante $T_{ext} = 295^\circ K$	87
Figure V-19: Variations de T_b avec une température extérieure constante $T_{ext} = 295^\circ K$	87
Figure V-20 : Variations de Qref1 avec température extérieure constante $T_{ext} = 295^\circ K$	88
Figure V-21 : Variations de Qref2 avec température extérieure constante $T_{ext} = 295^\circ K$	88
Figure V-22 : Variations de T_a avec les variations de la température extérieure de la figure III-15	89
Figure V-23 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes	90
Figure V-24 : Variations de T_b avec les variations de la température extérieure de la figure III-15	90
Figure V-25 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes	91
Figure V-26 : Variations de Qref1 avec les variations de la température extérieure de la figure III-15.....	91
Figure V-27 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes	92
Figure V-28 : Variations de Qref2 avec les variations de la température extérieure	92
Figure V-29 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes	93

Liste des tableaux

Tableau II-1 : Erreur quadratique relative moyenne pour les différentes méthodes d'approximation.....	22
Tableau II-2 : Caractéristiques du régulateur Snowball-71 à T(face_chaude)=300K.....	27
Tableau III-1: Analogies entre les grandeurs électriques et thermiques	34
Tableau III-2 : Propriétés des matériaux utilisés	42
Tableau III-3 : Début et fin de la simulation.....	44
Tableau III-4 : Méthode d'échantillonnage	45
Tableau V-1 : Désignation standard des ensembles flous	81
Tableau V-2 : Matrice d'inférences du CLF 1	84
Tableau V-3 : Matrice d'inférences du CLF 2	84

Liste des sigles et acronymes

P : Proportionnel

PD : Proportionnel Dérivatif

PI : Proportionnel Intégral

PID : Proportionnel Intégral Dérivatif

CLF : Contrôleur par Logique Floue

PC : Personal Computer

SIMM : Single In-line Memory Modules

PSU : Power Supply Unit

PCB : Printed Circuit Board

Liste des symboles

e : Erreur

K_D : Gain dérivatif du correcteur PID

K_p : Gain proportionnel du correcteur PID

K_I : Gain intégral du correcteur PID

s : Opérateur de Laplace

T_S : Période d'échantillonnage

u : Commande d'un procédé

y : Sortie mesurable d'un système

$\overset{o}{\bullet}$: Valeur exacte

$\overset{*}{\bullet}$: Valeur désirée

$\hat{\bullet}$: Valeur estimée

$\tilde{\bullet}$: Signal bruité

\bullet^T : Transposée d'une matrice ou d'un vecteur

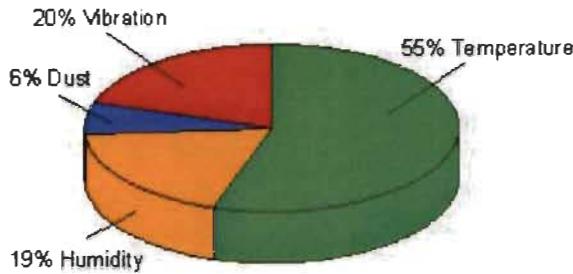
Chapitre I

Introduction

I.1. Problématique

Beaucoup de dispositifs électroniques, tels que les microprocesseurs, fonctionnent à températures élevées ou peuvent être exposés à de très basses températures ou de grands gradients de température qui peuvent sévèrement affecter leur fonctionnement et leur durée de vie. Ces dispositifs ont donc besoin d'un système de régulation thermique pour améliorer l'exécution et la fiabilité.

De nos jours, la méthode de régulation thermique la plus courante dans les ordinateurs est la convection forcée basée sur l'utilisation de ventilateurs. Cependant, il existe d'autres méthodes de régulation telles que : l'immersion dans un liquide de refroidissement [SIM96], les caloducs (*angl. Heat Pipes*) [GAR96], les refroidisseurs thermoélectriques [GOD96], les micros fans [MIFAN], etc.



(Source : US Air Force Avionics Integrity Program)

Figure I-1: Causes majeures des pannes électroniques [FLOME]

Pour éviter les problèmes d'ordre thermique nous allons concevoir un système de contrôle utilisant des régulateurs thermoélectriques dans le but de maintenir le système autour d'une température de consigne.

I.2. Objectifs de la recherche

L'objectif général du projet de recherche concerne essentiellement la modélisation numérique d'un ensemble de composants électroniques qui sera nécessaire pour la conception et validation du fonctionnement du régulateur thermique. De plus nous ferons une analyse d'un système de mesures de températures pouvant être utilisé pour l'application physique du système.

L'objectif général peut se décomposer en sous-objectifs :

- modélisation mathématique et numérique d'un ensemble de composants électriques comprenant un processeur, une mémoire externe et deux refroidisseurs ;

- étude des méthodes de mesure de température et une discussion sur le choix d'une méthode de reconstitution ;
- étude et choix de régulateurs thermoélectriques ;
- conception d'un contrôleur thermique et choix d'une méthode de commande ;
- simulations et la validation des résultats obtenus ;
- discussion des résultats obtenus et des possibilités d'application du projet.

I.3. Méthodologie de la recherche

L'avancement de la science dans le domaine thermique et dans le domaine de la commande servira de point de départ. Dans le cadre de la recherche, nous fixons un ensemble de composants électroniques qui sera une carte mère de type PC (*angl. Personal Computer*). Après avoir fait une étude structurale de la carte, nous déterminerons les composants diffusant le plus de chaleur et la méthode la plus adéquate pour mesurer la température. Une étude des méthodes existantes de régulation thermique permettra de choisir le type de régulateur le plus approprié à notre application : les régulateurs thermoélectriques.

La modélisation d'un système est une étape importante pour en simuler le comportement et pour faciliter la conception du contrôleur. Un modèle électrique équivalent à l'ensemble de composants sera développé et validé par simulation numérique sous le logiciel Flotherm. Lorsque le modèle obtenu reproduira le plus fidèlement possible le comportement physique de l'ensemble de composants, une étude des caractéristiques du modèle permettra de choisir entre un contrôleur linéaire classique de type PID

(Proportionnel Intégral Dérivatif) et un contrôleur non linéaire basé sur la logique floue.

Ce contrôleur aura pour objectif d'éviter l'endommagement voire la destruction de notre système électronique par une bonne régulation de température.

Cette méthodologie de recherche est illustrée figure I-2.

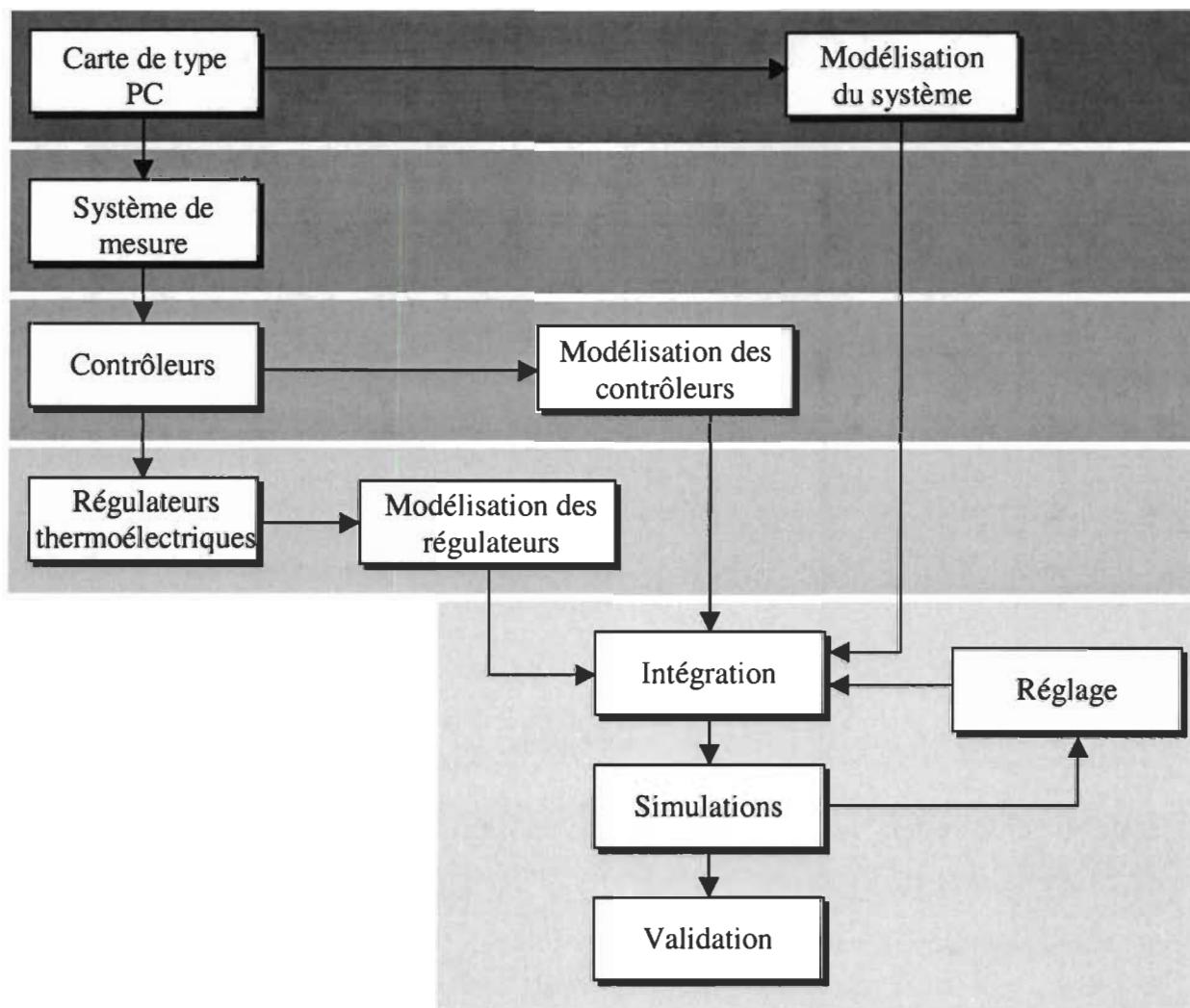


Figure I-2 : Méthodologie de recherche

I.4. Structure du mémoire

Ce mémoire est composé de six chapitres. Le premier chapitre présente la problématique, les objectifs de recherche et la méthodologie utilisée pour les atteindre. Le deuxième chapitre se compose de deux sous-sections. La première sous-section fait une brève introduction des différents systèmes de mesure et présente celui que nous pourrons utiliser pour le système étudié, et la seconde présente le principe des régulateurs thermoélectriques ainsi que les caractéristiques de celui qui sera utilisé dans le cadre de la recherche. Le troisième chapitre concernant la modélisation sera également constitué de deux sous-sections. La première sous-section présente la modélisation sous forme de schéma électrique équivalent de l'ensemble de composants considéré, et la deuxième sous-section présente la modélisation à l'aide d'un logiciel de simulation. Le quatrième chapitre traite du contrôleur thermique et de son implantation, les résultats et discussions se trouvent au cinquième chapitre. Enfin le sixième chapitre conclut ce mémoire en mettant en évidence l'originalité et les contributions scientifiques du projet, ainsi que l'applicabilité des résultats. Des recommandations pour les développements futurs de ce projet seront également énoncées dans ce chapitre.

Chapitre II

Mesure de température et régulateurs thermoélectriques

II.1. Mesure de température

II.1.1. Introduction

De toutes les grandeurs physiques, la température est certainement parmi celles dont la mesure est la plus fréquente. La température détermine en effet de façon décisive les propriétés de la matière, que ce soit de façon continue (pression ou volume d'un gaz par exemple) ou de façon discontinue (changements de phase ou points de Curie magnétiques et ferroélectriques). C'est pourquoi, en recherche comme dans l'industrie, des mesures précises et un contrôle des températures sont indispensables [MCG88] [PIC91].

II.1.2. Concept de mesure

La *mesure* peut être présentée à différents niveaux de généralité et suivant différents points de vues. En particulier, une définition générale a été proposée par Finkelstein (1975) :

« La mesure est un procédé empirique et opérationnel d'application des nombres à des membres d'une classe d'aspects ou de caractéristiques de l'univers empirique suivant des règles bien définies. Les règles sont si précises que le nombre associé à une entité la décrit ... »

et le dictionnaire international de la métrologie la résume comme suit :

« La mesure est l'ensemble des opérations ayant pour objectif de déterminer la valeur d'une quantité »

En terme de théorie des systèmes d'information (utilisant le concept du système, du signal et de l'information), nous pouvons définir la mesure comme une procédure qui vise à extraire l'information désirée du signal, appelé *mesurande*, et la présenter sous une forme utile, appelée *résultat de mesure*. Chaque mesurande peut être caractérisé par sa nature physique et le modèle mathématique adopté pour l'analyser.

II.1.3. Système de mesure

La figure II-1 présente la structure générale d'un système de mesure [BAR97].

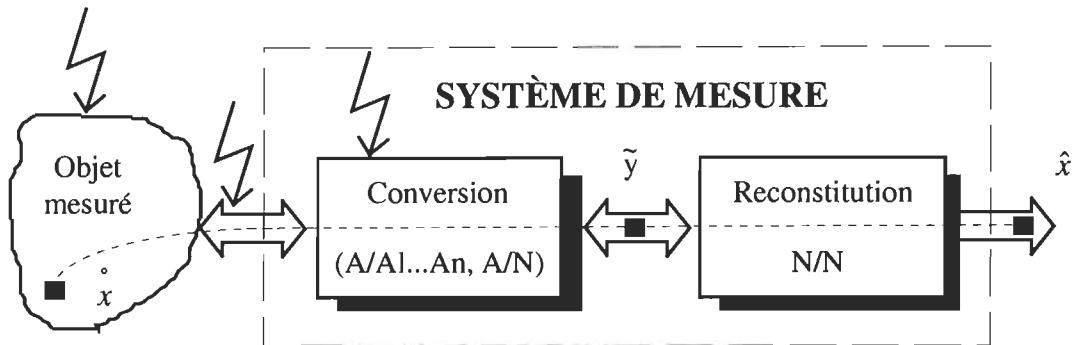


Figure II-1 : Représentation générale d'un système de mesure [BAR97]

- \hat{x} est le *mesurande* : quantité physique à mesurer
- \tilde{y} est le *résultat brut de mesure* : résultat de la conversion
- \hat{x} est le *résultat final de mesure* : résultat final estimé de la mesure ; un estimé du mesurande obtenu à partir du résultat de conversion, en utilisant l'information *a priori* concernant les modèles mathématiques du canal de mesure, du bruit de conversion, des grandeurs d'influence ainsi que du mesurande.
- représente les différentes sources de bruits : perturbations parasites qui représentent toutes les influences aléatoires agissant sur les signaux dans la chaîne de mesure.

Nous pouvons constater qu'un système de mesure est divisé en deux parties distinctes, soit un bloc de **conversion** du signal d'entrée (A/A1...An, A/N) et un bloc de **restitution**. La modélisation d'un système de mesure est relativement complexe car il contient des éléments (blocs fonctionnels) matériels et logiciels, électriques et non électriques, analogiques et numériques. Pour entrer plus profondément dans la question de modélisation d'un système de mesure, nous pouvons considérer le modèle général plus détaillé présenté à la figure II-2.

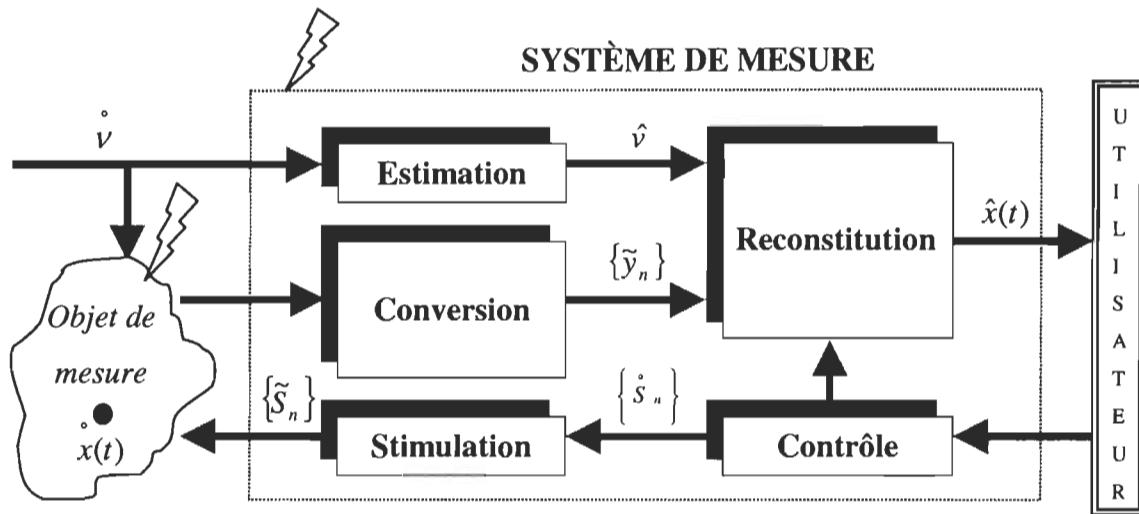


Figure II-2 : Modèle général d'un système de mesure [BAR97]

Dans ce modèle : $\overset{\circ}{x}(t)$ est le mesurande, $\{\tilde{y}_n\}$ est le vecteur des résultats bruts de mesure, v représente le vecteur des grandeurs d'influence et $\{S_n\}$ est le signal stimulant l'objet de mesure. Le symbole « \bullet » indique une valeur exacte, le symbole « $\hat{\bullet}$ » indique une valeur estimée et le symbole « $\tilde{\bullet}$ » désigne une valeur bruitée.

II.1.4. Méthodes de mesure de température

Il existe différentes méthodes de mesure de température dont :

- les **thermocouples** qui sont les capteurs de température les plus utilisés ;
- les **cristaux liquides thermochromiques** (TLCs) qui sont des matières qui changent de structure moléculaire et de propriétés optiques avec la température ;
- les **semi-conducteurs** ;
- les **infrarouges** qui utilisent la radiation thermique émise par les objets ne se trouvant pas au zéro absolu ;
- la **fibre optique** ;
- etc.

Du nombre important de propriétés de la matière et de phénomènes physiques sensibles à la température résulte une grande diversité de méthodes de mesure :

- **méthodes optiques** basées sur la répartition spectrale du rayonnement émis ou l’élargissement de raies spectrales par l’effet Doppler dû à l’agitation thermique,
- **méthodes mécaniques** fondées sur la dilatation d’un solide, d’un liquide ou d’un gaz à pression constante, sur la pression d’une vapeur saturante, sur la célérité du son, etc.
- **méthodes électriques** reposant sur la variation thermique de la valeur d’une résistance ou de son bruit de fond, sur l’effet Seebeck, sur la sensibilité thermique de la fréquence d’oscillation d’un quartz, etc.

Les méthodes optiques ou acoustiques qui s’appuient sur l’observation extérieure d’une propriété du milieu dont on mesure la température n’apportent à celle-ci aucune perturbation, leur domaine d’emploi est cependant limité par la complexité de leur mise en œuvre. Les méthodes électriques basées sur l’emploi de capteurs spécifiques sont d’une grande généralité, d’une mise en œuvre relativement simple mais l’interaction réciproque du capteur et du milieu environnant pose souvent, lorsque la mesure doit être précise, un délicat problème d’évaluation et de minimisation de l’écart entre la température à mesurer et celle effectivement mesurée par le capteur.

Ces méthodes de mesure peuvent être classées en deux catégories :

- **les méthodes de mesure sans contact**, réalisées avec des instruments optiques qui visent le point étudié ;

- **les méthodes de mesure avec contact**, réalisées avec des instruments à vue (thermomètre) ou des résistances en liaison avec des indicateurs.

Pour les deux catégories, il est nécessaire de réaliser l'adaptation optimale de chaque élément de la chaîne de mesure avec le milieu étudié ou environnant. En ce sens, le résultat de mesure de la température peut dépendre de plusieurs facteurs :

- type de capteur utilisé ;
- environnement ;
- nature du milieu : solide, liquide ou gazeux ;
- nature des échanges thermiques entre le capteur et le milieu ambiant dont on veut mesurer la température.

II.1.5. À propos de l'erreur sur la température

Partant de la notion de chaud ou de froid d'origine typiquement intuitive, la notion de température reste couramment attachée à l'idée de repérage et de ce fait les questions liées aux erreurs expérimentales ne trouvent pas une réponse immédiate dans le vécu quotidien. La plupart des mesures de température partent du point glace et se réalisent avec un système thermométrique comportant un zéro sensé représenter le point glace (conséquence de l'influence du repérage employé dans la vie courante, ce zéro ne signifie pas une température nulle). Ensuite, en fonction des appareils et procédures utilisés, vient l'analyse de l'incertitude sur le repérage, suivie de la détermination de l'erreur sur la différence de température entre le niveau repéré lors de la mesure et le niveau référence du système thermométrique.

D'une façon générale, l'erreur de mesure peut être décomposée tel qu'illustre à la figure III-3, où Δp est l'erreur sur la mesure de p c'est-à-dire soit la différence entre la valeur estimée de p , \hat{p} , et la valeur exacte de p , $\overset{\circ}{p}$.

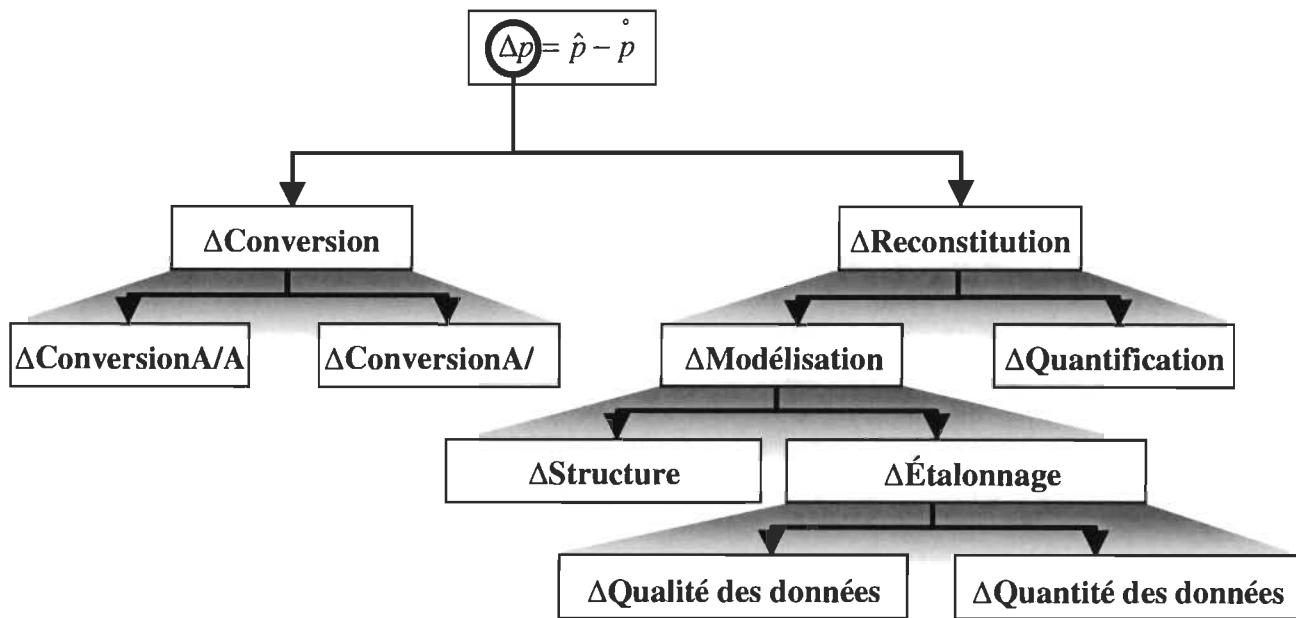


Figure II-3 : Décomposition de l'erreur sur la mesure [BAR97]

II.2. Thermométrie par thermocouple

II.2.1. Caractères généraux

Un thermocouple constitué de deux conducteurs A et B formant entre eux deux jonctions aux températures T_1 et T_2 délivre une force électromotrice $E_{A/B}^{T_2 T_1}$ qui dépend d'une part de la nature des conducteurs A et B et d'autre part des températures T_1 et T_2 . En général la température de l'une des jonctions est fixe, connue et sert de référence ($T_1 = T_{ref}$) et on l'appelle *jonction de référence* ou *soudure froide* ; celle de l'autre jonction, dite *jonction*

de mesure ou soudure chaude, est la température T_C qu'elle atteint lorsque placée dans le milieu étudié de température inconnue T_x . La température T_C est fonction de T_x et de l'ensemble des échanges thermiques possibles avec d'autres milieux (les parois, le milieu extérieur, etc.). La représentation d'un thermocouple est donnée à la figure II-4, J_i signifiant jonction i avec $i=1, 2$.

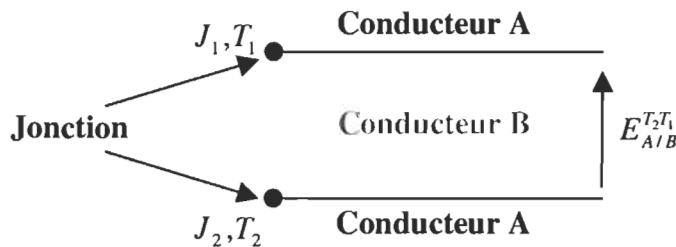


Figure II-4 : Représentation de la thermométrie par thermocouple [MIC91]

$E_{A/B}^{T_2 T_1}$ dépend de la nature des conducteurs A et B et aussi de T_1 et T_2 ; T_1 est une température fixe, connue et sert de référence T_{ref} ; et T_2 est un point de mesure T_C .

La prise d'information se faisant au niveau d'une jonction dont les dimensions peuvent être très réduites :

- le thermocouple permet des mesures de température ponctuelles,
- la capacité calorifique du capteur peut être très réduite assurant une vitesse de réponse élevée.

Un autre intérêt du thermocouple est de délivrer un signal, une f.e.m. (force électromotrice), dont la mesure ne nécessite pas la circulation d'un courant dans le

capteur : il n'y a donc, contrairement au cas des résistances, aucune incertitude liée à l'auto échauffement ce qui peut être appréciable dans le cas de mesures sur des systèmes à faible inertie thermique ou à basse température.

Cependant, et cela est un inconvénient du thermocouple, la mesure exige que la température de la jonction de référence soit connue : toute incertitude sur T_{ref} risque d'entraîner une incertitude du même ordre sur T_C .

II.2.2. La force électromotrice (f.é.m) du thermocouple

La f.é.m. du thermocouple est, sur de grands intervalles, une fonction non linéaire de la température. La non linéarité de la relation entre la f.é.m. du thermocouple et la température (figure II-5) est mise en évidence par la forme polynomiale de l'équation qui les lie.

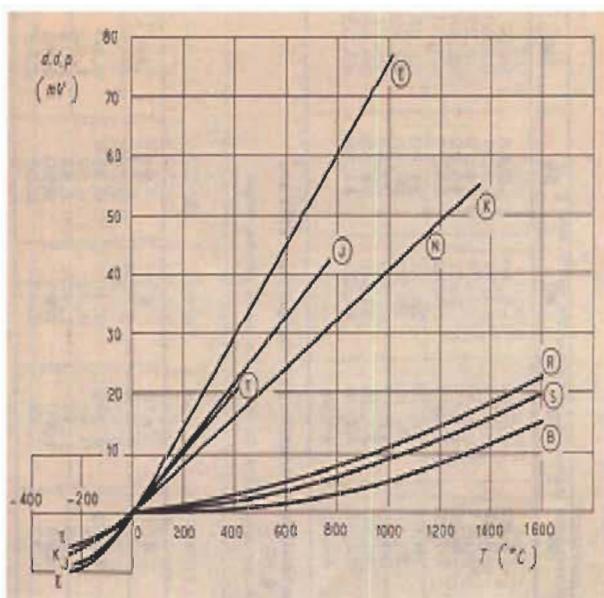


Figure II-5 : Variation de la f.é.m. des thermocouples courants en fonction de la température. Signification des symboles : E chromel-constantan (marque déposée); J fer-constantan; T cuivre-constantan; N groupe nickel-chrome-nickel allié; K chromel-alumel (marque déposée); R platine rhodié 13% - platine; S platine rhodié 10% - platine; B platine rhodié 30% - platine rhodié 6% [MIC91].

L'expression générale de la f.e.m. d'un thermocouple est la suivante :

$$e(T) = \sum_{k=0}^N a_k T^k \quad (\text{II.1})$$

La sensibilité thermique d'un thermocouple ou pouvoir thermoélectrique s , à une température T_C , est définie par l'expression :

$$s(T_C) = \frac{de(T_C, 0^\circ C)}{dT_C} \quad (\text{II.2})$$

L'unité de la sensibilité thermique est $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

II.2.3. Constitution des thermocouples

Différentes considérations sur :

- les f.e.m. développées par différentes associations de matériaux à la même température ;
- la bonne tenue des matériaux en présence d'atmosphères hostiles ;
- la facilité de fabrication ;
- etc.

ont conduit les pays industriels à adopter certains types de couple mV-température et faire publier par des organismes officiels des tables de correspondances, en tenant compte bien entendu des échelles de températures. « L'American Standard Association » a retenu les travaux du « NBS » et a publié la norme C 96-1-1964 qui est la norme en vigueur aux États-Unis. En Europe on utilise la norme américaine mais également la norme française NF E 18001 et la norme allemande DIN 43710 et 43732 qui définissent chacune quatre mêmes types de thermocouples.

II.3. La reconstitution

Dans ce projet, il s'agit de déterminer les températures du microprocesseur et de la mémoire sur une même carte mère en utilisant des thermocouples. Une fois la température déterminée, elle sera présentée à l'entrée du contrôleur et suivant sa valeur il y aura une action du régulateur sur les refroidisseurs thermoélectriques.

Intéressons-nous à la partie d'étalonnage statique de notre système de mesure. L'information connue est la f.e.m. du thermocouple et celle que nous voulons obtenir est la température correspondante. Nous avons vu précédemment que la f.e.m. d'un thermocouple n'est pas linéaire en fonction de la température. Dans notre cas nous considérons un thermocouple de type T dans l'intervalle de température [-50 +50] $^{\circ}\text{C}$. La figure II-6 représente les températures équivalentes à la f.e.m. pour une jonction de référence à 0°C [BUR93].

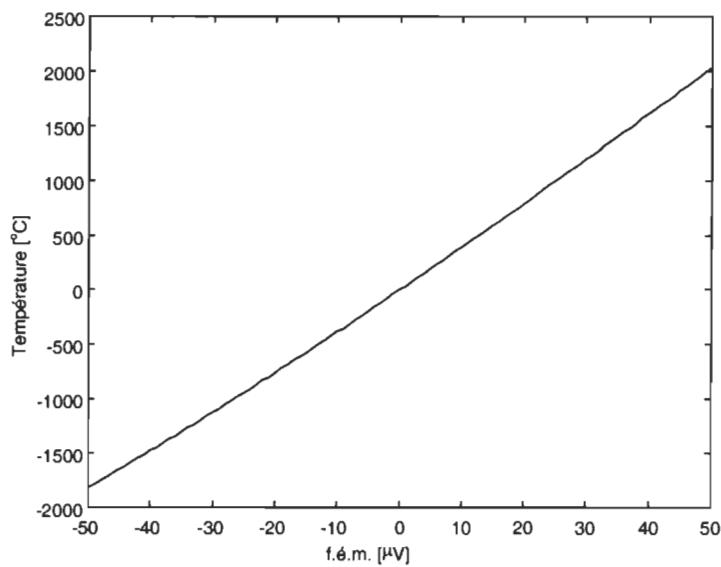


Figure II-6 : Température en fonction de la force électromotrice (f.e.m.) pour un thermocouple de type T avec une jonction de référence à 0°C

Nous constatons que dans cet intervalle la f.é.m. est une fonction quasi linéaire de la température. Par conséquent l'utilisation d'une droite pour réaliser notre étalonnage serait envisageable, cependant cette approximation entraînera une erreur plus importante que l'utilisation de fonctions d'interpolation telles que les fonctions Splines. En effet, en approximant la courbe par une droite nous gagnons en rapidité de calculs mais nous perdons en précision. Le tout est de savoir si nous restons dans des limites acceptables. Mais nous pouvons aussi penser qu'un nombre suffisamment petit de points pour l'étalonnage par la méthode des Splines permettra une réponse rapide et précise. Nous allons donc étudier ces deux perspectives afin de savoir laquelle des deux approximations sera la plus avantageuse pour le système considéré.

II.3.1. Approximation par des droites

- Approximation par une droite (Annexe I)

Considérons les deux points A(-50 ; -1819.04) et B(50 ; 2035.7). L'équation de la droite passant par ces deux points est :

$$E = 38.5474T + 108.33 \quad (\text{II.3})$$

Représentons sur une même figure la courbe originale et la droite d'approximation, figure II-7. La figure II-8 représente l'erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par une droite.

- Approximation par deux droites (Annexe I)

Soient A(-50 ; -1819.04), B(0 ; 0) et C(0 ; 2035.7) trois points connus de la courbe.

L'équation de la droite passant par les points A et B est :

$$E_1 = 36.3808 * T_1 \quad (\text{II.4})$$

Et celle passant par les points B et C est :

$$E_2 = 40.7140 * T_2 \quad (\text{II.5})$$

La figure II-9 représente la courbe originale ainsi que l'approximation par la courbe E qui est obtenue par juxtaposition de E_1 et E_2 définies par les équations (II.4) et (II.5). La figure II-10 représente l'erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par deux droite.

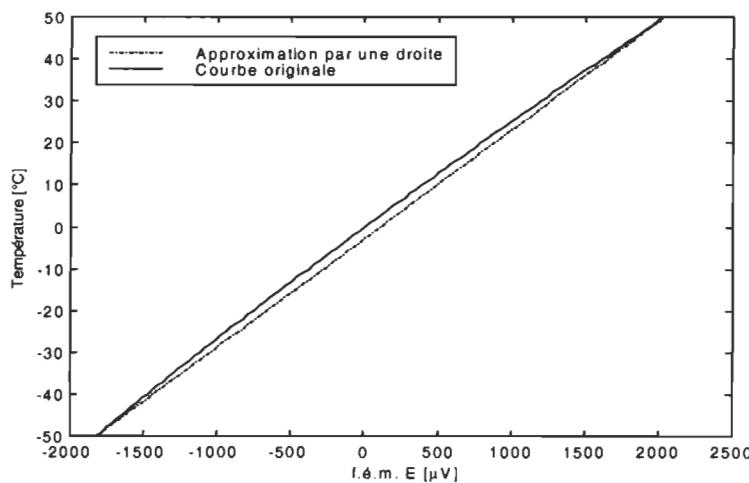


Figure II-7 : Température originale et température approximée par une droite en fonction de la f.e.m

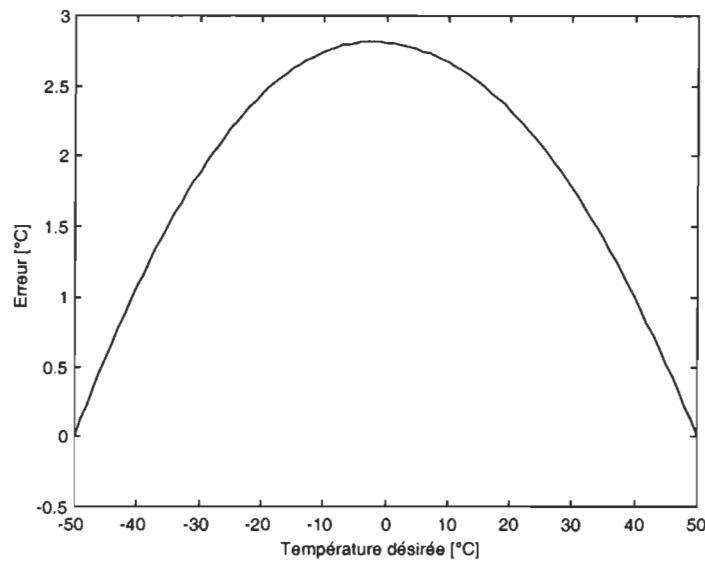


Figure II-8 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par une droite

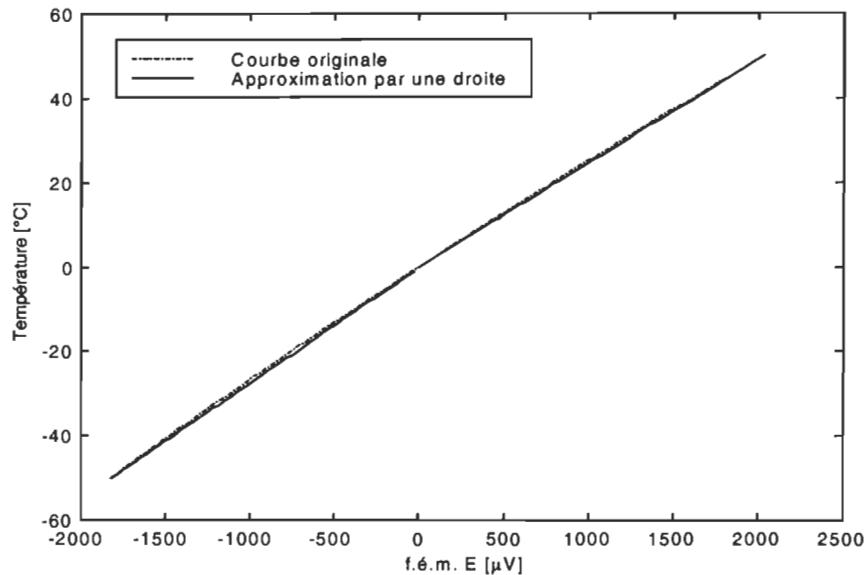


Figure II-9 : Température originale et température approximée par deux droites en fonction de la f.e.m

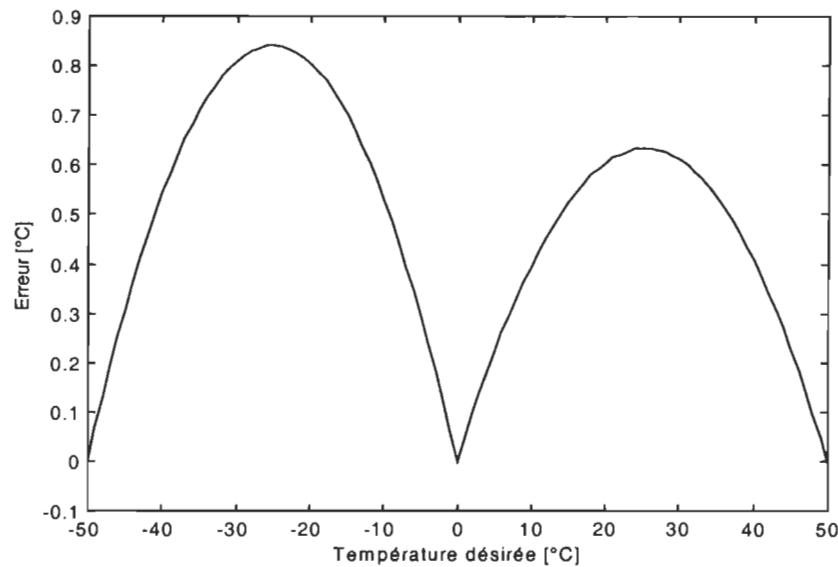


Figure II-10 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par deux droites

II.3.2. Approximation par des fonctions Splines

La méthode d'interpolation par des fonctions Splines peut se décomposer en 4 étapes :

Étape 1 : Nous choisissons N points de la courbe à approximer par des fonctions Splines.

Étape 2 : Les fonctions Splines cubiques pour les $N-1$ intervalles constitués par les N points ont la forme suivante :

$$T_i = a_i E^3 + b_i E^2 + c_i E + d_i, \quad i \in [1, \dots, N-1] \quad (\text{II.6})$$

où $N-1$ est le nombre d'intervalles. Il faut donc calculer les coefficients a_i, b_i, c_i, d_i des fonctions Splines dans chacun des intervalles considérés.

Étape 3 : Déterminer dans quel intervalle se trouve la valeur de E considérée afin d'appliquer la fonction Spline correspondante.

Étape 4 : Appliquer la fonction Spline correspondante pour déterminer la valeur de T .

Appliquons cette méthode d'approximation par des fonctions Splines à la courbe de la f.é.m. pour $N = 3$ points (Annexe 2). Comme dans le cas de l'approximation par la droite, traçons sur un même graphique la courbe idéale et la courbe d'étalonnage par des fonctions Splines (figure II-11).

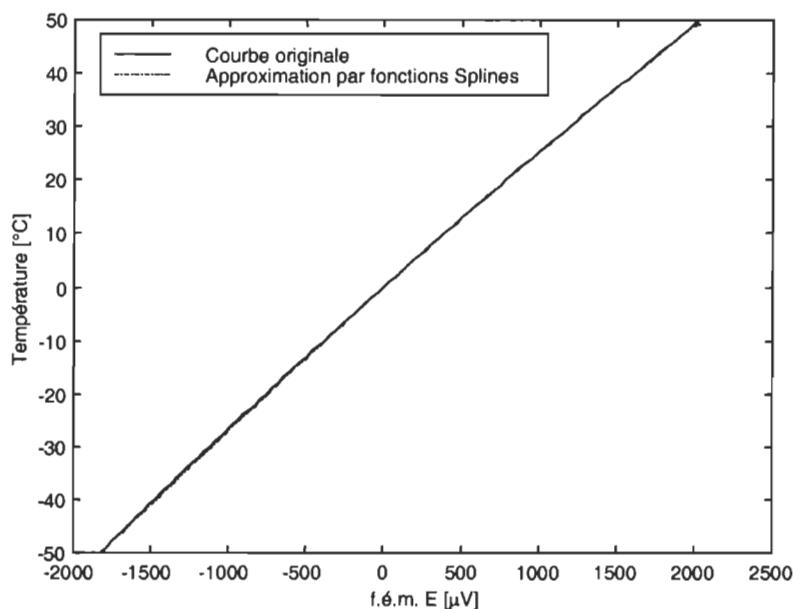


Figure II-11 : Température originale et température approximée par une droite en fonction de la f.é.m.

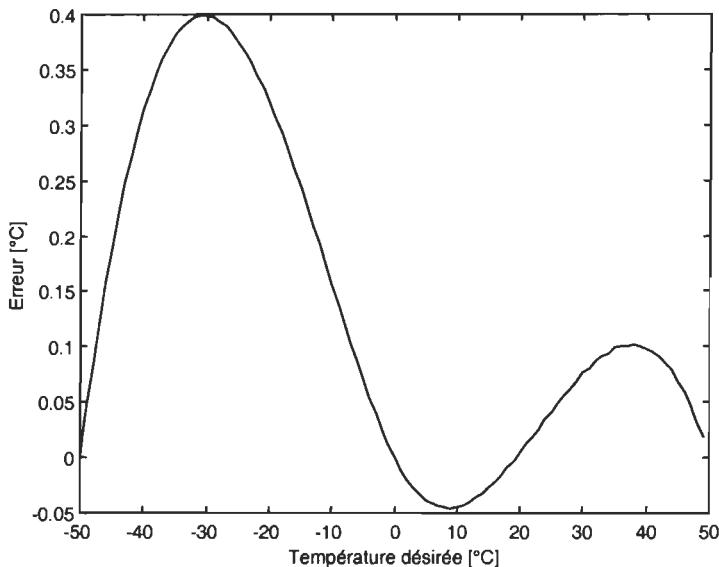


Figure II-12 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par des fonctions Splines avec $N=3$ points

De même, appliquons cette méthode d'approximation par des fonctions Splines pour $N = 5$ points (Annexe 2). La figure II-13 représente la courbe idéale et la courbe d'étalonnage par des fonctions Splines.

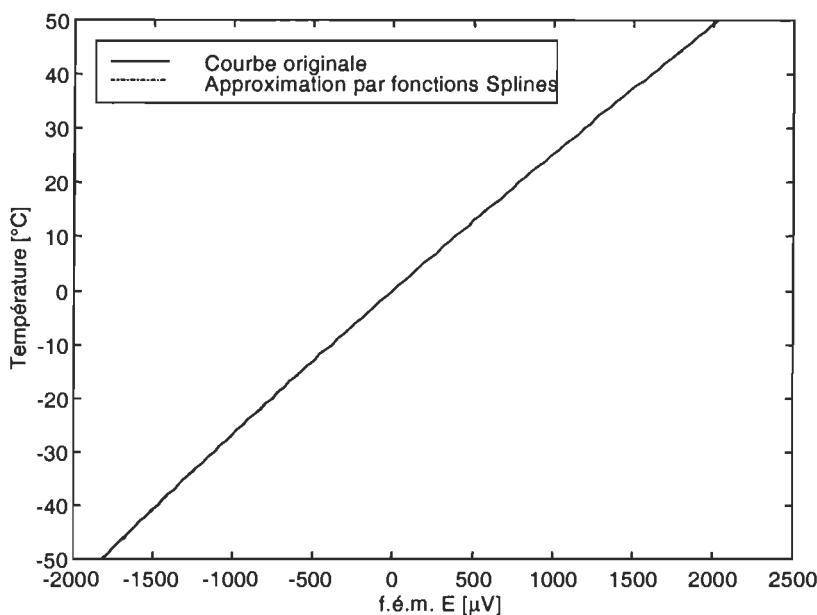


Figure II-13 : Température originale en fonction de la f.e.m. et approximation par des fonctions Splines avec $N = 5$ points

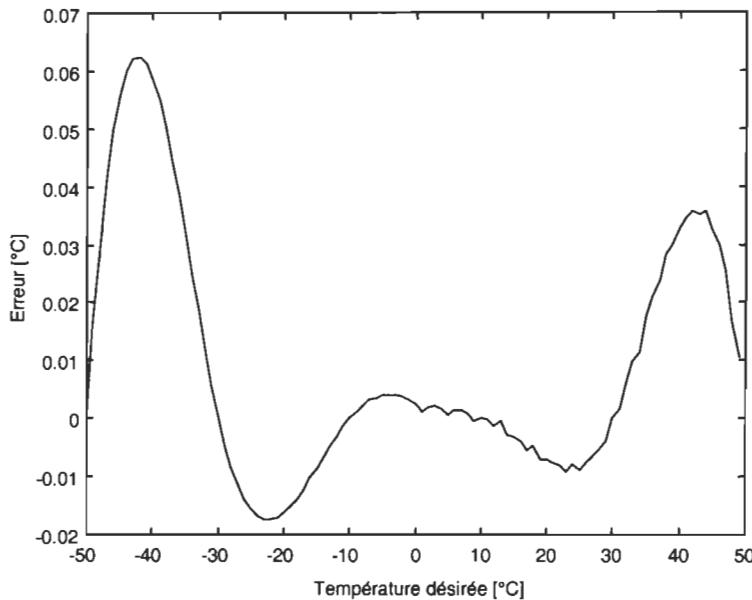


Figure II-14 : Erreur entre la courbe originale et la courbe approximée par des fonctions Splines avec $N=5$ points

II.3.3. Exploitation des résultats

Pour chaque méthode d'approximation le calcul de l'erreur quadratique relative moyenne sera effectué selon la relation II.7.

$$e = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (T_m - T_e)^2 \quad (\text{II.7})$$

où M est le nombre d'échantillon, T_m la température mesurée et T_e la température estimée.

Tableau II-1 : Erreur quadratique relative moyenne pour les différentes méthodes d'approximation

Approximation par une droite	2.52×10^{-1}
Approximation par deux droites	3.98×10^{-4}
Approximation par Splines 3 points	9.24×10^{-5}
Approximation par Splines 5 points	5.90×10^{-7}

Nous pouvons observer que plus le nombre de points considéré est important plus l'erreur quadratique relative moyenne sur la reconstitution est faible. Ceci s'explique par le fait que l'on s'approche de plus en plus de la courbe idéale. Cependant, plus le nombre de points est important plus les quantités de calculs et de données à stocker sont importantes. Ceci pourra constituer un problème dans le cas où nous voudrions intégrer le bloc de reconstitution dans un processeur car il existe des restrictions au niveau de la taille de la mémoire. De plus, les effets de quantification sur les résultats de reconstitution devraient être considérés.

II.4. Régulateurs thermoélectriques

II.4.1. Introduction

La méthode de régulation la plus courante des ordinateurs est la convection forcée (ventilateur), cependant il existe d'autres méthodes de régulation telles que :

- L'immersion dans un liquide de refroidissement [SIM96]

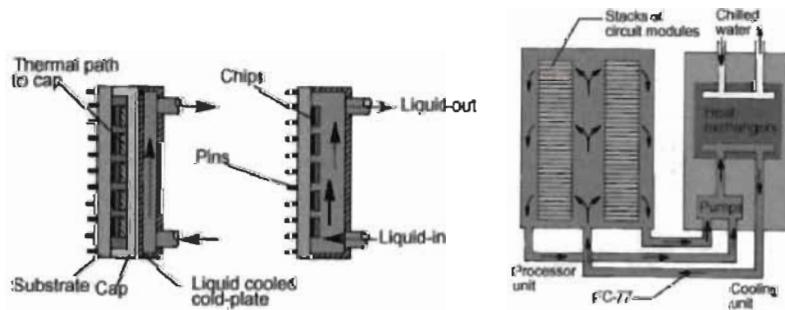


Figure II-15 : À gauche les exemples d'immersion indirecte et directe dans un liquide de refroidissement, et à droite un système par immersion dans un liquide de refroidissement [SIM96]

Dans le cas d'une immersion indirecte le composant électronique n'est pas en contact direct avec le liquide refroidissant, il existe une surface de séparation qui doit être de bonne conduction thermique. Dans le cas de l'immersion directe il n'existe pas de séparation physique entre le composant et le liquide refroidissant, cette méthode permet de refroidir le composant sans que le problème de résistance de conduction thermique ne se pose, ce qui est un avantage.

- **Les caloducs (angl. Heat Pipes) [GAR96]**

Un caloduc est un système de transfert de chaleur passif avec une conductivité thermique extrêmement grande. Quand la chaleur est entrée dans l'évaporateur, le fluide est vaporisé, créant un gradient de pression dans le conduit. Ce gradient de pression force la vapeur à circuler le long du conduit dans une section refroidissante où elle se condense abandonnant son état latent de vaporisation. Le fluide travaillant est alors retourné dans l'évaporateur par la force des capillaires développées dans la structure.

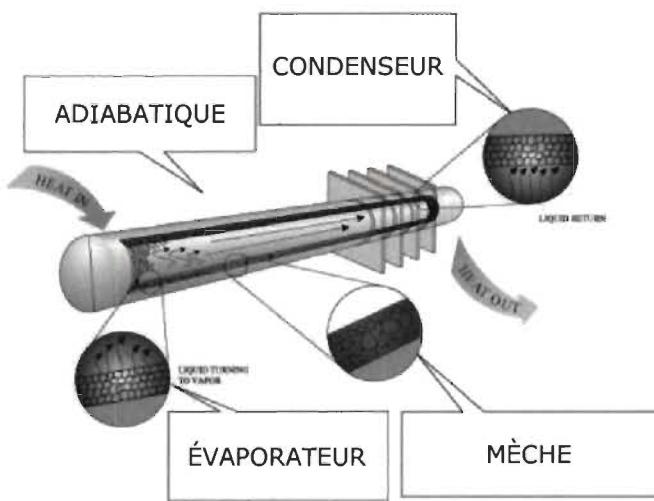


Figure II-16 : Fonctionnement d'un caloduc [GAR96]

- **Les refroidisseurs thermoélectriques** [GOD96] qui sont basés sur l'effet Peltier, et dont l'étude détaillée sera faite dans les paragraphes suivants.
- **Les micro ventilateurs** [MIFAN] :

Cette méthode est assez nouvelle et pourra être prise en considération dans notre application. Cependant il faut choisir cette méthode dès la conception du processeur ou autres circuits électroniques, car cette méthode de refroidissement suppose que le ventilateur soit intégré dans le circuit avec une taille de l'ordre du micromètre. L'avantage majeur des micros fans est le gain de place, l'inconvénient est qu'il faut y penser dès la conception du circuit intégré et la maintenance est impossible.

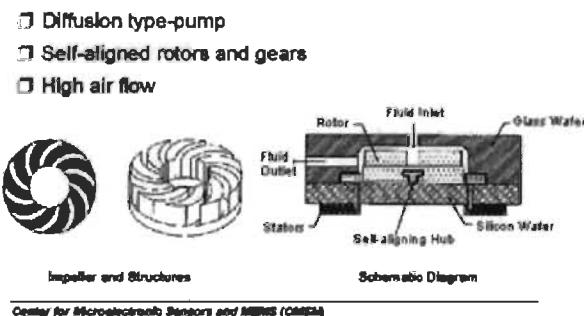


Figure II-17 : Les micros fans [MIFAN]

II.4.2. Régulateurs thermoélectriques à éléments Peltiers

Un élément Peltier consiste en un thermocouple composé d'éléments de type n et p en tellure de bismuth sous la forme de lingots poly cristallins. Les extrémités des éléments sont soudées sur des plaques de cuivre, qui sont elles mêmes soudées sur des plaques céramiques en BK-96 (96% Al₂O₃) ou BK-100 (100% Al₂O₃) fournissant un support mécanique durable et assurant un bon transfert de chaleur ainsi qu'une bonne isolation électrique.

II.4.2.1. Constitution

Les refroidisseurs thermoélectriques à éléments Peltier sont constitués par des thermocouples qui constituent une pompe à chaleur. Ces thermocouples sont composés de lingots de tellure de bismuth fortement dopés n ou p. Connectés sur une source de courant continu, ils génèrent un transfert de chaleur d'un côté vers l'autre. Ces lingots sont soudés par paires n - p sur des plaques de cuivre qui servent de connecteurs électriques. Ces plaques de cuivre sont soudées sur des plaques en céramique qui assurent le transfert de chaleur tout en maintenant une très bonne isolation électrique.

Les régulateurs thermoélectriques peuvent être combinés en montages parallèles et cascadés pour augmenter la différence de température souhaitée entre les deux faces. Ils peuvent fonctionner dans toutes les positions. Le fait que le transfert de chaleur soit réversible peut être important pour certaines applications. La quantité de chaleur évacuée est directement proportionnelle à la puissance fournie. Le réglage de la température se fait par le réglage manuel ou automatique de la tension, donc la précision de régulation de température est fonction de la précision de réglage de l'alimentation.

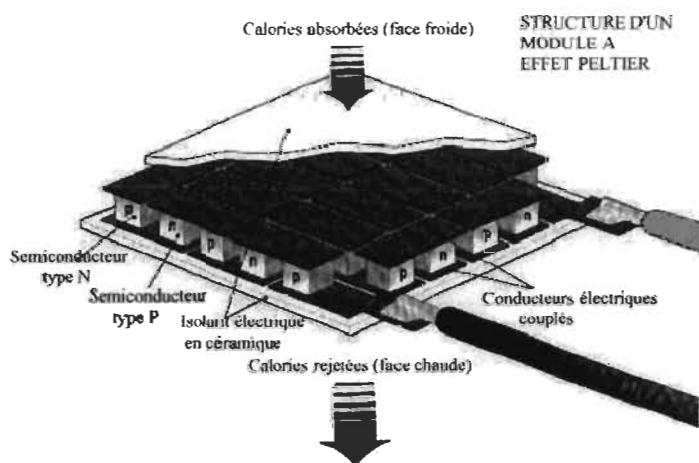


Figure II-18 : Structure d'un régulateur thermoélectrique à effet Peltier [DLKFR]

II.4.2.2. Paramètres des modules thermoélectriques

Les paramètres caractérisant les régulateurs thermoélectriques sont :

- I Courant (A) au borne du régulateur thermoélectrique
- Q_c Quantité de chaleur absorbée (W)
- T_c Température de la face froide en fonctionnement ($^{\circ}\text{C}$)
- T_h Température de la face chaude en fonctionnement ($^{\circ}\text{C}$)
- ΔT Différence de température entre les faces ($^{\circ}\text{C}$)
- ΔT_{\max} Différence de température maximale possible (pour I_{\max} et $Q_c = 0$) ($^{\circ}\text{C}$)
- V Tension d'entrée (V)
- N Nombre de paires de thermocouples
- G Facteur géométrique du refroidisseur = $(\text{BB})^2/\text{CC}$

Pour sélectionner un élément Peltier il est nécessaire de déterminer 4 paramètres tels que

T_h , T_c , ΔT et Q_c .

II.4.2.3. Choix d'un régulateur thermoélectrique

Le tableau II-2 présente les valeurs maximales du courant, de la puissance, de la tension, et de la variation de température du refroidisseur choisi, ainsi que les dimensions du régulateur thermoélectrique Snowball-71.

Tableau II-2 : Caractéristiques du régulateur Snowball-71 à $T_h=300K$

Type	I_{\max} [A]	Q_{\max} [W]	V_{\max} [V]	ΔT_{\max} [$^{\circ}\text{K}$]	A [mm]	B [mm]	H [mm]
Snowball-71	3.90	36.00	16.10	71	30.00	30.00	3.60

Où I_{\max} , Q_{\max} , V_{\max} et ΔT_{\max} sont les valeurs maximales possibles respectives du courant, de la quantité de chaleur absorbée, de la tension d'entrée et de la différence de température. Les dimensions A, B et H sont représentées sur la figure II-19.

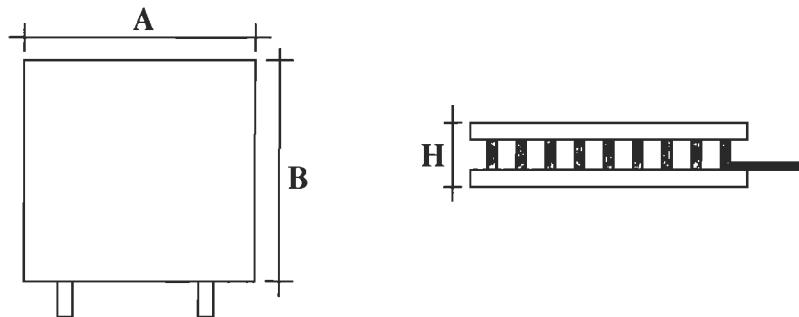


Figure II-19 : Dimensions A, B et H du régulateur à effet Peltier

La figure II-20 représente la quantité de chaleur absorbée par le refroidisseur en fonction de la variation de température entre ses deux plaques et du courant I . La figure II-21 représente la tension aux bornes du refroidisseur en fonction de la variation de température entre ses deux plaques et du courant I .

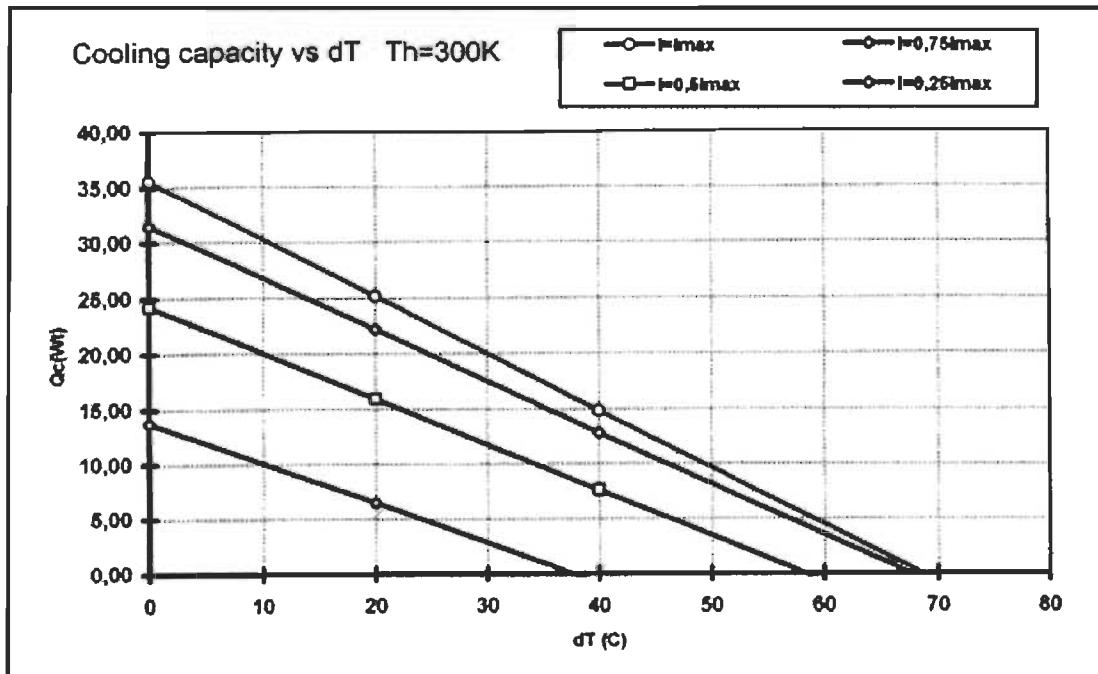


Figure II-20 : Quantité de chaleur absorbée par le refroidisseur en fonction de la variation de température entre ses deux plaques et du courant d'entrée I [DLKFR]

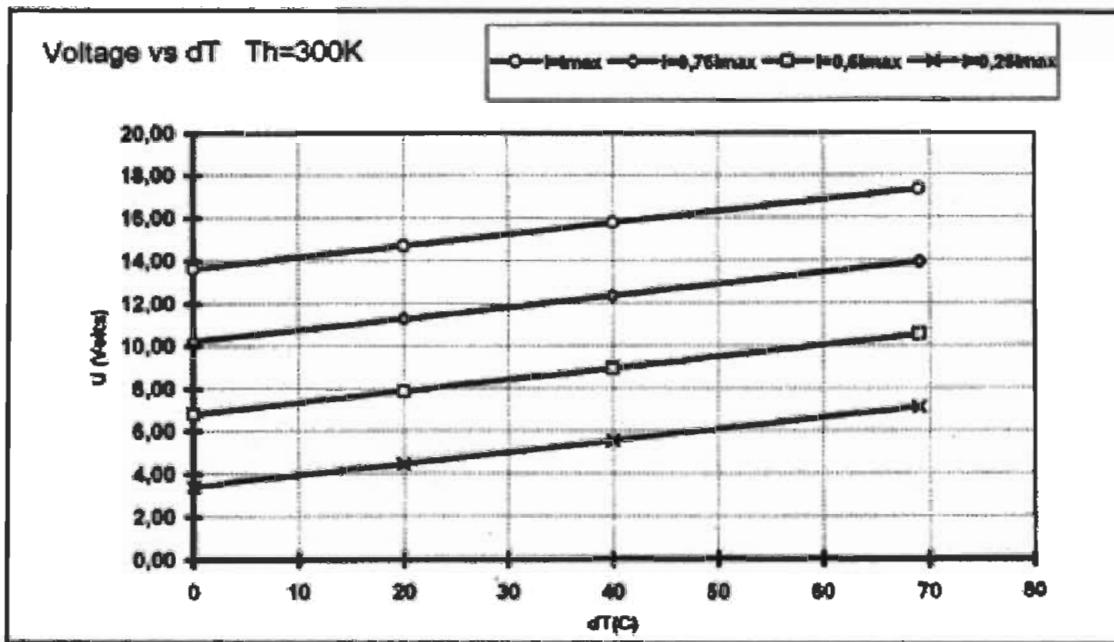


Figure II-21 : Tension aux bornes du refroidisseur en fonction de la variation de température entre ses deux plaques et du courant d'entrée I [DLKFR]

II.4.2.4. Performances thermiques des éléments à effet Peltier

Les performances thermiques des régulateurs thermoélectriques à effet Peltier sont :

- la capacité de régulation de 0,21 W à 180 W ;
- la température de fonctionnement de -150°C à $+80^{\circ}\text{C}$;
- les fortes valeurs de ΔT jusqu'à 130°C ;
- les modules simples ou multi-étages ;
- les dimensions de 1,8 - 3,4 mm à 62 - 64 mm ;
- l'espérance de vie d'environ 200000 heures.

II.4.2.5. Applications des régulateurs à effet Peltier

Les différentes applications des régulateurs thermoélectriques à effet Peltier sont :

- refroidissement d'éléments électro-optiques ;

- stabilisation de diodes lasers ;
- refroidissement de détecteurs infrarouges ;
- **refroidissement de cartes PC ou microélectroniques ;**
- refroidissement d'aliments ;
- conditionneurs ;
- pour tout besoin nécessitant un refroidissement précis et contrôlé, sans bruit et très fiable.

Chapitre III

Modélisation

III.1. Introduction

Parmi les outils de modélisation de système électrothermiques, nous trouvons :

- les logiciels de simulation numérique,
- les circuits électriques équivalents,
- les modèles mathématiques équivalents.

Pour ce qui est des logiciels de simulation numérique nous citons : NISA, JMAG [JMAG], FLUTHERM [FLOME], etc. L'étude d'un système à l'aide de ces logiciels se fait en plusieurs étapes.

La première étape consiste à créer la géométrie du système (*angl. pre - processing*) (dimension, position, etc.), puis à attribuer les propriétés thermiques des

éléments (dans le cas d'une étude thermique : densité, conductivité et chaleur spécifique) et enfin à spécifier les conditions aux limites du système (éléments source de chaleur, température initiale dans le cas d'une étude dynamique, etc.). Une fois cette étape complétée nous pouvons passer à la deuxième étape qui est la simulation du système (*angl. processing*) en mode thermique. Enfin, la troisième et dernière étape est l'analyse des résultats de simulation (*angl. Post – processing*) : température, pression, etc.

Une autre méthode de modélisation consiste à trouver un circuit électrique équivalent à notre système [BEL90] [ELB78]. Cette modélisation est très pratique pour la simulation du système avec des outils tels que Matlab® et SIMULINK™.

Ce chapitre traitera dans un premier temps de la modélisation électrique du système, et dans un deuxième temps de la modélisation numérique comme méthode de validation du modèle électrique.

III.2. Modélisation électrique du système

Afin de développer un asservissement qui améliore le plus possible le fonctionnement de notre système en fonction des critères de base, il est important d'établir un modèle décrivant le comportement du système. Le schéma du système est présenté à la figure III-1.

Où, pour $i \in \{1,2\}$

- q_i est la quantité de chaleur dégagée par le composant i ;
- q_{V_i} est la quantité de chaleur dégagée par le régulateur i ;

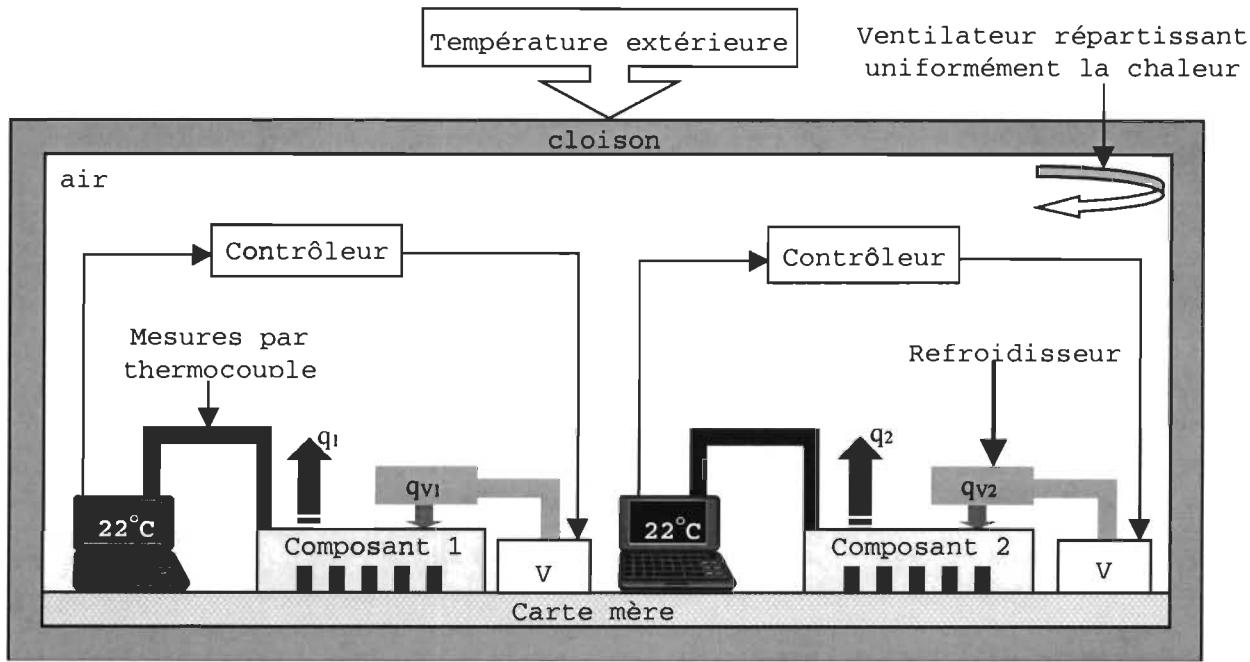


Figure III- 1 : Schéma du système de contrôle thermique de deux composants électroniques sur une même carte mère avec deux régulateurs

III.2.1. Analogies entre les grandeurs électriques et thermiques

Deux systèmes sont dits analogues s'ils obéissent aux mêmes équations et possèdent des conditions aux limites identiques [KRE67]. Cela signifie que l'équation traduisant un des systèmes peut être transformée, pour exprimer le deuxième système, par simple changement des symboles. Par exemple, le flux de chaleur à travers une résistance thermique est analogue à l'intensité de courant dans un circuit électrique à courant continu, car ces deux types d'écoulement obéissent aux mêmes équations. Si nous

remplaçons dans l'équation du flux de chaleur $q = \frac{\Delta T}{R}$ le symbole ΔT des températures

(potentiel de température) par le symbole du potentiel électrique, c'est-à-dire la différence de potentiel ΔE et le symbole de la résistance thermique R par celui de la

résistance électrique R_e , nous obtenons l'équation du débit de quantité d'électricité, c'est-à-dire le courant $i = \frac{\Delta E}{R_e}$. La base d'analogies ayant été établie, nous pouvons appliquer certaines propriétés de la théorie de l'électricité aux problèmes de transmission de chaleur.

Tableau III-1: Analogies entre les grandeurs électriques et thermiques

Quantité électrique	Quantité thermique
Courant i	Flux de chaleur Q
Tension U	Différence de température ΔT
Résistance électrique R	Résistance thermique R_θ
Capacité C	Capacité thermique C_θ

Afin d'établir le modèle équivalent au système physique nous devons faire plusieurs approximations. Les perturbations extérieures peuvent être modélisées par deux résistances thermiques : R_1 qui agit sur le composant 1 et R_2 qui agit sur le composant 2. De même, l'influence mutuelle des composants 1 et 2 peut s'apparenter à une résistance thermique R_{12} . Ainsi, le montage électrique équivalent au système physique est représenté figure III-2.

Où

- T_A est la température du composant 1 ;
- T_B est la température du composant 2 ;
- T_{V_1} est la température du régulateur 1 ;
- T_{V_2} est la température du régulateur 2 ;
- C_i est la capacité d'accumulation thermique du composant i ($i = 1, 2$) ;

- C_{V_i} est la capacité d'accumulation thermique du régulateur i ($i = 1, 2$);

Les quantités de chaleur traversant le circuit sont symbolisées par les flèches « \blacktriangle ».

Note : la capacité d'accumulation thermique sera définie dans les paragraphes qui suivent.

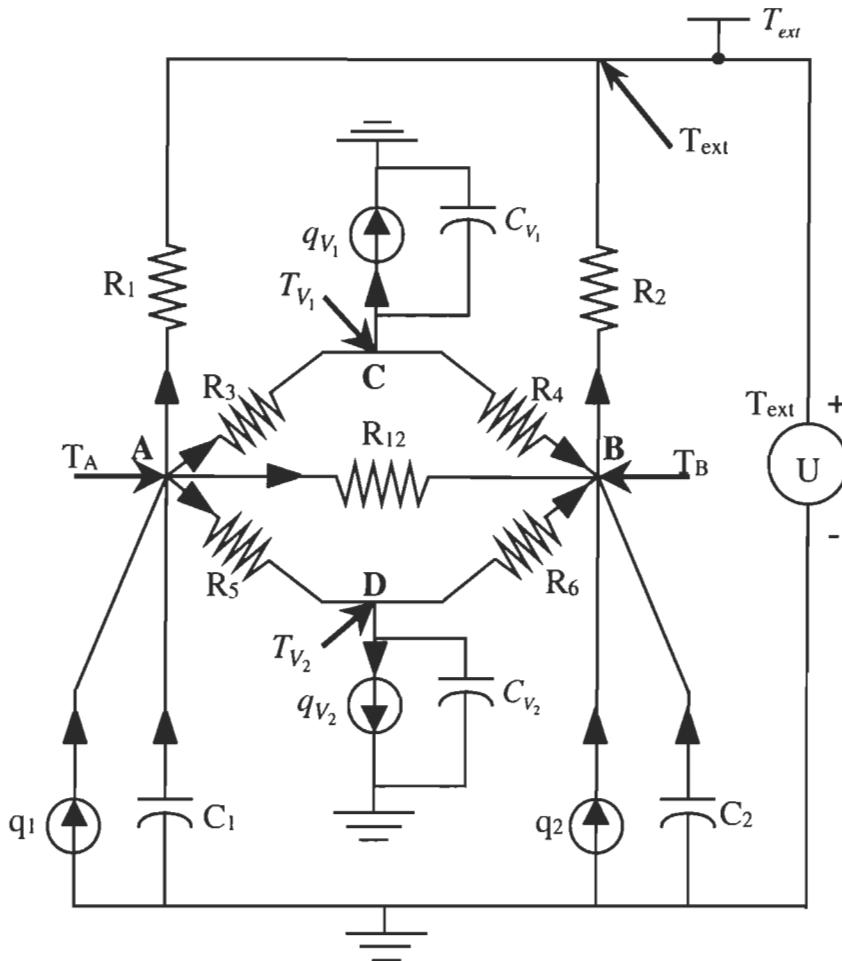


Figure III-2 : Modèle électrique équivalent au système physique

III.2.2. Bilans énergétiques du modèle

La représentation sous forme de modèle d'état du système permet d'utiliser des méthodes de commande connues. Pour cela, écrivons les bilans énergétiques du système aux points A, B, C et D de la figure III-2 en utilisant les analogies du tableau III-1.

- Bilan énergétique au nœud A :

$$\begin{aligned}
 q_1 + \frac{T_{ext} - T_A}{R_1} + \frac{T_{V_1} - T_A}{R_3} + \frac{T_{V_2} - T_A}{R_5} &= \frac{T_A - T_B}{R_{12}} + C_1 \frac{\partial T_A}{\partial t} \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial T_A}{\partial t} &= \frac{1}{C_1} \left\{ q_1 + \frac{T_{ext} - T_A}{R_1} + \frac{T_{V_1} - T_A}{R_3} + \frac{T_{V_2} - T_A}{R_5} - \frac{T_A - T_B}{R_{12}} \right\} \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial T_A}{\partial t} &= \frac{1}{C_1} \left\{ q_1 + T_A \left(-\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_5} - \frac{1}{R_{12}} \right) + \frac{T_B}{R_{12}} + \frac{T_{ext}}{R_1} + \frac{T_{V_1}}{R_3} + \frac{T_{V_2}}{R_5} \right\}
 \end{aligned} \tag{III.1}$$

- Bilan énergétique au nœud B :

$$\begin{aligned}
 q_2 + \frac{T_{ext} - T_B}{R_2} + \frac{T_{V_1} - T_B}{R_4} + \frac{T_{V_2} - T_B}{R_6} + \frac{T_A - T_B}{R_{12}} &= C_2 \frac{\partial T_B}{\partial t} \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial T_B}{\partial t} &= \frac{1}{C_2} \left\{ q_2 + \frac{T_{ext} - T_B}{R_2} + \frac{T_{V_1} - T_B}{R_4} + \frac{T_{V_2} - T_B}{R_6} + \frac{T_A - T_B}{R_{12}} \right\} \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial T_B}{\partial t} &= \frac{1}{C_2} \left\{ q_2 + T_B \left(-\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_4} - \frac{1}{R_6} - \frac{1}{R_{12}} \right) + \frac{T_A}{R_{12}} + \frac{T_{ext}}{R_2} + \frac{T_{V_1}}{R_4} + \frac{T_{V_2}}{R_6} \right\}
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

- Bilan énergétique au nœud C :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial T_{V_1}}{\partial t} &= \frac{1}{C_{V_1}} \left\{ q_{V_1} - \frac{T_{V_1} - T_A}{R_3} - \frac{T_{V_1} - T_B}{R_4} \right\} \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial T_{V_1}}{\partial t} &= \frac{1}{C_{V_1}} \left\{ q_{V_1} - T_{V_1} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{T_A}{R_3} + \frac{T_B}{R_4} \right\}
 \end{aligned} \tag{III.3}$$

- Bilan énergétique au nœud D :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial T_{V_2}}{\partial t} &= \frac{1}{C_{V_2}} \left\{ q_{V_2} - \frac{T_{V_2} - T_A}{R_5} - \frac{T_{V_2} - T_B}{R_6} \right\} \\
 \Leftrightarrow \frac{\partial T_{V_2}}{\partial t} &= \frac{1}{C_{V_2}} \left\{ q_{V_2} - T_{V_2} \left(\frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} \right) + \frac{T_A}{R_5} + \frac{T_B}{R_6} \right\}
 \end{aligned} \tag{III.4}$$

III.2.3. Expression sous forme de modèle d'état

Pour établir une représentation sous forme de modèle d'état il faut définir les variables d'états, les entrées, les sorties et enfin les différentes perturbations.

- Le vecteur des variables d'état est :

$$\mathbf{x} = [T_A \quad T_B \quad T_{V_1} \quad T_{V_2}]^T \Rightarrow \dot{\mathbf{x}} = \left[\frac{\partial T_A}{\partial t} \quad \frac{\partial T_B}{\partial t} \quad \frac{\partial T_{V_1}}{\partial t} \quad \frac{\partial T_{V_2}}{\partial t} \right]^T \quad (\text{III.5})$$

- Le vecteur des entrées non commandables est :

$$\mathbf{q} = [q_1 \quad q_2]^T \quad (\text{III.6})$$

- Le vecteur des entrées commandables est :

$$\mathbf{q}_v = [q_{V_1} \quad q_{V_2}]^T \quad (\text{III.7})$$

- La perturbation du système est T_{ext}
- Les sorties mesurées du système sont les températures T_A et T_B

Posons : $a_{11} = \frac{1}{C_1} \left(-\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_{12}} - \frac{1}{R_5} \right)$; $a_{12} = \frac{1}{C_1 R_{12}}$; $a_{13} = \frac{1}{C_1 R_3}$; $a_{14} = \frac{1}{C_1 R_5}$;

$$a_{22} = \frac{1}{C_1} \left(-\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_4} - \frac{1}{R_{12}} - \frac{1}{R_6} \right); \quad a_{23} = \frac{1}{C_1 R_4}; \quad a_{24} = \frac{1}{C_1 R_6}; \quad a_{33} = \frac{1}{C_1} \left(-\frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_4} \right)$$

$$\text{et } a_{44} = \frac{1}{C_1} \left(-\frac{1}{R_5} - \frac{1}{R_6} \right)$$

D'après les équations différentielles (III.1) à (III.4), le modèle d'état s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{12} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} & 0 \\ a_{14} & a_{24} & 0 & a_{44} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 1/C_1 & 0 \\ 0 & 1/C_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{q} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1/C_{V_1} & 0 \\ 0 & 1/C_{V_2} \end{bmatrix} \mathbf{q}_v + \begin{bmatrix} 1/R_1 \\ 1/R_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_{ext} \\ \mathbf{y} = [1 \ 1 \ 0 \ 0]^T \mathbf{x} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

III.3. Modélisation numérique sous Flotherm

III.3.1. Introduction

Flotherm est un logiciel d'analyse thermique très utilisé par les concepteurs dans le domaine de l'électronique. Développé à la base pour les besoins spécifiques des industries, il inclut des dispositifs et des fonctionnalités pour la création, l'analyse et l'interprétation optimalisée pour des créateurs confrontés à l'évaluation de problèmes thermiques de plus en plus rudes.

III.3.2. La géométrie

La géométrie à représenter sous Flotherm est présentée figure III-3 et représente une carte mère Abit-BH6. Nous supposons que la carte est placée dans une cloison dont les dimensions sont les suivantes :

- longueur externe : $L = 295mm$;
- largeur externe : $l = 230mm$;
- hauteur externe : $h = 80mm$;
- épaisseur des parois : $e = 2mm$.

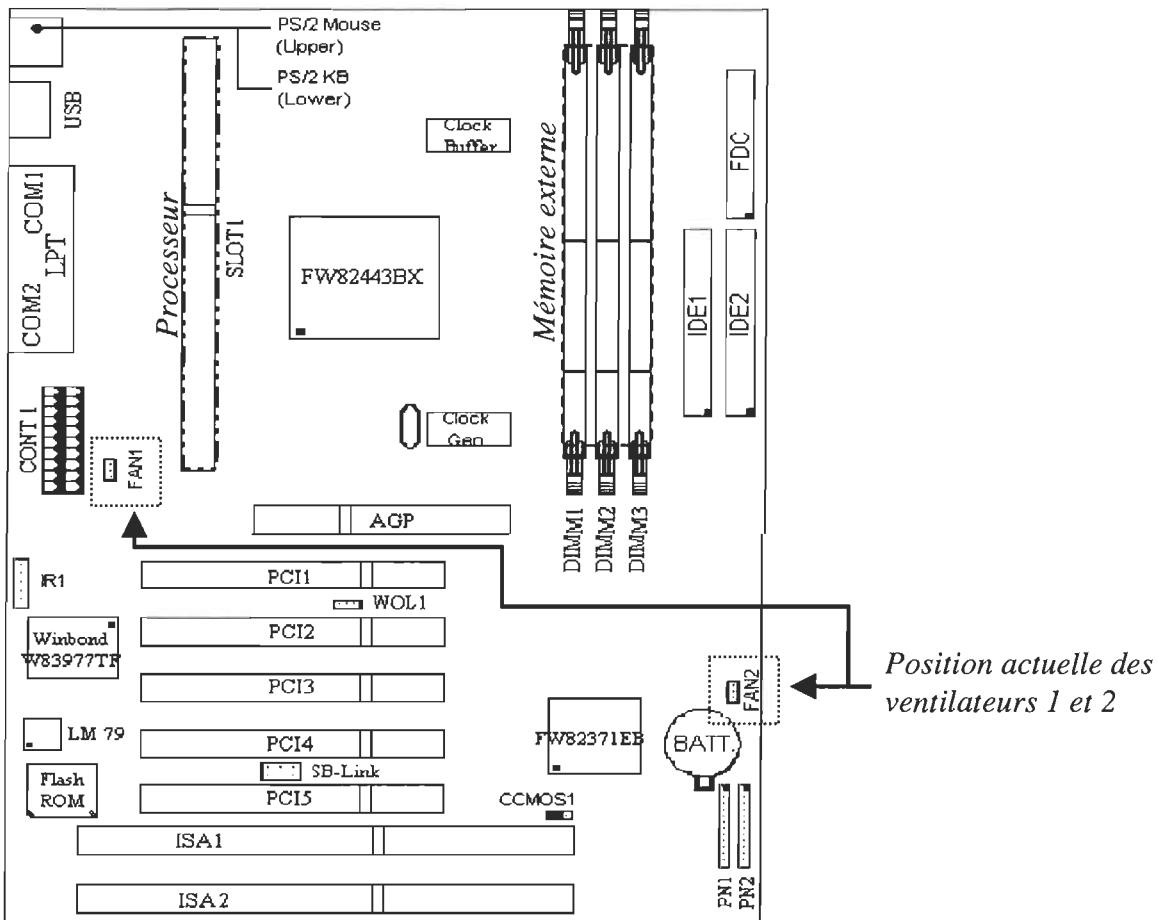


Figure III-3 : Structure de la carte mère Abit-BH6 [ABIUS]

Le modèle de la carte à représenter sous Flotherm se compose :

- d'un châssis,
- d'un ventilateur,
- de deux grilles de ventilation (nécessaires pour la bonne circulation de l'air à l'intérieur du châssis),
- d'une carte mère (*PCB : Printed Circuit Boards*) se composant :
 - ➔ d'un processeur,
 - ➔ de trois mémoires externes SIMM (*Single In-line Memory Modules*),
 - ➔ d'une source d'alimentation PSU (*Power Supply Unit*).

Les figures III-4 et III-5 donnent la géométrie et les dimensions imposées pour la modélisation de la carte mère. Les dimensions sont exprimées en millimètres (mm). Sur ces deux vues ne figure pas la cloison englobant les composants. Le détail du processeur est représenté à la figure III-6 où « ép. » signifie « épaisseur ».

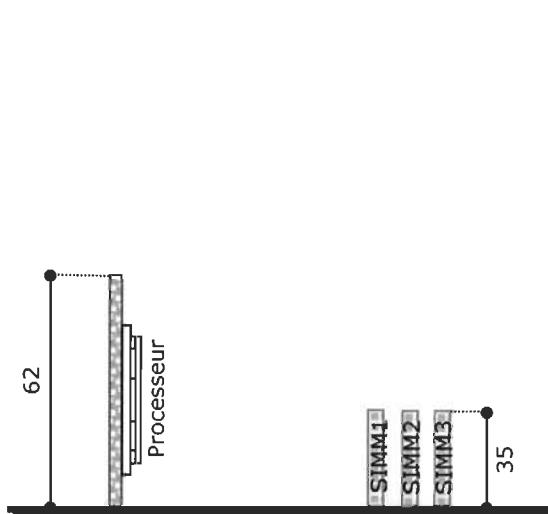


Figure III-4 : Vue de côté

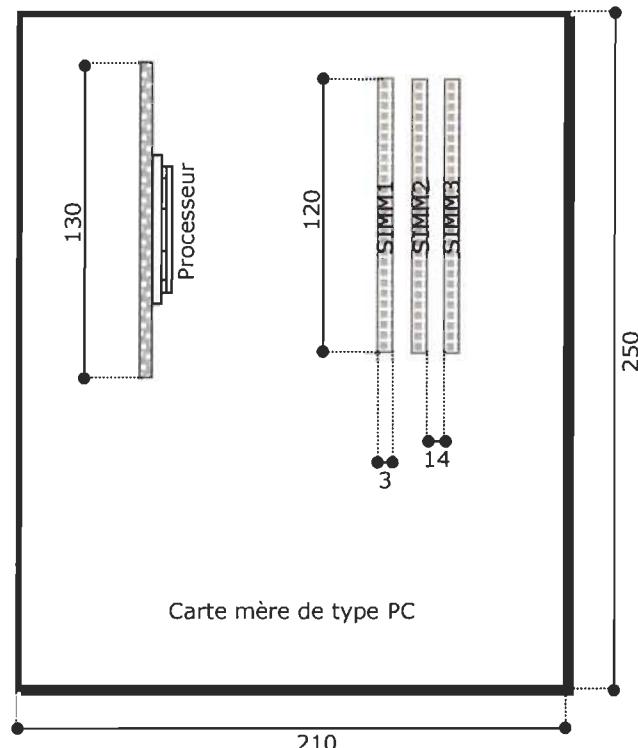


Figure III-5 : Vue de dessus

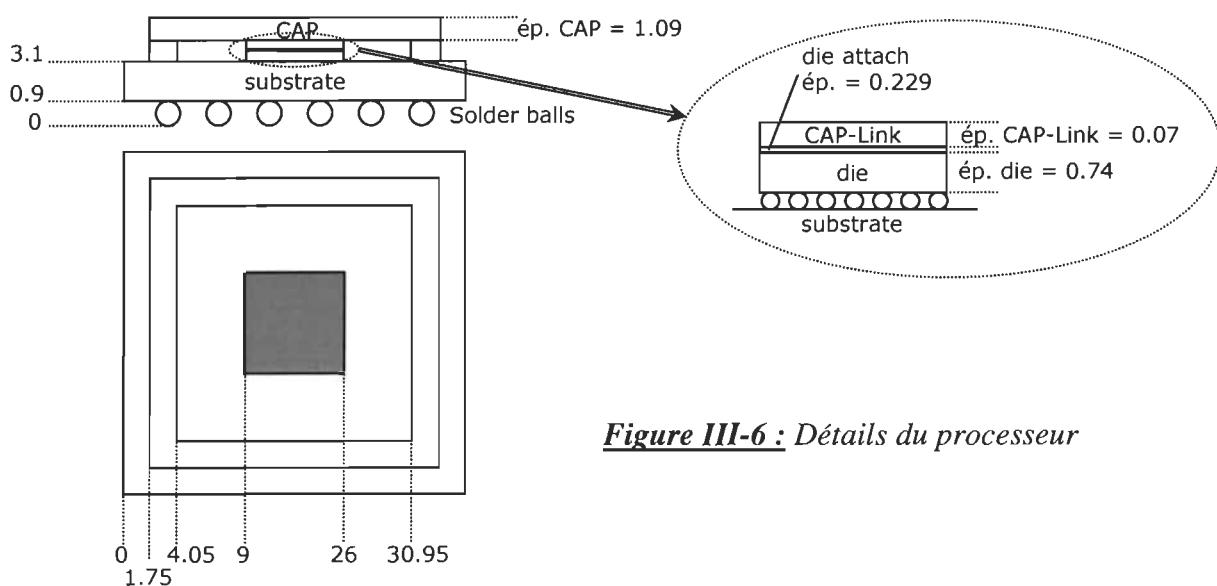


Figure III-6 : Détails du processeur

Ainsi, la géométrie obtenue est présentée sous forme hiérarchique à la figure III-7 et sous forme géométrique à la figure III-8.

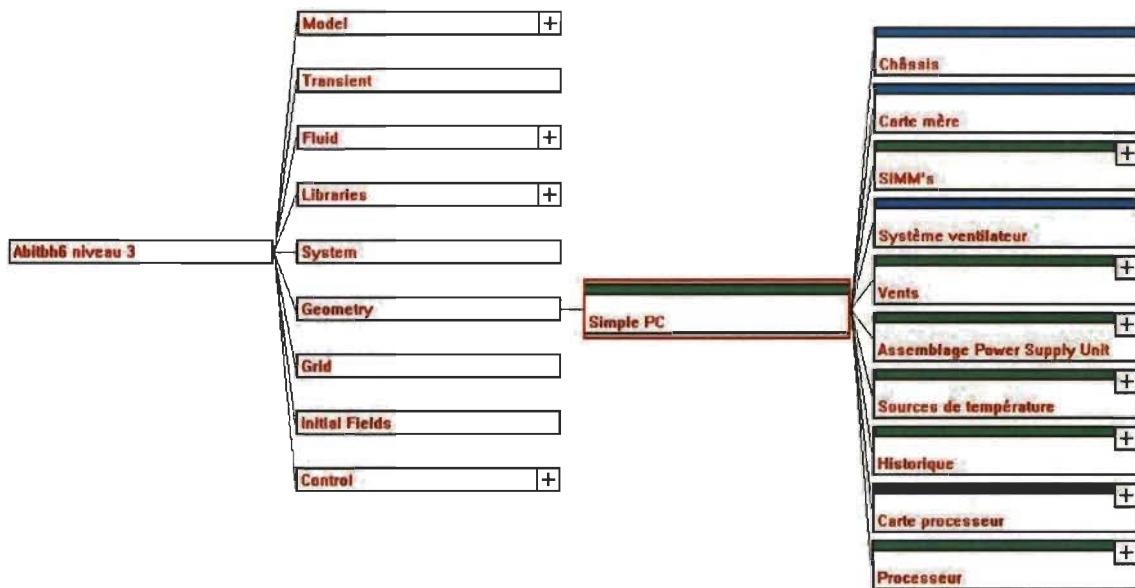


Figure III-7 : Modèle sous forme hiérarchique dans Flotherm

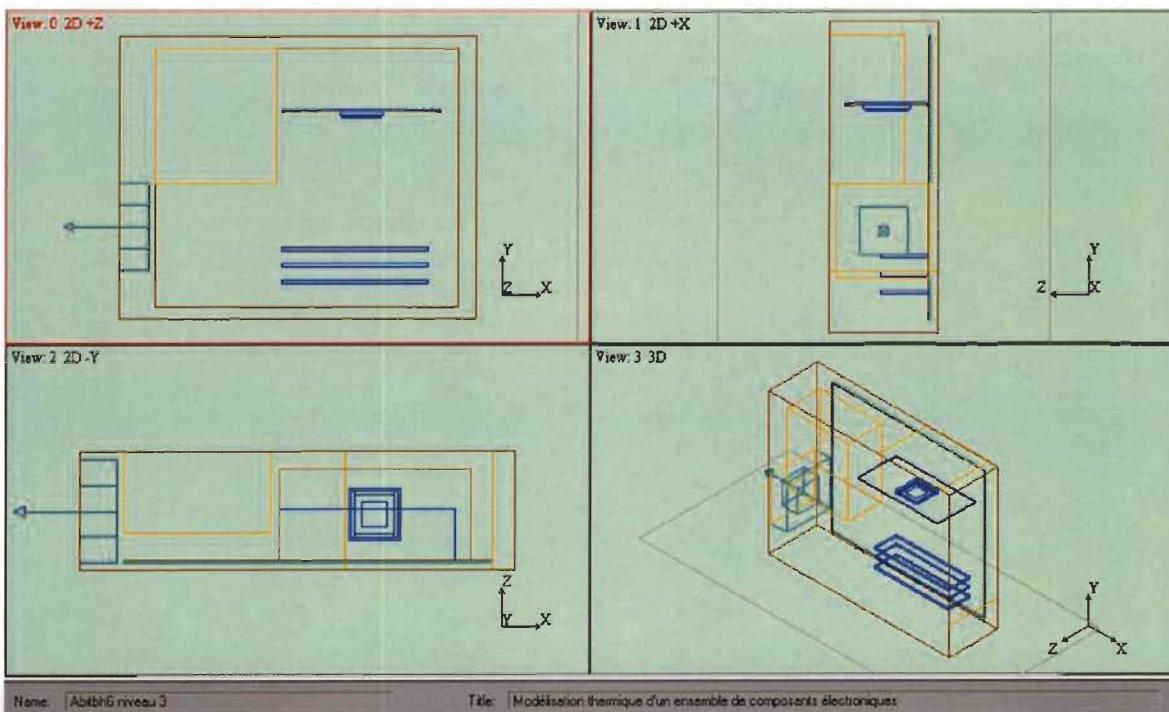


Figure III-8 : Modèle sous forme géométrique dans Flotherm

Lors de la conception du modèle, nous avons utilisé les caractéristiques des matériaux déjà existantes dans une librairie de Flotherm et d'autres que nous avons créées. Ces caractéristiques utilisées sont résumées dans le tableau III-2.

Tableau III-2 : Propriétés des matériaux utilisés

Matériaux	Densité kg / m^3	Conductivité thermique $W / (m^o K)$	Chaleur spécifique $J / (kg^o K)$	Appliqué au composant
Duraluminium	2.8×10^3	1.64×10^2 ⁽¹⁾	9.1×10^2	cloison
FR4	1.2×10^3	3×10^{-1} ⁽¹⁾	8.8×10^2	Carte mère et support processeur
Pure Copper	8.933×10^3	3.95×10^2 ⁽¹⁾	3.97×10^2	Carte mère et support processeur
Lumped Chip	-	2.0×10^1 ⁽¹⁾	-	
BoardMaterial	1.9733×10^3	$k_x = 3.977 \times 10^1$ $k_y = 3.977 \times 10^1$ ⁽³⁾ $k_z = 3.333052 \times 10^{-1}$	6.613491×10^2	Carte mère et support processeur
Alumina	-	2.0×10^1 ⁽¹⁾	-	
Lumped solder balls	-	9.82 ⁽¹⁾	-	Solder balls
Pure silicon	2.33×10^3	$Valeur = 1.175 \times 10^2$ $Coef = -4.2 \times 10^{-1} W / (m^o K^2)$ ⁽²⁾ $T_{ref} = 100^o C$	7.0×10^2	Die
Lumped C4	-	2.05 ⁽¹⁾	-	C4
Lumped die attach	-	8.0×10^{-1} ⁽¹⁾	-	Die attach
Aluminum	-	1.8×10^2 ⁽¹⁾	-	

⁽¹⁾ Conductivité thermique constante, ⁽²⁾ conductivité thermique dépendante de la température et ⁽³⁾ conductivité thermique orthotropique.

III.3.3. Les conditions

La deuxième grande partie de la modélisation est d'établir les conditions aux limites du système, c'est-à-dire définir les éléments sources de chaleur, les éléments responsables de phénomènes de convection, de radiation, etc. De plus, la modélisation numérique utilisant

un module thermique dynamique, il faut préciser la température initiale de chacun des nœuds, et définir les courbes dépendantes du temps.

- Amplitude des courbes en fonction du temps

Deux courbes dépendantes du temps sont nécessaires dans cette étude : une pour la variation du pourcentage d'utilisation du processeur et de la mémoire externe (figure III-9) ; une autre pour la variation de la température extérieure (figure III-10).

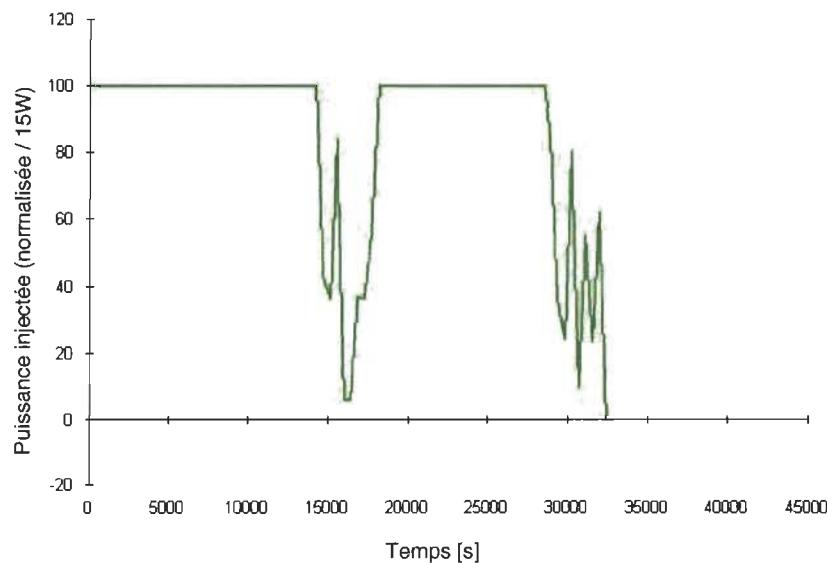


Figure III-9 : Variations normalisées par rapport à 15W du pourcentage d'utilisation du processeur et des mémoires externes (SIMM's)

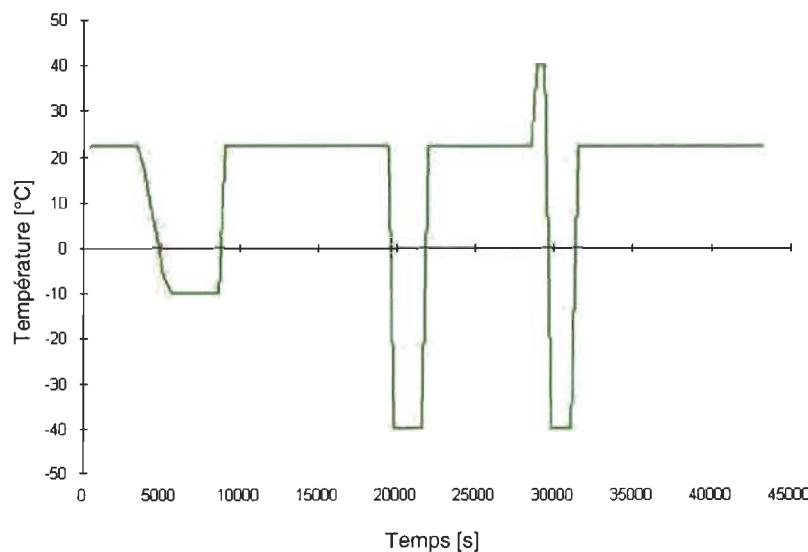


Figure III-10 : Variations de la température extérieure

- Sources de chaleur

Nous supposons que les deux types de composants générant le plus de chaleur sont le processeur et les mémoires externes. Le dégagement de chaleur dépend du pourcentage d'utilisation que nous avons décrit à la figure III-9. Ces valeurs sont normalisées et seront multipliées par $15W$, que nous supposons être la puissance maximale dissipée par le processeur ou par les mémoires externes.

- Température spécifique

La température spécifique désigne la température de la surface des éléments qui influencent le système, mais qui ne sont pas influencés par le système. Dans notre cas, la surface de la cloison aura une température spécifique qui correspond aux variations de la température extérieure en fonction du temps représentée à la figure III-10.

- Température initiale

Lors d'une analyse thermique dynamique, nous avons le choix d'imposer la température initiale de chacun des nœuds (sinon cela est fait par défaut). La température initiale de tous les nœuds sera $T_0 = 22^\circ C$.

- Paramètres de simulation

Les paramètres de simulation consistent à préciser le début et la fin de l'analyse thermique (tableau III-3), ainsi que la méthode d'échantillonnage (tableau III-4).

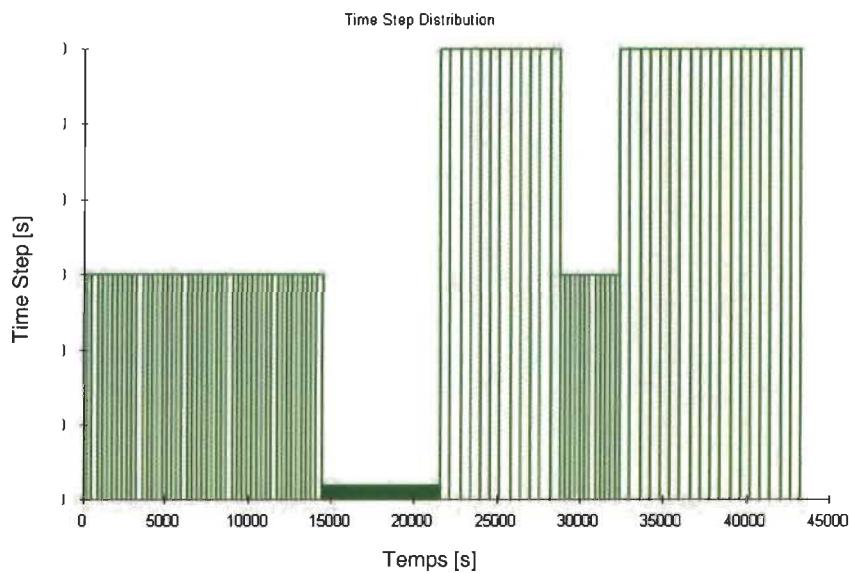
Tableau III-3 : Début et fin de la simulation

Début	Fin
0 s	43200 s

Tableau III-4 : Méthode d'échantillonnage

Intervalle	Début (s)	Fin (s)	Durée d'un échantillon	Nombre d'échantillons	Distribution d'échantillon
T1	0	14400	300 s	48	Uniforme
T2	14400	21600	20 s	360	Uniforme
T3	21600	28800	600 s	12	Uniforme
T4	28800	32400	300 s	12	Uniforme
T5	32400	43200	600 s	18	Uniforme

La représentation graphique de cette méthode d'échantillonnage est présentée à la figure III-11.

**Figure III-11 : Méthode d'échantillonnage**

- Paramètres d'intégration

Pour compléter la première étape de modélisation numérique il faut entrer les paramètres d'intégration qui sont :

- ➔ le nombre maximal d'itérations dans une période d'échantillonnage soit 500, qui signifie que si la solution ne converge pas au bout de 500 itérations alors la simulation s'arrête et un message d'erreur s'affiche,
- ➔ le solveur des équations linéaires de type scalaire.

Une fois toutes ces caractéristiques entrées nous pouvons exécuter la simulation puis passer à l'analyse des résultats.

III.3.4. Analyse des résultats

Les résultats de simulation peuvent être présentés de deux manières lors d'une étude dynamique avec un logiciel tel que Flotherm : l'animation ou l'historique des nœuds. Nous nous intéressons à l'historique des nœuds centraux du processeur et des mémoires externes dans le dessein de les comparer avec les résultats obtenus avec le modèle électrique sous SIMULINKTM. Les variations des températures du processeur et des mémoires externes (SIMM's) sont présentées dans la figure III-12.

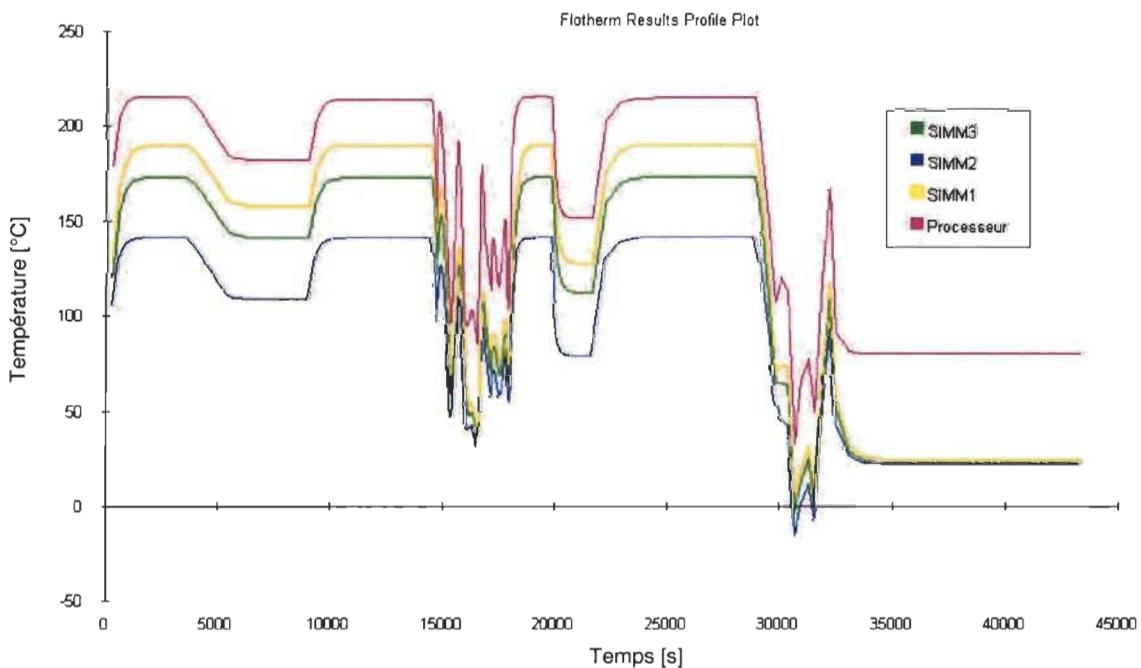


Figure III-12 : Variations des températures du processeur et des mémoires externes (SIMM's)

Flotherm est un logiciel permettant d'exporter l'historique des températures vers des fichiers de données pouvant être lus par Matlab® et ainsi comparés aux résultats obtenus avec le modèle électrique qui sera traité dans le paragraphe suivant.

III.4. Validation du modèle électrique

Une méthode de validation du modèle électrique du système physique peut être la modélisation numérique dynamique avec des logiciels de simulation numérique tel que Flotherm que nous avons vu paragraphe III.4. La méthode idéale de validation est l'expérimentation sur un modèle physique, cependant elle est souvent coûteuse en temps et en argent.

III.4.1. Valeurs numériques du modèle nécessaires à la simulation

Une méthode possible pour le calcul des résistances thermiques et des capacités d'accumulation thermique consisterait à utiliser les formules analytiques suivantes :

- **Pour la résistance thermique**

$$R = \frac{\Delta y}{k * A} \quad (\text{III.9})$$

Où

Δy est la distance entre deux régions de différence de température $T_1 - T_2$;

k est la conductivité thermique du corps considéré ;

A l'aire d'une section uniforme séparant deux régions de différence de température $T_1 - T_2$.

- Pour la capacité d'accumulation thermique

$$C = V * \rho * C_p \quad (\text{III.10})$$

Où

V est le volume du matériau considéré ;

ρ est la densité du matériau considéré ;

C_p est la chaleur spécifique du matériau considéré.

Pour obtenir le modèle mathématique du système il faut annuler les effets des régulateurs soit : $T_{V_1} = T_{V_2} = 0$ et $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = \infty$. Les équations du modèle sans refroidisseur sont alors déduites des équations (III.1) et (III.2) :

$$\begin{aligned} \frac{\partial T_A}{\partial t} &= \frac{1}{C_1} \left\{ q_1(t) + T_A \left(-\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_{12}} \right) + \frac{T_B}{R_{12}} - \frac{T_{ext}}{R_1} \right\} \\ \frac{\partial T_B}{\partial t} &= \frac{1}{C_2} \left\{ q_2(t) + T_B \left(-\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_{12}} \right) + \frac{T_A}{R_{12}} - \frac{T_{ext}}{R_2} \right\} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

L'implantation du modèle est faite sous SIMULINK™ avec un bloc éditeur d'équations différentielles (*angl. Differentiel Equation Editor – DEE*) comme le montre la figure III-13.

Les blocs « nu » et « Text » caractérisent respectivement la variation du pourcentage d'utilisation du processeur ou de la mémoire et la variation de la température extérieure.

Les figures III-14 et III-15 représentent les variations de ces grandeurs.

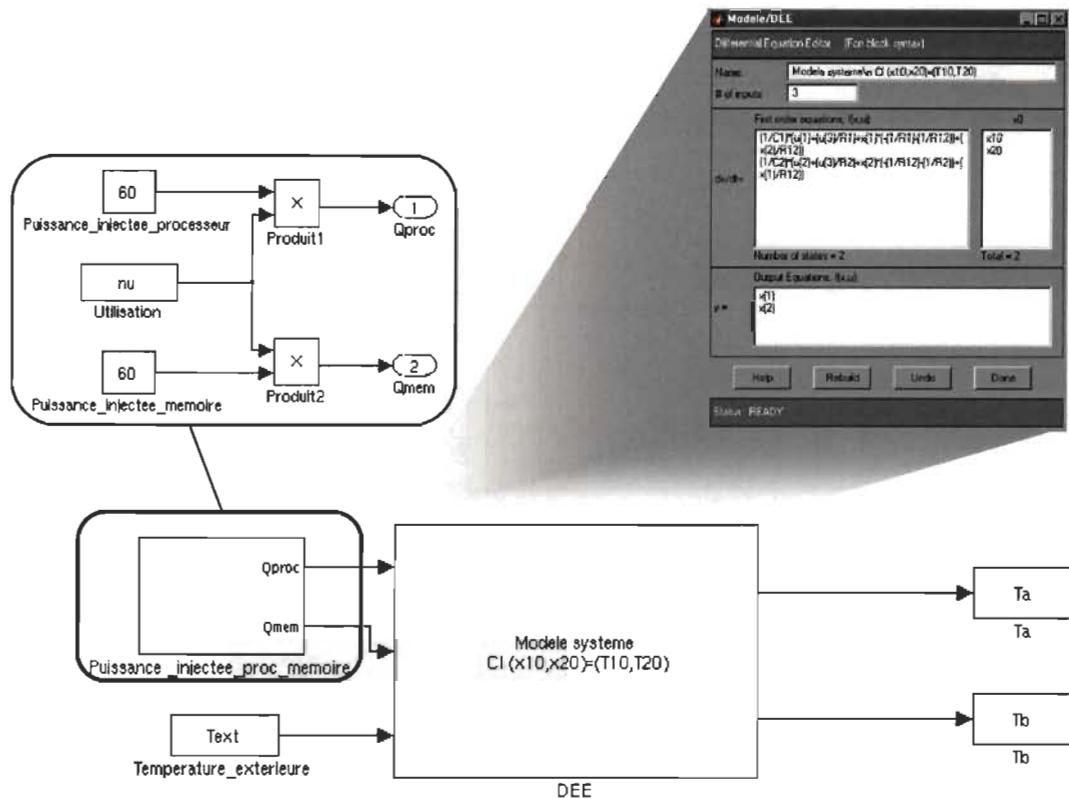


Figure III-13 : Modélisation du système sans les refroidisseurs

Les notations utilisées dans le bloc DEE sont les suivantes :

$$\mathbf{x} = [x(1) \quad x(2) \quad x(3) \quad x(4)]^T = [T_A \quad T_B \quad T_{V_1} \quad T_{V_2}]^T,$$

$$\mathbf{u} = [u(1) \quad u(2) \quad u(3) \quad u(4)]^T = [q \quad q_v]^T = [q_1 \quad q_2 \quad q_{V_1} \quad q_{V_2}]^T,$$

$$\text{et } \mathbf{y} = [x(1) \quad x(2)]^T = [T_A \quad T_B]^T.$$

Les valeurs des résistances et capacités d'accumulation thermiques trouvées sont :

$$R_1 = 33K/W ; R_2 = 6K/W ; R_{12} = 5.4K/W \text{ et } C_1 = C_2 = 48J/K$$

Les résultats de simulations sont présentés aux figures III-16 et III-17.

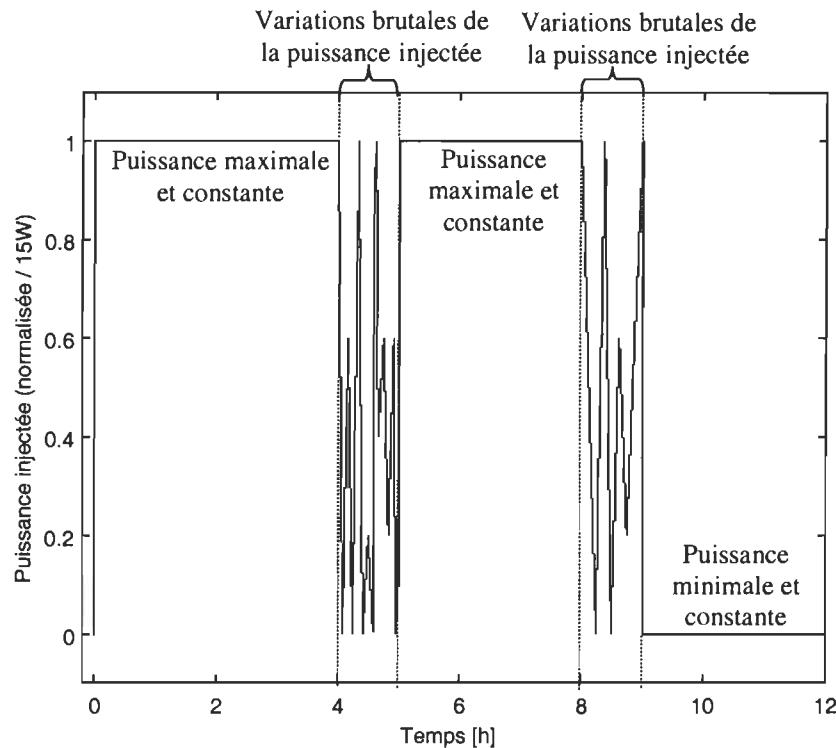


Figure III-14 : Variations du pourcentage d'utilisation du processeur et des mémoires externes (SIMM's)

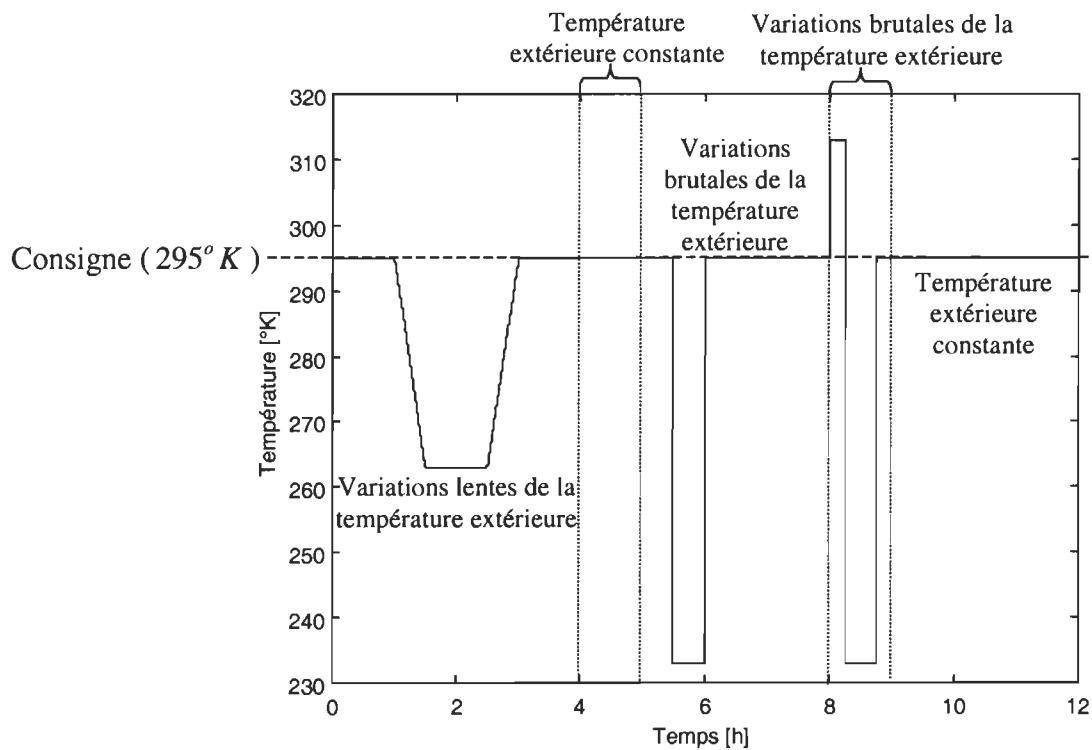


Figure III-15 : Variations de la température extérieure en fonction du temps

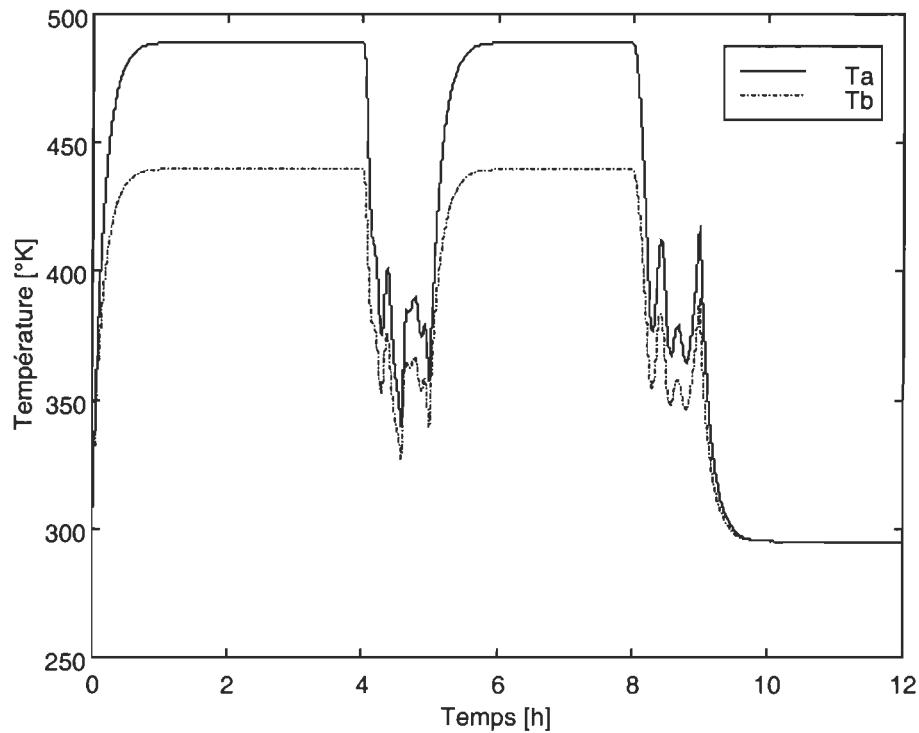


Figure III-16 : Évolution des températures T_a et T_b en fonction du temps pour une température extérieure constante $T_{ext}=295K$

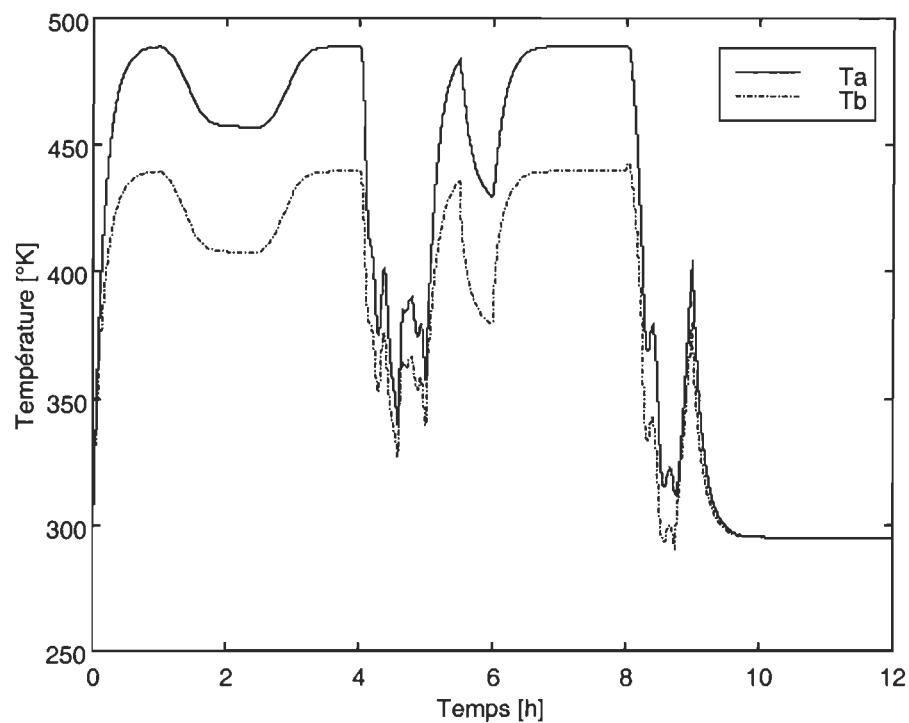


Figure III-17 : Évolution des températures T_a et T_b en fonction du temps pour la température extérieure de la figure III-15

Nous pouvons constater d'après la figure III-16 que les températures du processeur et de la mémoire sont très élevées sans contrôleur thermique. De plus, sur la figure III-17, nous constatons que la température extérieure a une influence non négligeable sur les températures des deux composants, et nous pouvons déduire graphiquement que le système met environ cinq minutes à réagir aux variations de la température extérieure.

Dans la suite, il sera donc intéressant de faire deux types de simulations :

- **à température extérieure constante**: cas où le système se trouve dans un environnement assurant une température extérieure constante (*exemple : PC dans un laboratoire*) ;
- **à température extérieure variable**: cas où le système se trouve dans un environnement où des variations de température peuvent avoir lieu (*exemple : carte d'acquisition soumise au climat*).

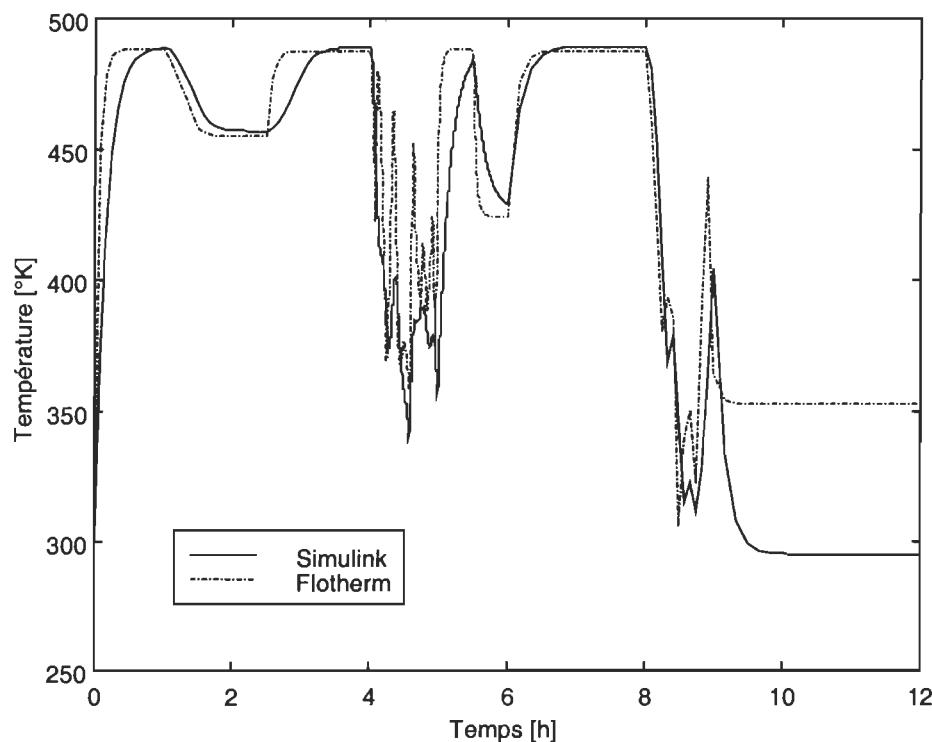


Figure III-18 : Variations de la température du processeur sous Flotherm et SimulinkTM

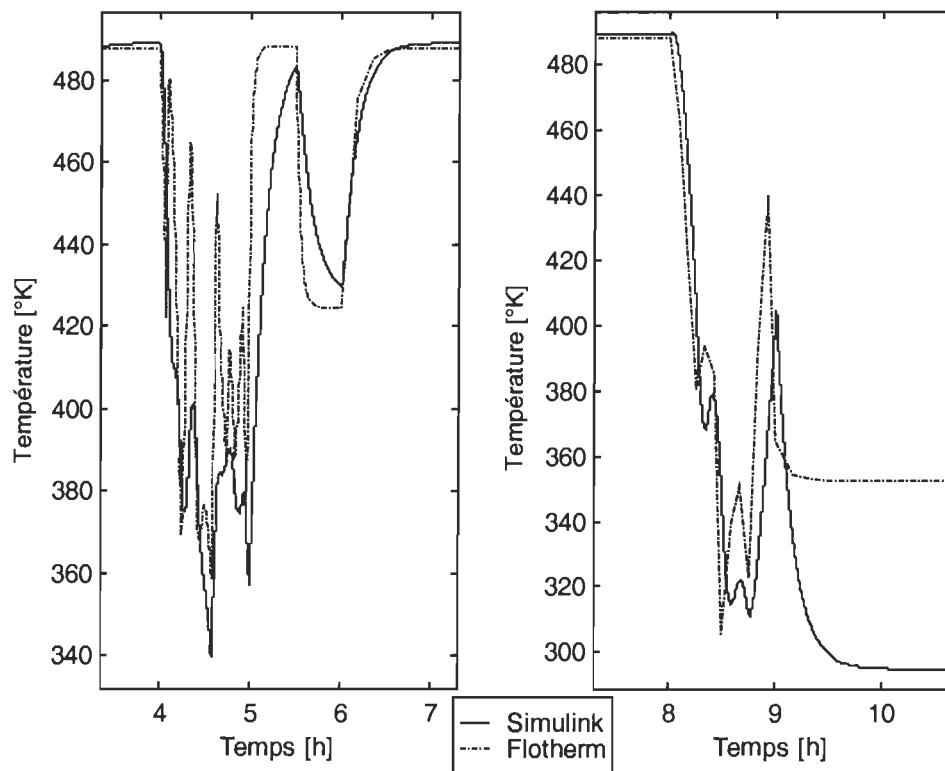


Figure III-19 : Agrandissement dans les intervalles où les variations sont très importantes

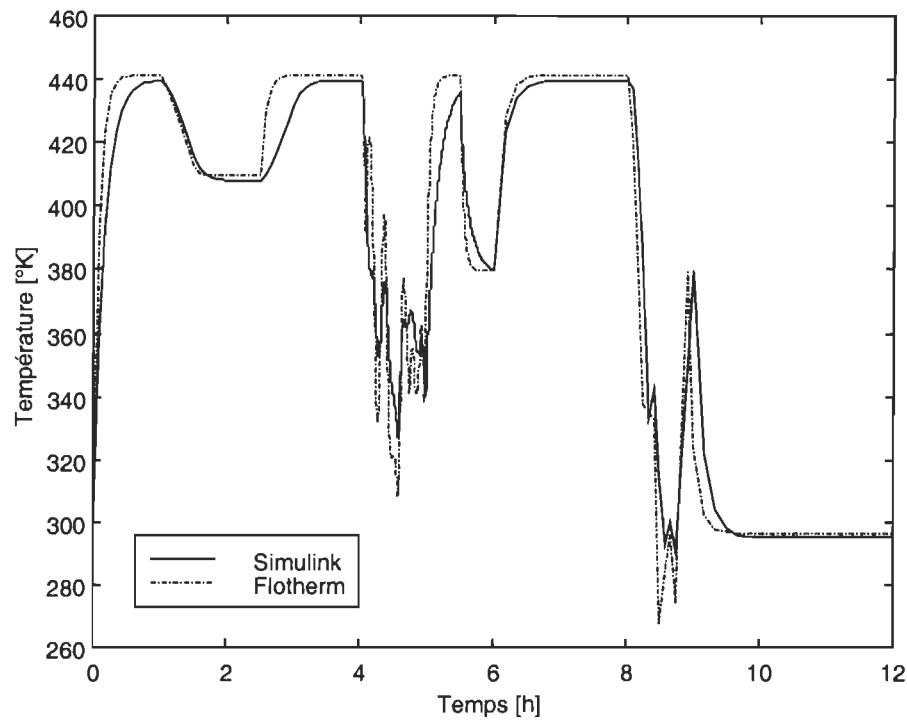


Figure III-20 : Variations de la température de la mémoire sous Flotherm et SimulinkTM

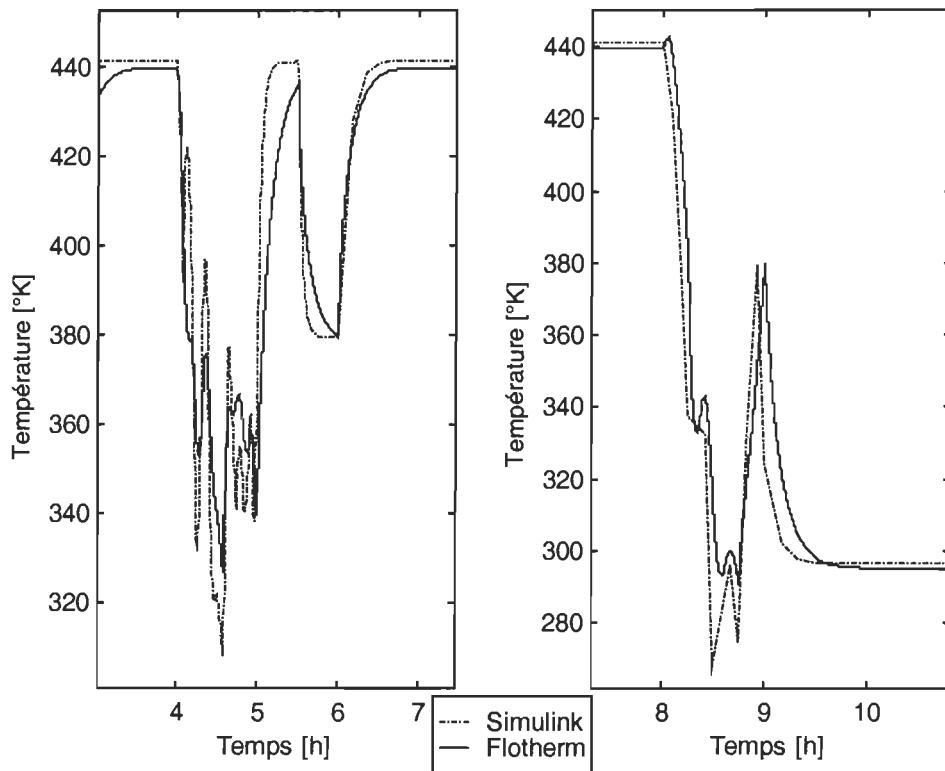


Figure III-21 : Agrandissement dans les intervalles où les variations sont très importantes

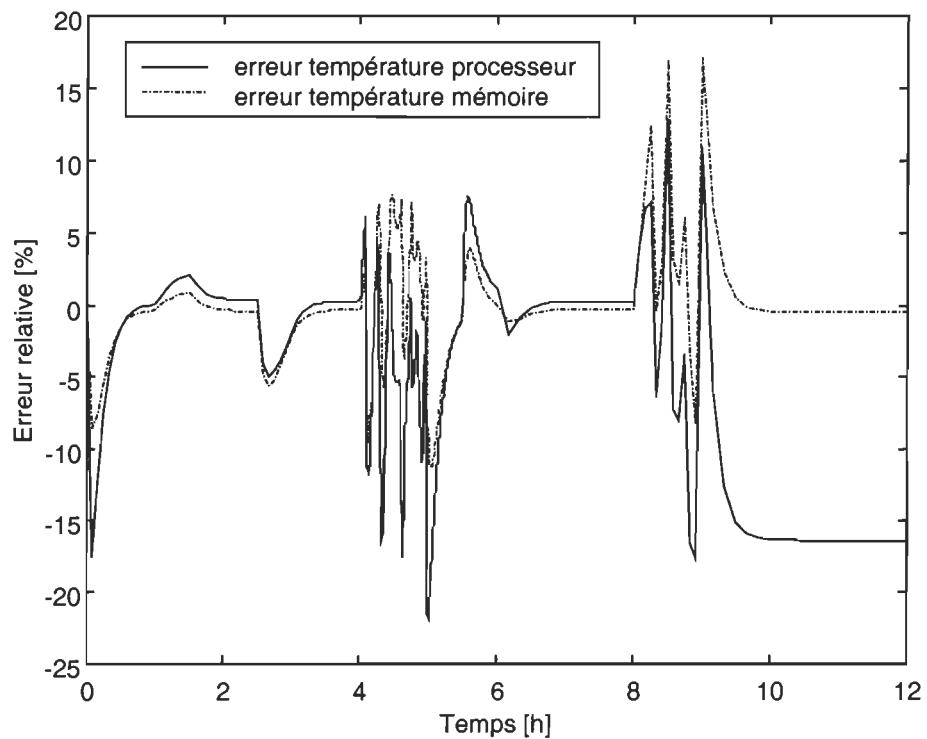


Figure III- 22 : Erreur relative sur la température du processeur et de la mémoire

En observant les figurent III-18 et III-20, nous pouvons constater que les variations de la température du processeur ainsi que celles de la mémoire obtenues avec Flotherm suivent quasiment les variations obtenues avec SimulinkTM. Nous pouvons donc conclure que le modèle électrique établi pourra servir à la validation du contrôleur car il traduit assez bien le comportement du système physique.

III.4.2. Valeurs numériques des refroidisseurs

Nous avons deux refroidisseurs dans notre modèle. Le premier est à un centimètre du processeur et le deuxième à un centimètre de la mémoire. Nous avons vu au chapitre II dans les figures II-19 et II-20 les caractéristiques des refroidisseurs à éléments Peltier.

Nous pouvons observer que la différence de température entre les deux plaques est linéairement dépendante de la quantité de chaleur absorbée, et s'écrit de façon analytique

$Q_c = -0.4615\Delta T + 36$ pour $I = I_{\max}$. Nous pouvons identifier cette équation avec la

relation $q_{V_i} = C_{V_i} \frac{\partial T_{V_i}}{\partial t}$, ainsi les capacités d'accumulation thermique des refroidisseurs

sont :

$$C_{V_1} = C_{V_2} = 0.4615 J/K .$$

Pour ce qui est des résistances thermiques R_3 , R_4 , R_5 et R_6 elles seront déterminées par simulations sous SimulinkTM de telle façon que leur présence aura pour conséquence de diminuer l'influence du refroidisseur et de retarder sa réponse, d'où :

$$R_3 = R_6 = 4.2 K/W$$

$$R_4 = R_5 = 3 K/W$$

Chapitre IV

Contrôle thermique

IV.1. Introduction

La conception de contrôleur pour un système dépend grandement des caractéristiques des modèles utilisés : le modèle est-il linéaire ou non linéaire ? statique ou dynamique ? variant ou invariant ? etc.

Dans le cas où le système à contrôler est linéaire, l'utilisation de contrôleurs linéaires tels que PI, PD où PID est généralement suffisante. Pour les systèmes non linéaires l'utilisation de contrôleurs linéaires s'avère généralement insuffisante. Il existe pour ces systèmes des méthodes telles que la logique floue, les réseaux de neurones, Lyapunov, etc. Dans le cas d'un système variant, il faut penser à des méthodes de commande capables de s'adapter au comportement des systèmes telle que la commande adaptative. Dans la littérature, nous retrouvons très souvent des structures de commande à deux

parties : une partie linéaire (PD ou PID) pour le contrôle de la partie linéaire du système et une partie non linéaire pour la compensation des non-linéarités et des variations de paramètres des modèles.

Pour les systèmes dont la modélisation est difficile voire impossible, la partie non linéaire peut être assurée par un contrôleur basé sur :

- la logique floue [BUH94],
- les réseaux de neurones.

Une première démarche consistera à démontrer que l'utilisation d'un contrôleur linéaire de type PID pour la régulation de température du système n'est pas suffisante.

IV.2. Contrôleur linéaire de type PID

IV.2.1. Linéarisation du modèle mathématique

Le modèle d'état de notre système a la forme suivante :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}_C + \mathbf{C}\mathbf{u}_{NC} \quad (\text{IV.1})$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{D}\mathbf{x} \quad (\text{IV.2})$$

où $\mathbf{x} = [T_A \ T_B \ T_{V_1} \ T_{V_2}]^T$ est le vecteur d'état;

$\mathbf{u}_C = [q_{V_1} \ q_{V_2}]^T$ est le vecteur des entrées commandables;

$\mathbf{u}_{NC} = [q_1 \ q_2 \ T_{ext}]^T$ est le vecteur des entrées non commandables;

$\mathbf{y} = [T_A \ T_B]^T$ est le vecteur des sorties.

Posons $\mathbf{G} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{u}_{NC}$ et factorisons la matrice \mathbf{A} dans (IV.1), il vient :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x} + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{u}_c + \mathbf{G}) \quad (\text{IV.3})$$

Posons

$$\mathbf{x}' = \mathbf{x} + \mathbf{G} \quad (\text{IV.4})$$

Alors

$$\dot{\mathbf{x}'} = \dot{\mathbf{x}} + \frac{d\mathbf{G}}{dt} \quad (\text{IV.5})$$

Nous supposons que la linéarisation est effectuée autour d'un point de fonctionnement et donc que les variables q_1 , q_2 et T_{ext} sont constantes autour de ce point.

Dans ce cas : $\frac{d\mathbf{G}}{dt} = 0$ et l'équation (IV.3) peut être réécrite avec la variable \mathbf{x}' :

$$\dot{\mathbf{x}'} = \mathbf{A}\mathbf{x}' + \mathbf{B}\mathbf{u}_c \quad (\text{IV.6})$$

Nous obtenons un modèle linéaire de l'état \mathbf{x}' .

De même pour la relation (IV.2) :

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{D}\mathbf{x} \\ \Leftrightarrow \mathbf{y} &= \mathbf{D}(\mathbf{x}' + \mathbf{G}) \\ \Leftrightarrow \mathbf{y} &= \mathbf{D}\mathbf{x}' + \mathbf{D}\mathbf{G} \\ \Leftrightarrow \mathbf{y} - \mathbf{D}\mathbf{G} &= \mathbf{D}\mathbf{x}' \end{aligned}$$

Posons

$$\mathbf{y}' = \mathbf{y} - \mathbf{D}\mathbf{G} \Rightarrow \mathbf{y}' = \mathbf{D}\mathbf{x}'$$

Le modèle d'état linéarisé est donc :

$$\dot{\mathbf{x}'} = \mathbf{A}\mathbf{x}' + \mathbf{B}\mathbf{u}_c \quad (\text{IV.7})$$

$$\mathbf{y}' = \mathbf{D}\mathbf{x}' \quad (\text{IV.8})$$

Ce modèle constitue un modèle d'état linéaire multivariables (deux entrées et deux sorties).

IV.2.2. Conception du contrôleur de type PID

Si nous supposons que le modèle décrit par les équations IV.7 et IV.8 représente avec suffisamment de précision le comportement de notre système autour d'un point de fonctionnement, nous pouvons penser à utiliser un contrôleur linéaire de type PID dans la structure illustrée à la figure IV-1.

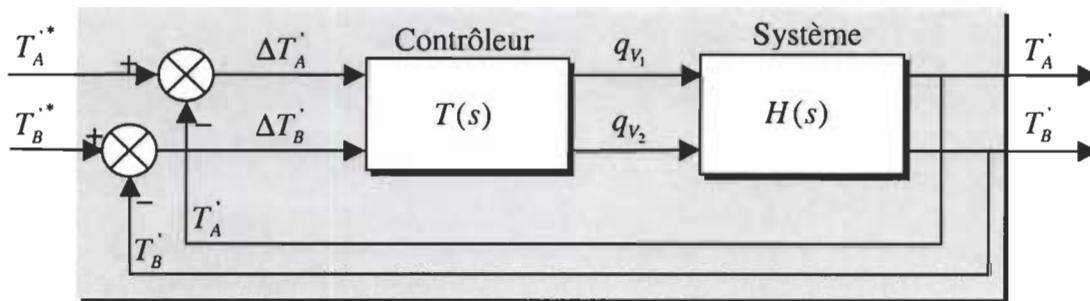


Figure IV-1 : Schéma du modèle au complet

Étant donné que le modèle d'état linéaire obtenu dans les équations IV.7 et IV.8 sont d'ordre 4, la conception du contrôleur PID est difficile. Cependant en supposant que les influences mutuelles entre le processeur et les mémoires sont négligeables, nous pouvons découpler les équations du modèle en deux sous-systèmes d'ordre 2, comme le montre la figure IV-2. Dans ce cas le problème revient à concevoir un contrôleur PID pour chacun des sous-systèmes. La consistance de cette méthode repose sur la supposition que les influences réciproques des deux sous-systèmes puissent être négligées.

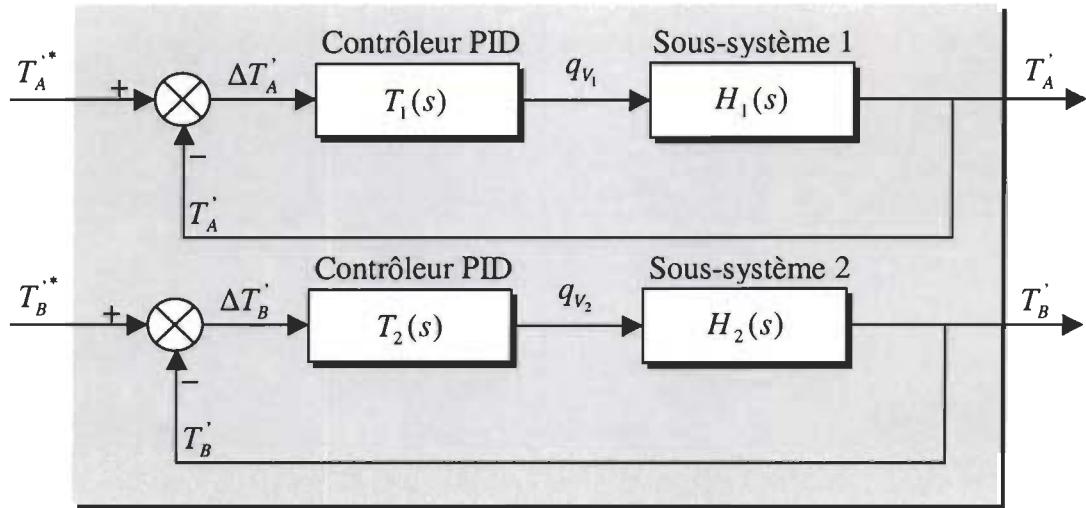


Figure IV-2: Décomposition du système en deux sous-systèmes

La première étape sera de trouver les fonctions de transfert des deux sous-systèmes. Afin de distinguer les deux sous-systèmes l'influence du régulateur 2 est d'abord annulée dans la matrice B et dans le vecteur de sortie, puis de même pour le deuxième sous système. Les fonctions de transfert obtenues sont (*Annexe 4*) :

$$H_1(s) = \frac{1.4791s^2}{s^4 + 3.8943s^3 + 3.2301s^2} \quad \text{et} \quad H_2(s) = \frac{-2.6645 \times 10^{-15}s^3 + 2.0708s^2 + 6.2666s}{s^4 + 4.2853s^3 + 3.8706s^2}$$

Nous constatons que ces deux fonctions de transfert ont des polynômes de degré élevé. Pour réduire la complexité de conception des contrôleurs, nous pouvons tenter de réduire le degré de ces polynômes, pour cela nous calculons les valeurs propres de la matrice A et suivant la tolérance désirée nous annulons l'influence de certains pôles et certains zéros, ce qui implique une réduction du modèle (*Annexe 4*). Les fonctions de transfert du modèle réduit sont :

$$H_{1,r}(s) = \frac{1.479}{s^2 + 3.894s + 3.23} \quad \text{et} \quad H_{2,r}(s) = \frac{2.071}{s^2 + 1.294s}$$

La réponse à un échelon, choisi pour sa largeur de spectre de fréquence, obtenue avec la fonction de transfert initiale est identique à celle obtenue avec la fonction de transfert réduite.

La fonction de transfert réduite équivalente au schéma bloc du sous-système 1 est :

$$G_1(s) = \frac{\dot{T}_A}{\dot{T}_A^*} = \frac{T_1(s)H_{1_r}(s)}{1 + T_1(s)H_{1_r}(s)} \quad (\text{IV.9})$$

La fonction de transfert $T_i(s)$ d'un contrôleur PID $i (i=1,2)$ est :

$$T_i(s) = \frac{K_{D_i}s^2 + K_{P_i}s + K_{I_i}}{s} \quad (\text{IV.10})$$

avec K_{D_i} gain dérivateif, K_{P_i} gain proportionnel et K_{I_i} gain intégral.

IV.2.3. Contrôleur du premier sous-système

Calculons $G_1(s)$ en fonction des constantes du PID :

$$T_1(s)H_{1_r}(s) = \frac{K_{D_1}s^2 + K_{P_1}s + K_{I_1}}{s} \times \frac{C_1}{(s - s_1)(s - s_2)}$$

Soient z_1 et z_2 les racines de $K_{D_1}s^2 + K_{P_1}s + K_{I_1}$ nous avons donc :

$$T_1(s)H_{1_r}(s) = \frac{K_{D_1}(s - z_1)(s - z_2)}{s} \times \frac{C_1}{(s - s_1)(s - s_2)}$$

Avec

$$K_{P_1} = -K_{D_1}(z_1 + z_2) \quad (\text{IV.11})$$

$$K_{I_1} = K_{D_1}z_1z_2 \quad (\text{IV.12})$$

Dans le but d'annuler l'effet des pôles et de diminuer l'ordre des polynômes des numérateurs et dénominateurs, posons

- $z_1 = s_1$
- $z_2 = s_2$

Nous avons donc

$$T_1(s)H_{1_r}(s) = \frac{K_{D_1}C_1}{s}$$

Calculons maintenant la fonction de transfert $G_1(s)$ du premier sous-système :

$$G_1(s) = \frac{T_1(s)H_{1_r}(s)}{1 + T_1(s)H_{1_r}(s)} \Leftrightarrow G_1(s) = \frac{K_{D_1}C_1}{s + K_{D_1}C_1} \quad (\text{IV.13})$$

Il suffit donc de régler K_{D_1} pour faire un bon réglage, car les gains K_{P_1} et K_{I_1} seront calculés à l'aide des équations (IV.10) et (IV.11).

IV.2.4. Contrôleur du deuxième sous-système

Calculons $G_2(s)$ en fonction des constantes du PID :

$$T_2(s)H_{2_r}(s) = \frac{K_{D_2}s^2 + K_{P_2}s + K_{I_2}}{s} \times \frac{C_2}{(s - s_3)(s - s_4)}$$

Soient z_3 et z_4 les racines de $K_{D_2}s^2 + K_{P_2}s + K_{I_2}$ nous avons donc :

$$T_2(s)H_{2_r}(s) = \frac{K_{D_2}(s - z_3)(s - z_4)}{s} \times \frac{C_2}{(s - s_3)(s - s_4)}$$

Avec

$$\begin{aligned} K_{P_2} &= -K_{D_2}(z_3 + z_4) \\ K_{I_2} &= K_{D_2}z_3z_4 \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

Posons

- $z_3 = s_3$
- $z_4 = s_4$

Nous avons donc

$$T_2(s)H_{2r}(s) = \frac{K_{D_2}C_2}{s}$$

D'où

$$G_2(s) = \frac{K_{D_2}C_2}{s + K_{D_2}C_2} \quad (\text{IV.15})$$

De même que précédemment, il suffit donc de régler K_{D_2} pour faire un bon réglage.

L'implantation et les résultats de simulation sont présentés au chapitre 5.

IV.3. Conception du contrôleur par logique floue

IV.3.1. Rappel sur la logique floue

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'Université de Californie de Berkeley. À cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. La logique floue, contrairement au fonctionnement binaire exact par tout ou rien (1 et 0) des ordinateurs, permet de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0.

Les éléments de base de la logique floue sont :

- les variables linguistiques,
- la définition des variables linguistiques,

- les déductions floues (inférences),
- les opérateurs.

IV.3.2. La fuzzification

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme : quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit, etc. Les expressions de ce genre forment les **variables linguistiques** de la logique floue. Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de **fonctions d'appartenance**. Cette étape est appelée **fuzzification** et consiste à attribuer à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1, en tenant compte de la classification en un certain nombre d'ensembles flous.

IV.3.3. Inférences

En général, plusieurs variables linguistiques, convenablement définies par des fonctions d'appartenance, sont liées entre elles par des règles, afin de tirer des conclusions. Ces règles sont appelées **déductions floues** ou **inférences**. Nous pouvons distinguer deux méthodes d'inférence :

- inférence avec une seule règle,
- inférence avec plusieurs règles.

Dans beaucoup d'applications, ces deux méthodes sont combinées.

IV.3.4. Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs ET/OU. Il s'agit des opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les

fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe un opérateur NON (complément, négation, inverse). Les règles de calculs pour ces opérateurs sont bien connues dans le cas de la logique classique.

IV.4. Structure d'un réglage par logique floue

IV.4.1. Représentation générale

Soit S le système à régler et OCM l'organe de commande, le régulateur par logique floue RLF fournit le signal de commande u_{CM} . Il reçoit à son entrée la grandeur de consigne w et une ou plusieurs grandeurs mesurées, réunies dans le vecteur y_{CM} . Ce dernier contient en général la grandeur à régler y et, le cas échéant, d'autres grandeurs mesurées qui sont déterminantes pour saisir l'évolution dynamique du système à régler. Nous pouvons représenter la structure d'un réglage par logique floue par le schéma de la figure IV-2.

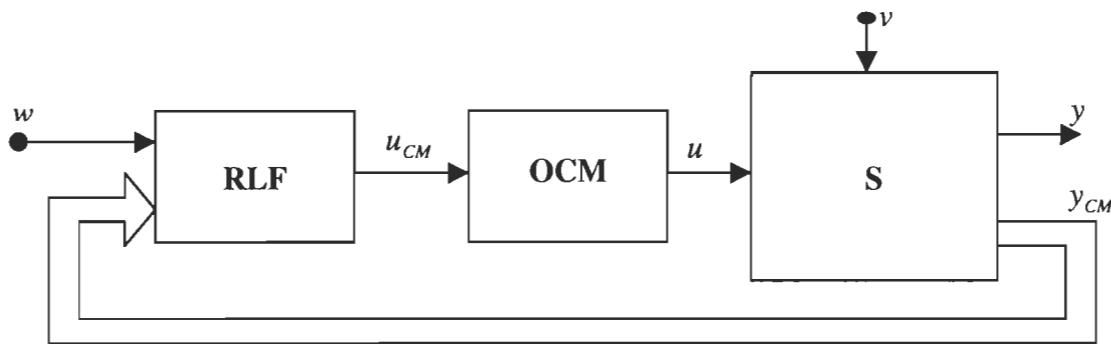


Figure IV-3 : Structure d'un réglage par logique floue [BUH94]

IV.4.2. Configuration interne d'un régulateur par logique floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur par contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ces inférences sont alors traitées par les opérateurs de la logique floue. Nous pouvons représenter la configuration interne d'un régulateur par le schéma de la figure IV-3.

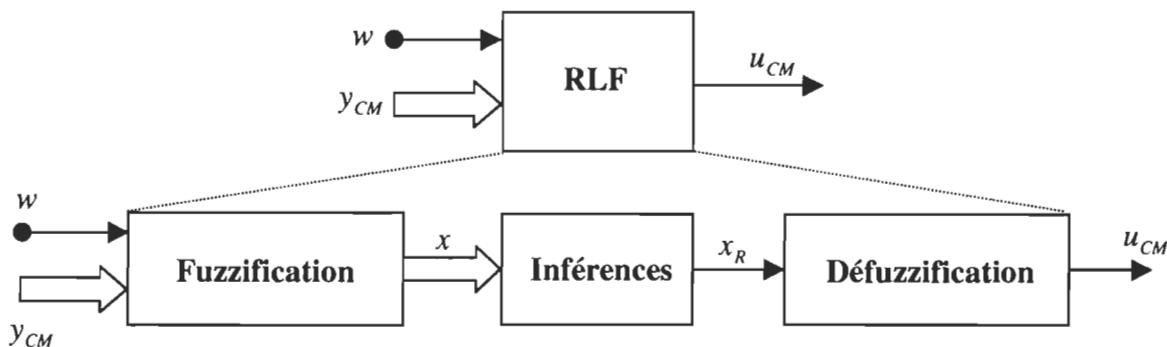


Figure IV-4: Configuration interne d'un régulateur par logique floue [BUH94]

IV.4.3. Méthodologie de conception d'un réglage avec régulateur standard et par contre réaction

Les étapes principales à suivre lors de la conception d'un réglage avec régulateur standard sont représentées à la figure IV-4.

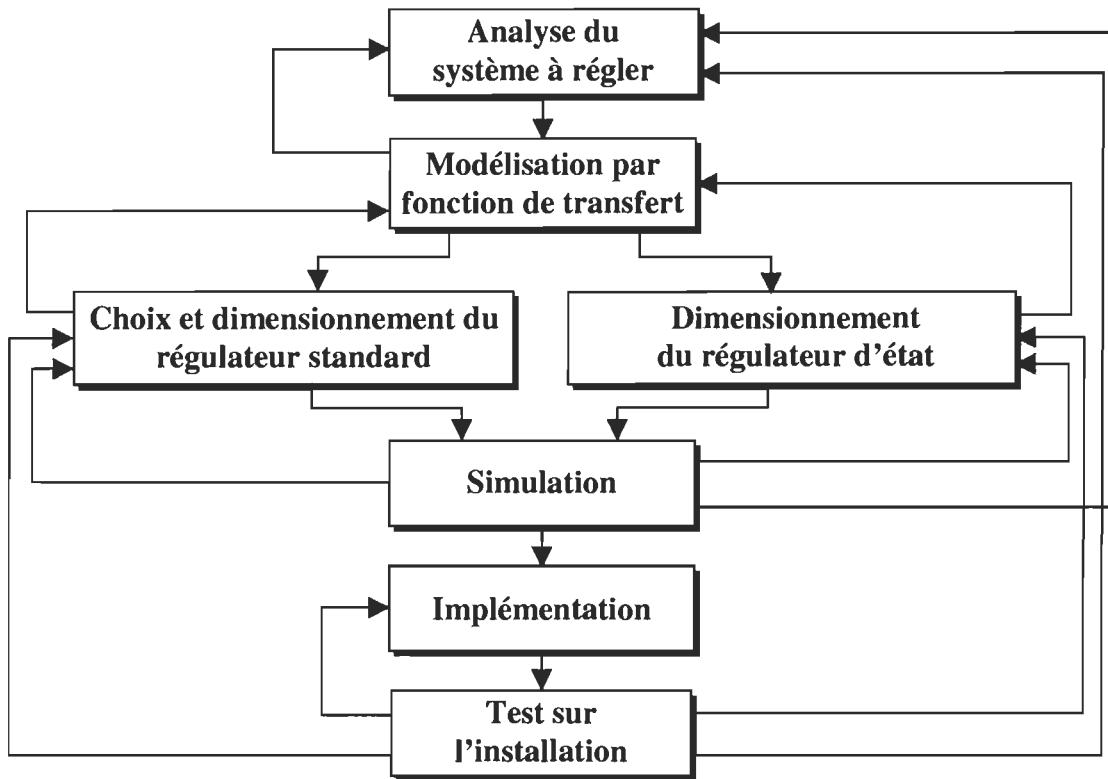


Figure IV-5: Étapes de conception d'un réglage avec régulateur standard et par contre réaction [BUH94]

IV.4.4. Méthodologie de conception d'un réglage par logique floue

Nous pouvons représenter la méthodologie de conception d'un régulateur par logique floue par la figure IV-6.

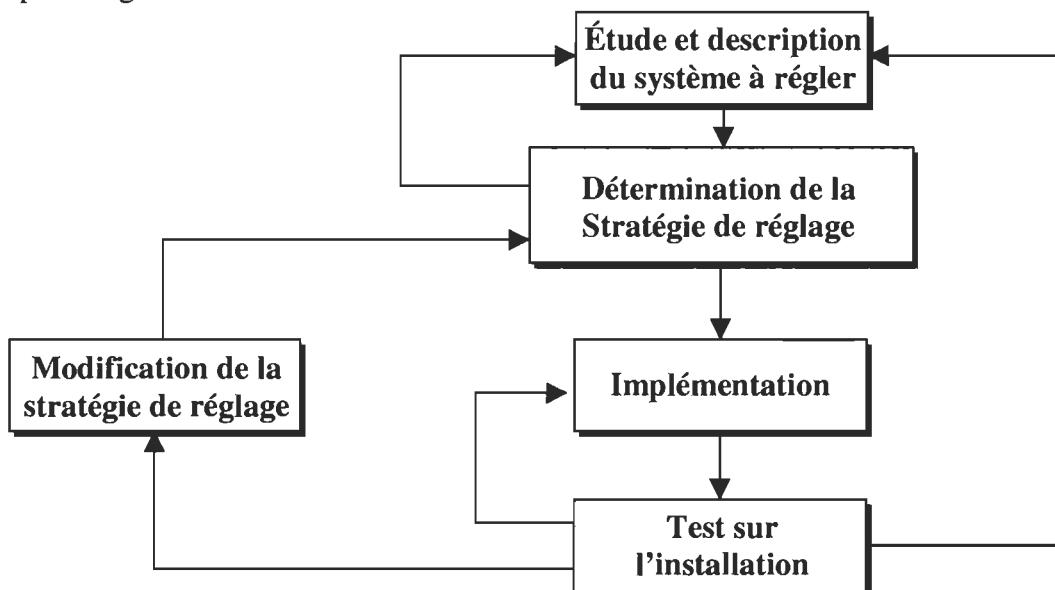


Figure IV-6 : Méthodologie de conception d'un réglage par logique floue [BUH94]

- l'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances de l'opérateur souvent difficile) ;
- la difficulté de démontrer la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable) ;
- la possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire ;
- la cohérence des inférences non garantie *a priori* (apparition possible de règles d'inférences contradictoires).

La logique floue s'avère être une méthode adéquate pour le contrôle de la température de notre modèle. En effet, cette méthode de commande à de grandes capacités à traiter des modèles non linéaires et des systèmes complexes. De plus, elle est bien adaptée au contrôle de température, la température étant une variable floue en général.

IV.5. Régulateur PD par logique floue

Plusieurs recherches dans la littérature et plusieurs simulations, ont motivé l'utilisation d'une méthode de commande hybride associant un contrôleur linéaire de type PD et un contrôleur de type logique floue.

La figure IV-6 montre une structure possible pour réaliser un contrôleur par logique floue CLF avec un comportement de type PD (proportionnel dérivateur). L'écart de réglage $e = w - y$, w étant la consigne et y la sortie du système contrôlé, est soumis à une dérivée approximative (bloc Δ). Le CLF proprement dit possède alors deux entrées.

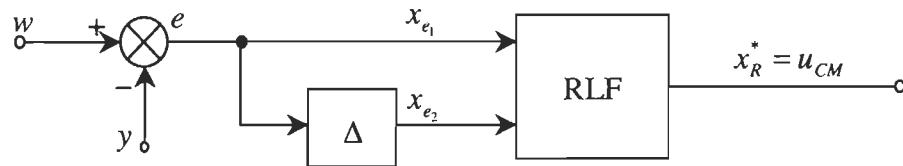


Figure IV-7 : Contrôleur PD par logique floue [BUH94]

Pour de petites valeurs des variables d'entrée normalisées x_{e_1} et x_{e_2} le signal de sortie est

$$x_R^* = k_e (x_{e_1} - x_{e_2}) \quad (\text{IV.16})$$

Si x_{e_1} est proportionnelle à l'écart de réglage et x_{e_2} proportionnelle à sa dérivée, nous pouvons écrire

$$x_{e_1} = -\frac{k_{s_1}}{k_e} y \quad x_{e_2} = -\frac{k_{s_2}}{k_e} x_D \quad (\text{IV.17})$$

Avec les relations précédemment établies, nous obtenons pour le signal de sortie du contrôleur dans le domaine de Laplace :

$$x_R^*(s) = - \left[k_{s_1} + k_{s_2} \frac{s}{1 + sT_S/2} \right] y(s) \quad (\text{IV.18})$$

d'où nous tirons la fonction de transfert du CLF

$$G_R(s) = \frac{k_{s_1} + sT_E(k_{s_1}/2 + k_{s_2}/T_E)}{1 + sT_S/2} \quad (\text{IV.19})$$

Avec un choix convenable des fonctions d'appartenance du CLF, nous pouvons donner au contrôleur PD un comportement non linéaire. L'implantation et les simulations de notre CLF sont présentées au chapitre V.

Chapitre V

Résultats et discussion

V.1. Le contrôleur PID

V.1.1. Implantation sous SIMULINK™

Le contrôleur PID décrit au chapitre IV a été implanté sous SIMULINK™ en ajoutant des circuits d'échantillonnage/blocage sur l'entrée et les sorties afin de commander le système en mode échantillonné. Pour les échantillonneurs/bloqueurs nous choisissons une période d'échantillonnage suffisante pour des températures de 1 seconde.

Comme nous pouvons le constater à la figure V-1, la consigne de température de notre modèle est $295^{\circ}K$. De plus nous pouvons constater la présence de saturateurs et de filtres dont nous allons préciser l'utilité dans les prochains paragraphes.

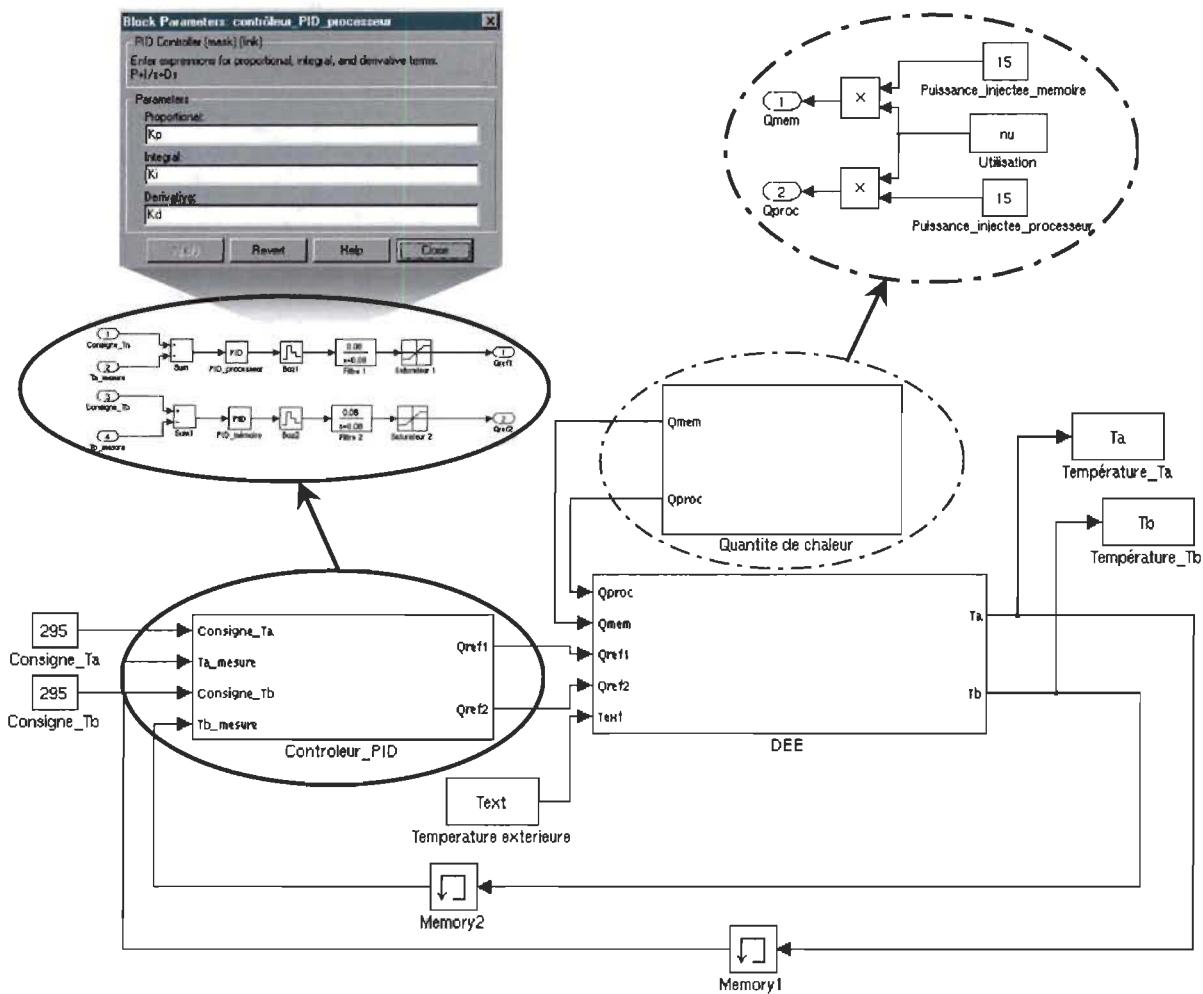


Figure V-1 : Modèle SIMULINK™ du contrôle de type PID du système

V.1.2. Simulation et exploitation des résultats

Afin de réaliser la simulation du modèle de la figure V-1, les variables du modèle (boîte *DEE*) sont initialisées avec les valeurs déterminées au chapitre III, la température extérieure et le pourcentage d'utilisation du processeur et de la mémoire varient respectivement selon les figures III-14 et III-15, enfin il faut déterminer les valeurs des gains du contrôleur PID. Après plusieurs simulations et différents réglages, les gains obtenus sont :

$$K_{P1} = 0.7789$$

$$K_{P2} = 2.5878 \times 10^{-4}$$

$$K_{I1} = 0.6460$$

$$K_{I2} = 0$$

$$K_{D1} = 0.2$$

$$K_{D2} = 0.2$$

V.1.2.1. À température extérieure constante

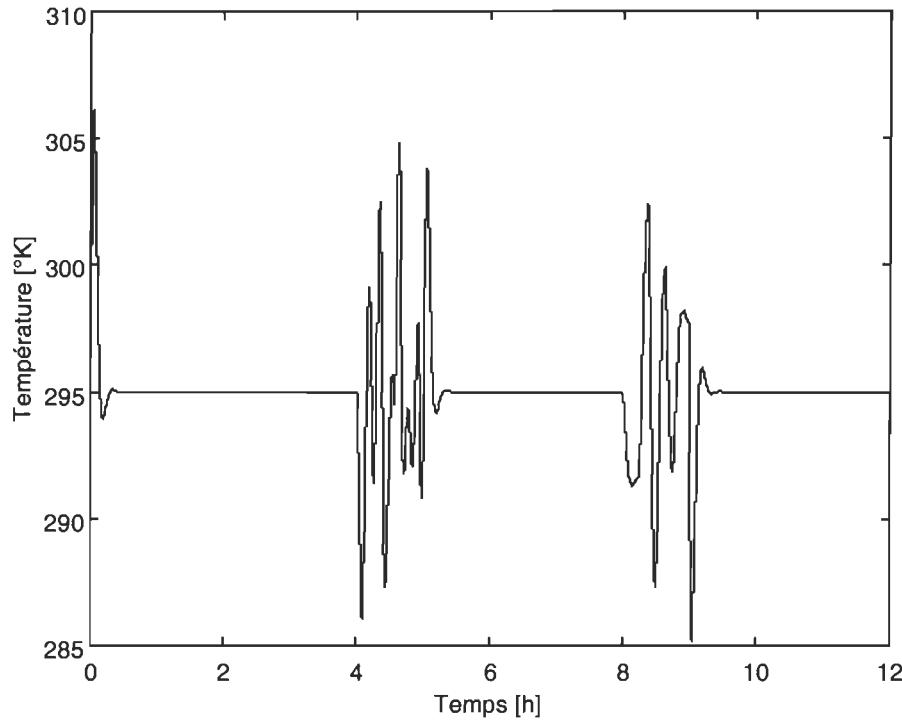


Figure V-2 : Variations de la température T_a à $T_{ext}=295^{\circ}K$

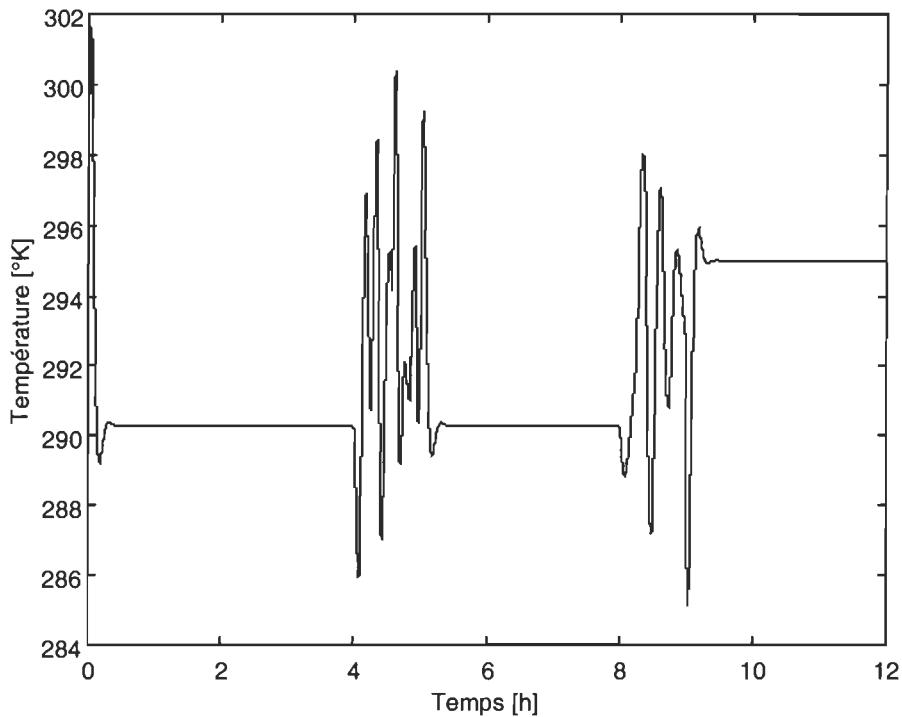


Figure V-3 : Variations de la température T_b à $T_{ext}=295^{\circ}K$

V.1.2.2. À température extérieure variable

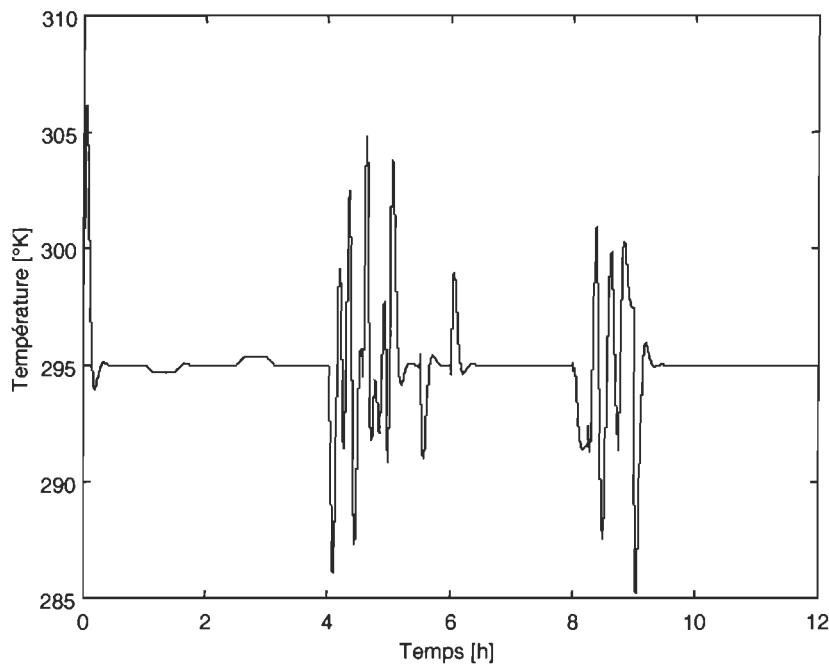


Figure V-4 : Variations de la température T_a avec variations de la température extérieure de la figure III-15

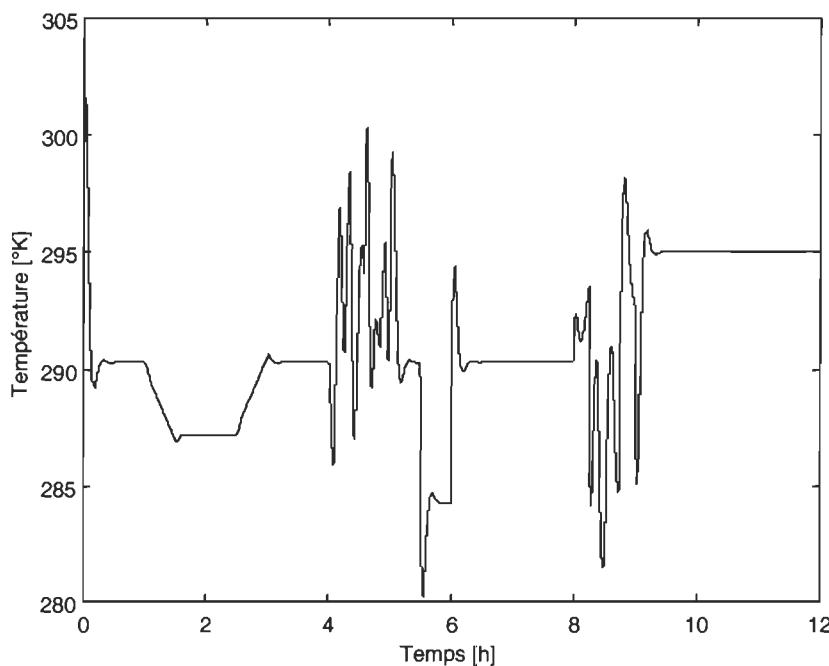


Figure V-5 : Variations de la température T_b avec variations de la température extérieure de la figure III-15

V.1.2.3. Discussion

Les températures T_a et T_b oscillent autour de la température d'équilibre et sont assez proches de celle-ci. Nous observons de fortes oscillations entre 4 et 6 heures ainsi qu'entre 8 et 10 heures, celles-ci sont principalement dues aux variations du pourcentage d'utilisation. De plus, nous observons que le système est stable en dehors de ces intervalles, soit avec une variation de la température extérieure et un pourcentage d'utilisation constant. À première vue, le contrôle de type PID paraît satisfaisant mais si nous nous intéressons maintenant à la sortie du contrôleur PID, nous pourrons constater que cela demande des efforts de commande parfois trop brutaux illustrés par les figures V-6 et V-7.

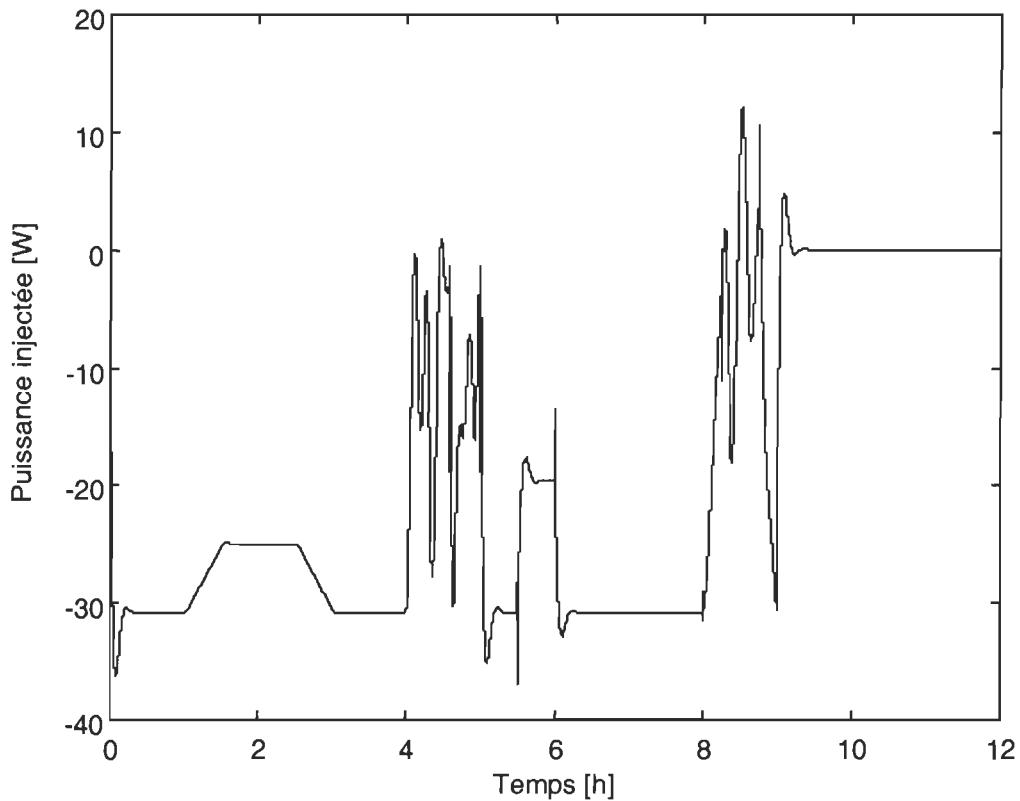


Figure V-6 : Variations de la puissance injectée du régulateur 1 Qref1 avec les variations de la température extérieure de la figure III-15

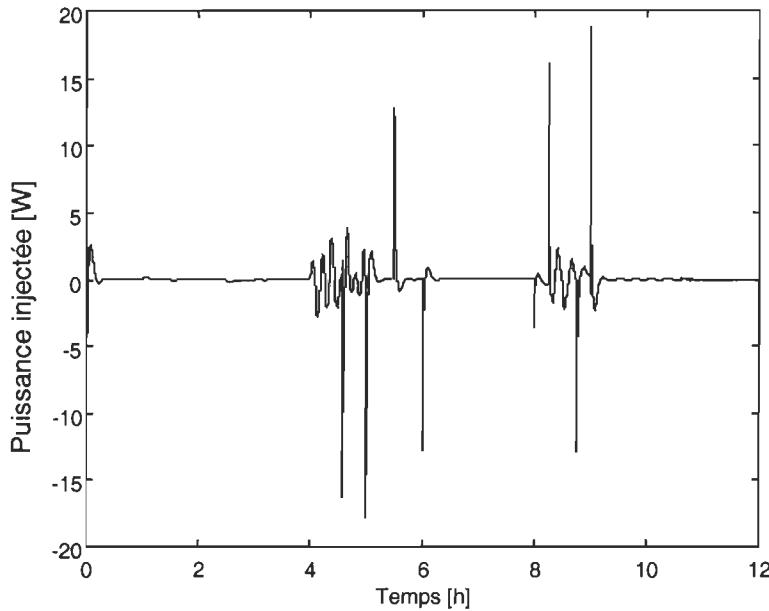


Figure V-7 : Variations de la puissance injectée du régulateur 2 Q_{ref2} avec les variations de la température extérieure de la figure III-15

Afin d'obtenir un contrôle plus réaliste l'utilisation de filtres et de saturateurs sur la sortie du contrôleur PID est nécessaire, afin que le signal de commande n'aie pas de variations brusques et qu'il ne dépasse pas la quantité de chaleur maximale que peut fournir le refroidisseur.

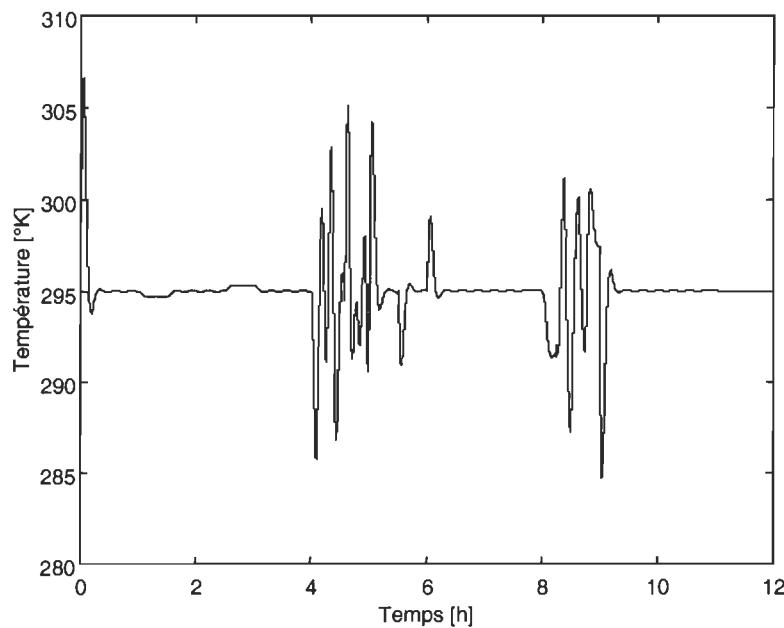


Figure V-8 : Variations de T_a avec filtres et saturateurs sur Q_{ref1} et Q_{ref2}

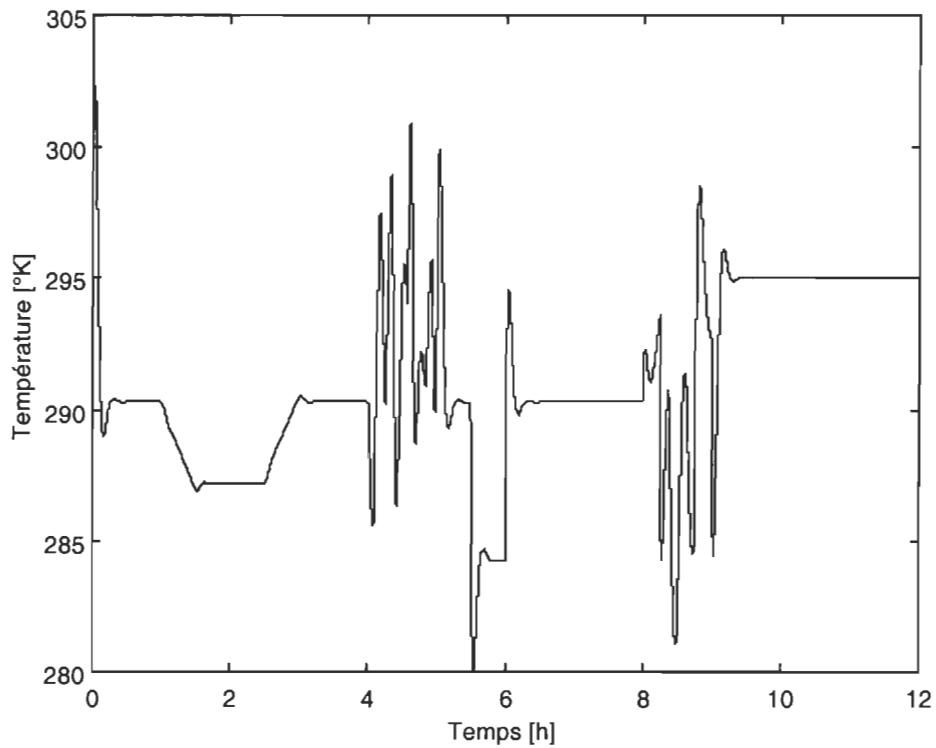


Figure V-9 : Variations de T_b avec filtres et saturateurs sur Q_{ref1} et Q_{ref2}

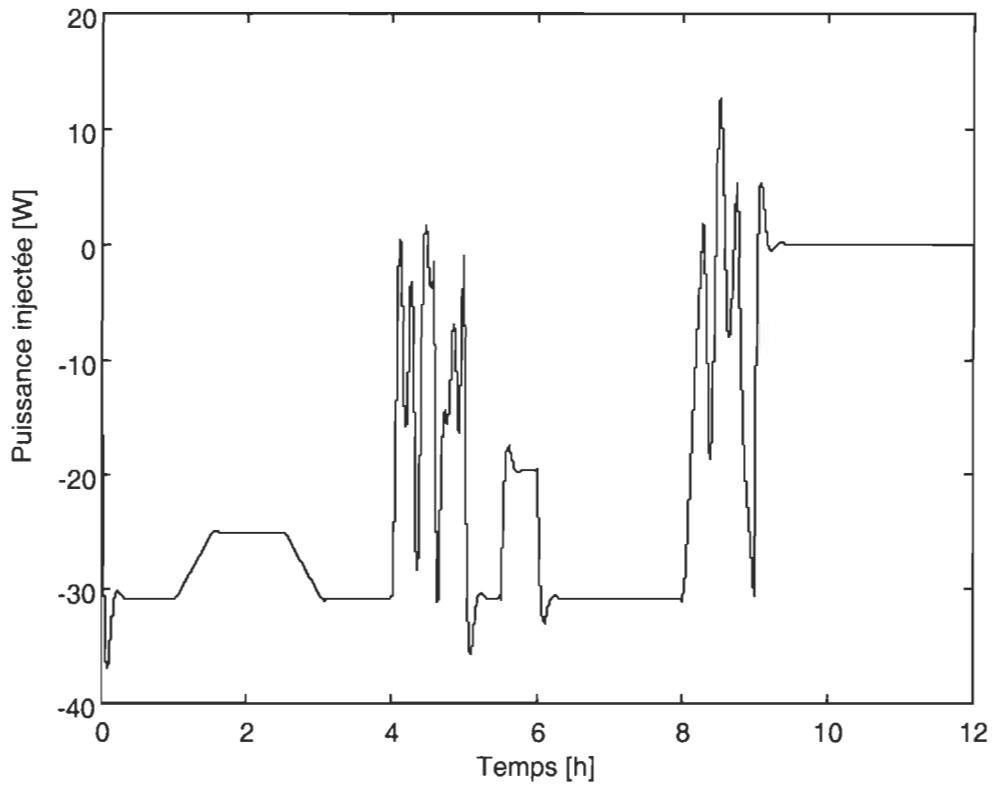


Figure V-10 : Variations de Q_{ref1} avec filtres et saturateurs

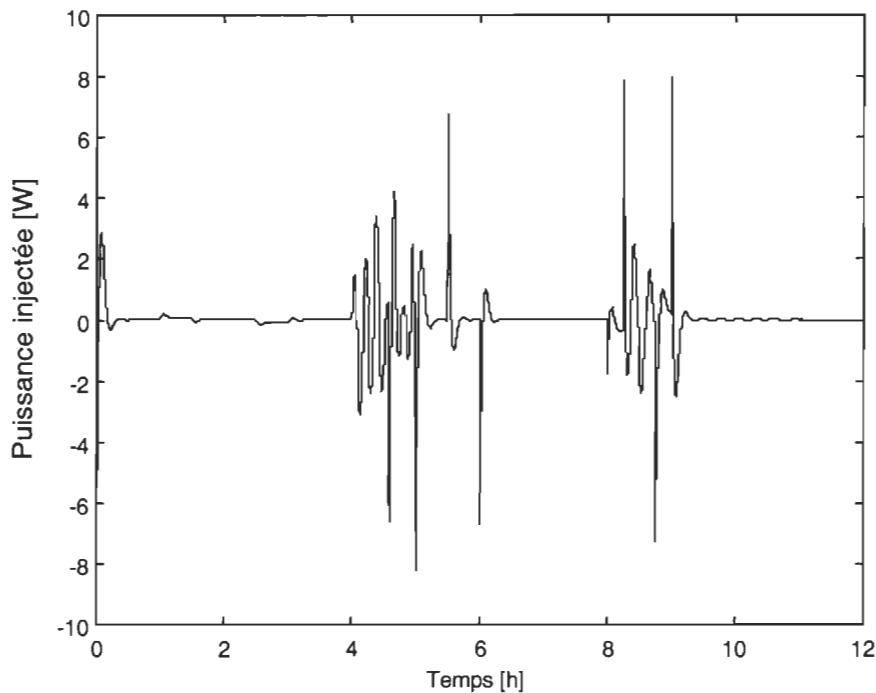


Figure V-11 : Variations de Q_{ref2} avec filtres et saturateurs

Le principal inconvénient du contrôle de type PID réside dans le fait que le modèle mathématique du modèle doit être connu et ne doit pas changer. Lorsque l'on change une des résistances ou capacités d'accumulation du modèle électrique le contrôleur de type PID n'est plus capable de tenir le système autour de sa position d'équilibre et il faut recalculer les gains pour que celui-ci redevienne efficace.

Les simulations faites avec les saturateurs et les filtres illustrés par les figures V-10 et V-11 montrent que le contrôleur de type PID :

- nécessite des quantités de chaleur comprises dans l'intervalle $[-40W, +15W]$ pour stabiliser le système ;
- nécessite une bonne connaissance du modèle mathématique du système.

Notre but sera donc de trouver une méthode de commande permettant de faire le contrôle de notre système non-linéaire variant, en respectant les limites des régulateurs thermiques. Notre première étude portera donc sur la logique floue qui est une technique de commande avancée couramment utilisée lorsque la modélisation du système est difficile.

V.2. Contrôleur PD par logique floue

V.2.1. Implantation du système complet sur SIMULINK™

Le schéma SIMULINK™ du système au complet est présenté à la figure V-12. Les deux entrées du premier CLF appelé *contr_1* sont l'erreur e_1 sur la température T_a et la dérivée e_{D_1} sur la température T_a . Ces deux entrées sont ensuite multiplexées et injectées dans le bloc constituant le CLF qui se compose des 3 blocs de *fuzzification*, inférence et *défuzzification*. Le deuxième CLF appelé *contr_2* a une structure identique avec des fonctions d'appartenance et une matrice d'inférences différente. Lors de la conception du CLF nous tenons compte des interférences mutuelles des deux contrôleurs, plutôt que la sortie de chacun des contrôleurs soit injectée dans le contrôleur voisin, ce qui compliquerait énormément le problème. Cela est dans le but de tenir compte des interactions entre les différentes composantes du système.

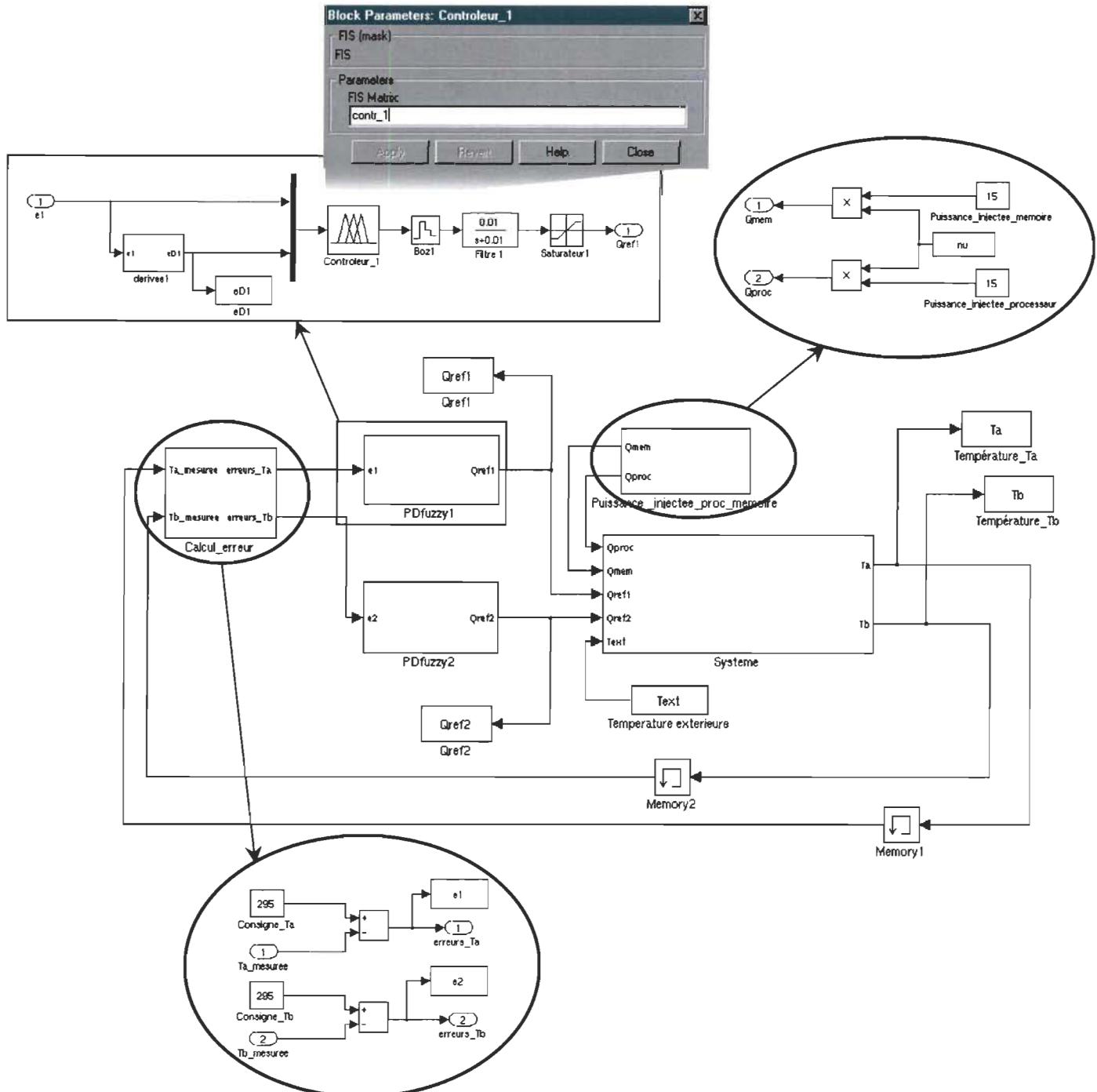


Figure V-12: Modèle du système complet sur SIMULINK™

V.2.2. Implantation du contrôleur PD par logique floue

La boîte à outils fuzzy de SIMULINK™ illustrée par la figure V-13 va permettre l'implantation des deux CLF.

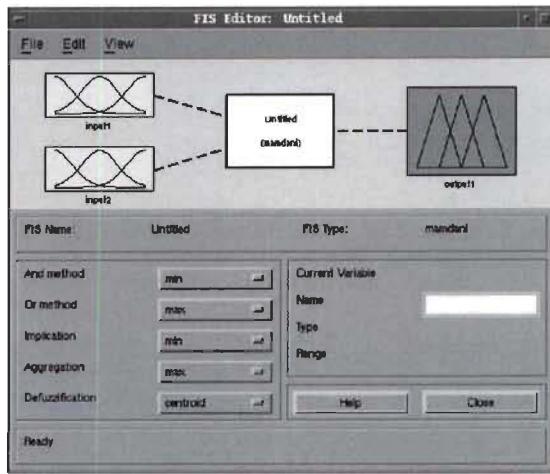


Figure V-13 : Boîte à outil fuzzy de Matlab®

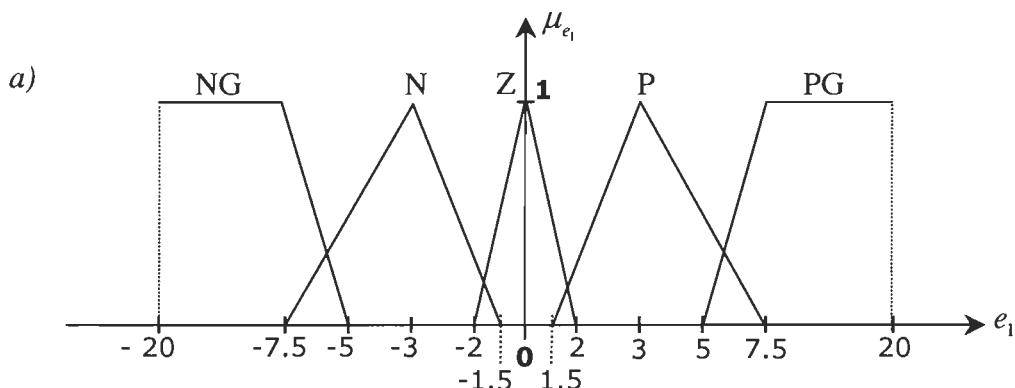
Les différents ensembles sont caractérisés par des désignations standard dont la signification est indiquée dans le tableau V-1.

Tableau V-1 : Désignations standard des ensembles flous

Symbol	Signification	Symbol	Signification
NNG	Négatif négatif grand	P	Positif
NG	Négatif grand	PG	Positif grand
N	Négatif	PPG	Positif positif grand
Z	Au voisinage de 295°K		

Les fonctions d'appartenance triangulaires avec cinq ensembles pour les variables linguistiques suivantes sont illustrées par les figures V-14 a) et b) :

- e_1 : erreur entre la température T_a^* de consigne et la température T_a mesurée
- e_2 : erreur entre la température T_b^* de consigne et la température T_b mesurée,



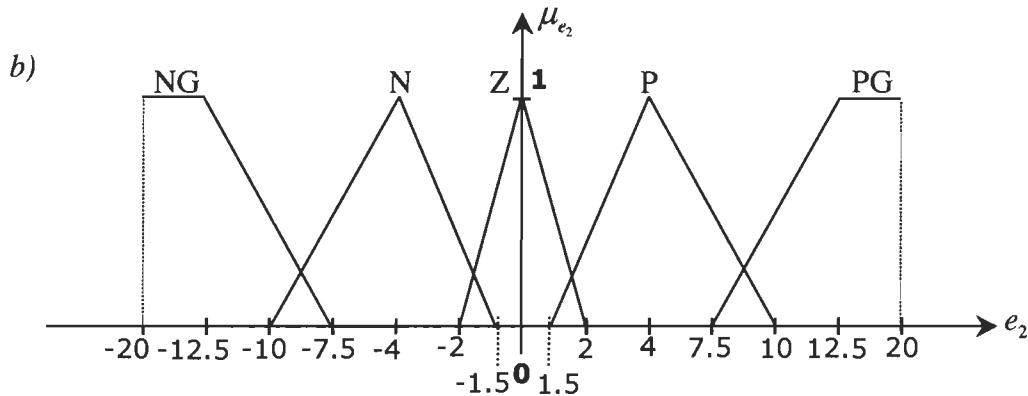


Figure V-14: Fonction d'appartenance des entrées a) e_1 et b) e_2

Nous définissons les fonctions d'appartenance triangulaires avec cinq ensembles pour les variables linguistiques suivantes :

- e_{D_1} (dérivée sur l'erreur e_1)
- e_{D_2} (dérivée sur l'erreur e_2)

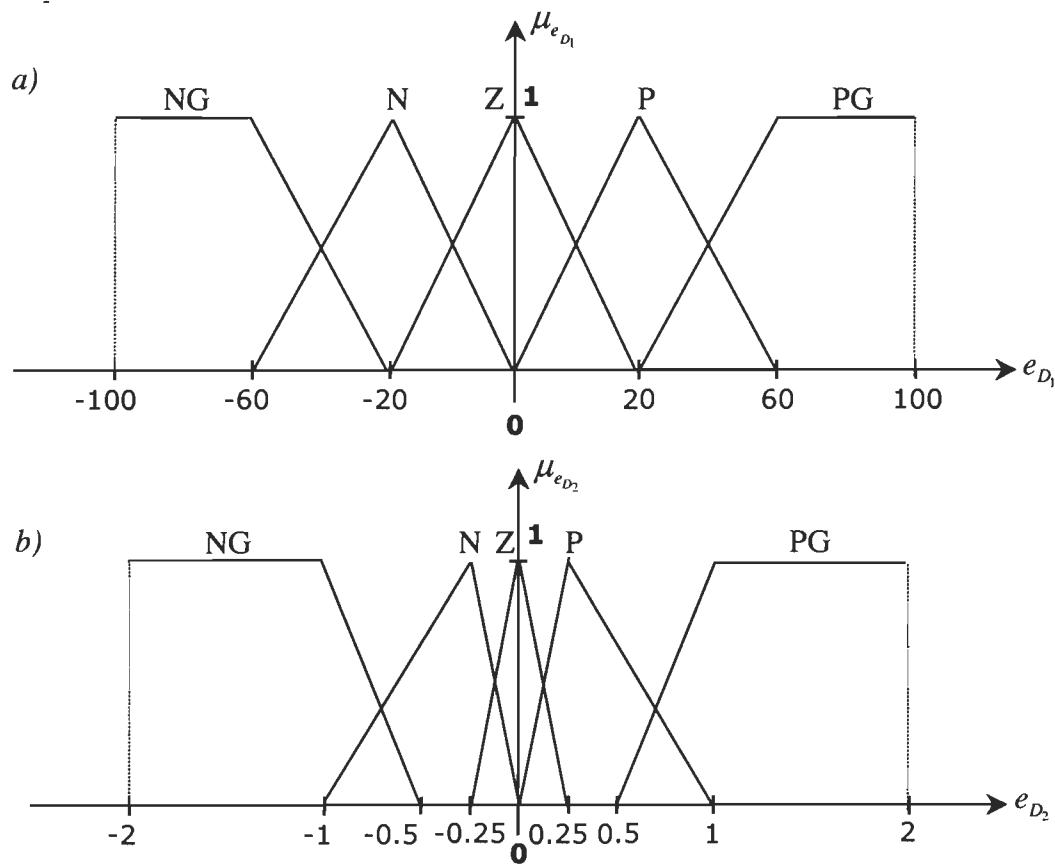


Figure V-15: Fonctions d'appartenance des entrées a) e_{D_1} et b) e_{D_2}

Définissons les fonctions d'appartenance triangulaires avec sept ensembles pour les variables linguistiques suivantes :

- Q_{ref1} sortie du contrôleur *contr_1*
- Q_{ref2} sortie du contrôleur *contr_2*

Ces fonctions sont illustrées par les figures IV-16 a) et b).

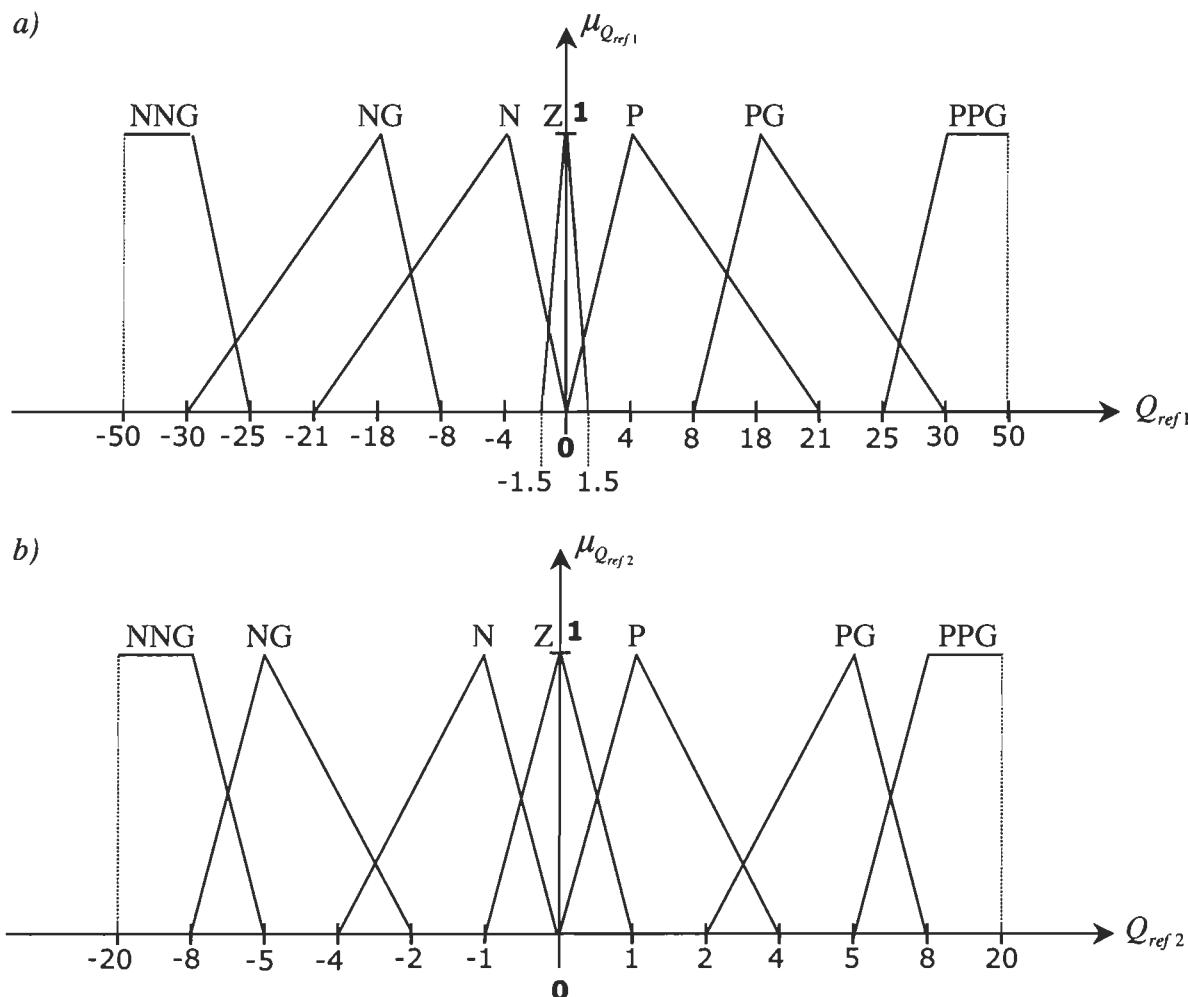


Figure V-16: Fonctions d'appartenance des sorties a) Q_{ref1} et b) Q_{ref2}

Les tableaux V-2 et V-3 présentent les règles d'inférences des deux CLF.

Tableau V-2 : Matrice d'inférences du CLF 1

e_{D_1}	NG	N	Z	P	PG
NG	NNG	NG	Z	P	PGG
N	NNG	N	Z	P	PPG
Z	NNG	N	Z	P	PPG
P	NNG	N	Z	PG	PPG
PG	NNG	N	Z	PG	PPG

Tableau V-3 : Matrice d'inférences du CLF 2

e_{D_2}	NG	N	Z	P	PG
NG	NNG	NNG	Z	PG	PGG
N	NNG	NG	Z	PG	PPG
Z	NNG	NG	Z	PG	PPG
P	NNG	N	Z	PG	PPG
PG	NNG	N	Z	PPG	PPG

- Pour ($e_i = NG$) et ($e_{D_i} = NG$ ou N ou Z ou P ou PG)

L'erreur entre la température du composant et la température de consigne est négative grande (NG), cela signifie que la température du composant est très supérieure à la température de consigne il faut donc refroidir en conséquence. Dans ce cas, le signal de commande appliquée va être négatif négatif grand (NNG), dans le but de refroidir de beaucoup le composant et de le ramener à sa température de consigne. Par symétrie nous avons PPG pour ($e_i = PG$) et ($e_{D_i} = NG$ ou N ou Z ou P ou PG).

- Pour ($e_i = Z$) et ($e_{D_i} = NG$ ou N ou Z ou P ou PG)

Quand l'erreur sur la température du composant est faible nous n'appliquons aucun signal de commande en supposant que les variations de température d'un composant affectent très peu le composant voisin.

- Pour ($e_i = N$) et ($e_{D_i} = NG$ ou N ou Z ou P ou PG)

L'erreur sur la température du composant est négative (N), par conséquent nous appliquons un signal négatif négatif grand (NNG), négatif grand (NG) ou négatif (N) selon la dérivée sur l'erreur et dépendamment de la température à contrôler, afin que le signal soit assez important pour ramener le système autour de sa température d'équilibre tout en ne le faisant pas diverger avec un signal de commande disproportionné. Par symétrie nous avons positif P ou positif grand PG pour ($e_i = P$) et ($e_{D_i} = NG$ ou N ou Z ou P ou PG).

V.2.3. Tracé de la surface de contrôle

Une fois que toutes les caractéristiques de notre contrôleur par logique floue sont entrées dans l'outil fourni, nous pouvons tracer les surfaces de contrôle (sorties des contrôleurs pour toutes les combinaisons d'entrées). Les surfaces de contrôle sont illustrées par la figure V-17.

Nous pouvons constater qu'il existe des parties planes. Cela signifie que quelques soient les entrées du système, la sortie de notre contrôleur est constante dans cet intervalle.

Nous notons qu'il existe plusieurs parties non linéaires et plusieurs parties linéaires à pentes variables. Les parties non linéaires impliquent que nous ne pouvons pas remplacer notre contrôleur par logique floue par un contrôleur linéaire, d'où l'utilisation d'un contrôleur par logique floue de type non linéaire pour contrôler un système non linéaire.

Pour ce qui est des parties linéaires à faible pente, cela signifie qu'un changement des entrées n'entraînera pas un changement brusque du signal de commande. Par contre, les parties linéaires à pente élevée peuvent entraîner des instabilités lors du changement brusque du signal de commande en fonction des entrées.

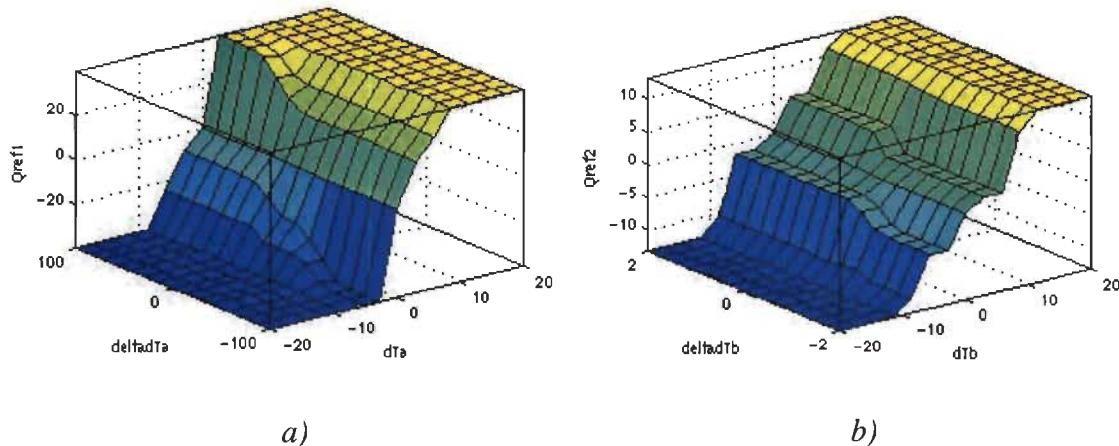


Figure V-17: Surface de contrôle du CLF a) *contr_1* et b) *contr_2*

V.2.4. Exploitation des résultats de simulation

V.2.4.1. Pour une température extérieure constante

Les résultats de simulations sont présentés dans les figures V-18, V-19, V-20 et V-21.

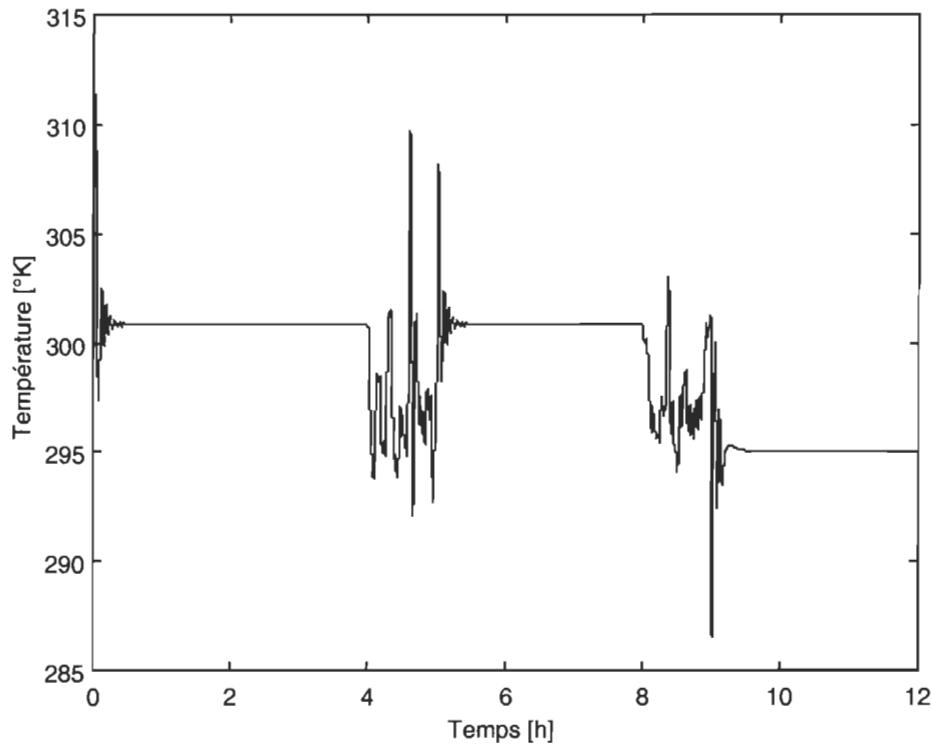


Figure V-18 : Variations de T_a avec une température extérieure constante $T_{ext} = 295^{\circ}K$

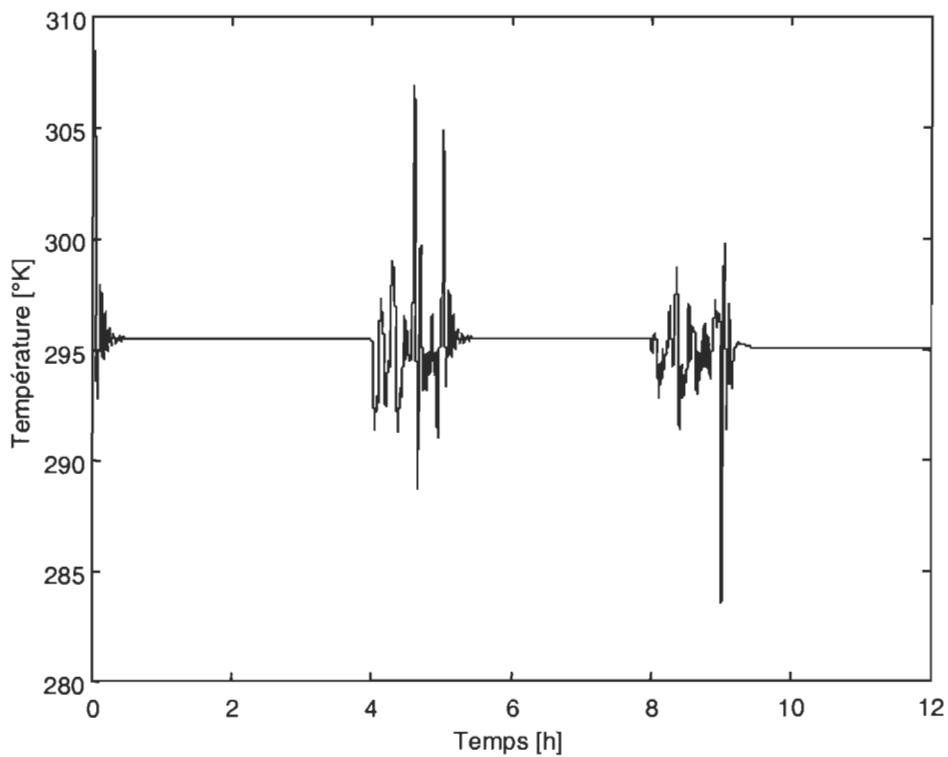


Figure V-19: Variations de T_b avec une température extérieure constante $T_{ext} = 295^{\circ}K$

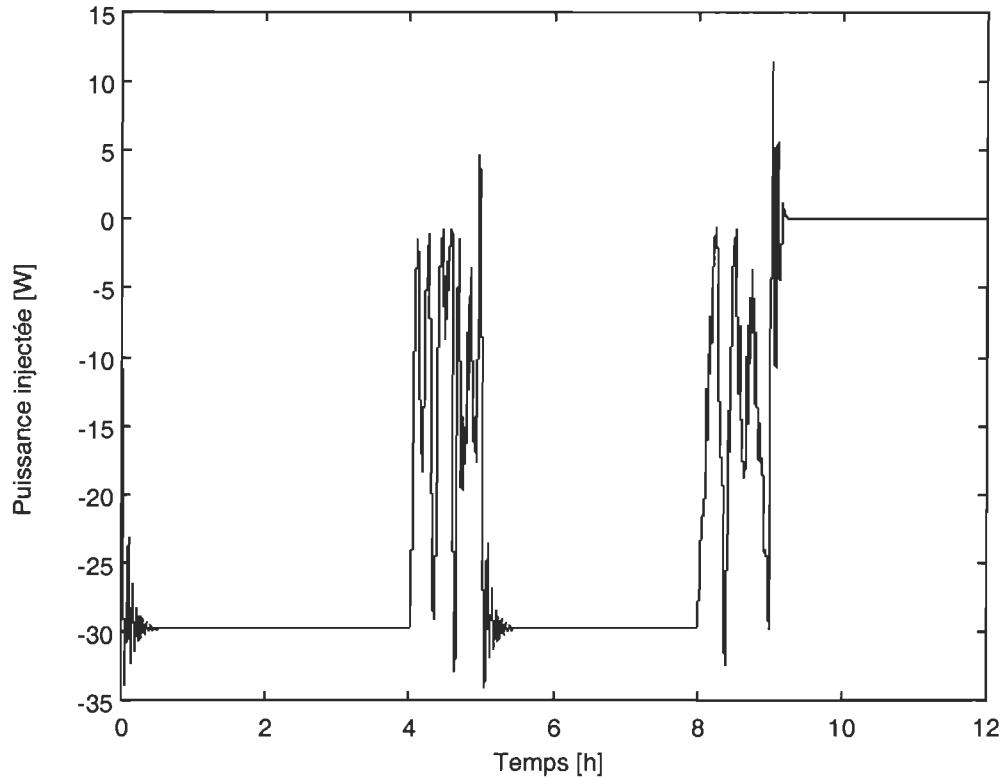


Figure V-20 : Variations de Q_{ref1} avec température extérieure constante $T_{ext} = 295^{\circ}K$

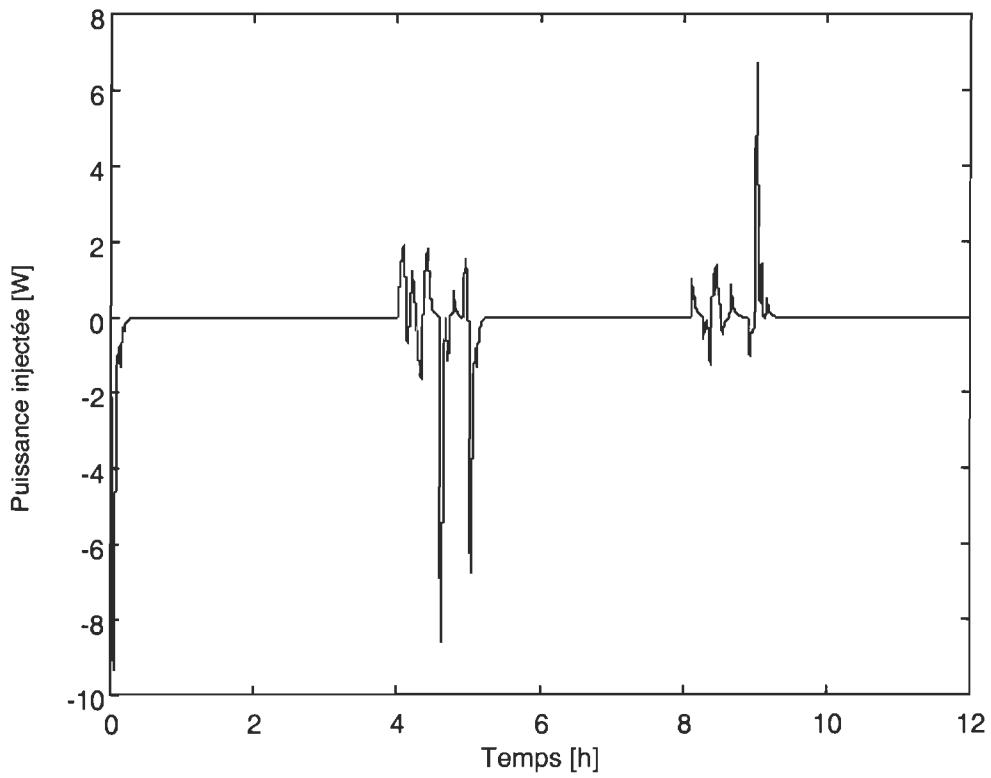


Figure V-21 : Variations de Q_{ref2} avec température extérieure constante $T_{ext} = 295^{\circ}K$

Nous pouvons constater que le contrôleur par logique floue réussit à tenir le système autour de la température d'équilibre avec des amplitudes du signal de commande tolérable comprises dans les intervalles $[-35W \text{ } +15W]$ et $[-10W \text{ } +8W]$ respectivement pour les régulateurs thermoélectriques 1 (Q_{ref1}) et 2 (Q_{ref2}). Bien que le signal de commande soit filtré, les variations du pourcentage d'utilisation du processeur et des mémoires externes, entraîne de grandes variations des températures T_a et T_b . Cependant ces grandes variations restent en dessous des critères de commande que nous nous sommes imposés.

V.2.4.2. Pour des variations brusques de la température extérieure

Les résultats de simulations sont présentés dans les figures V-22 à V-29.

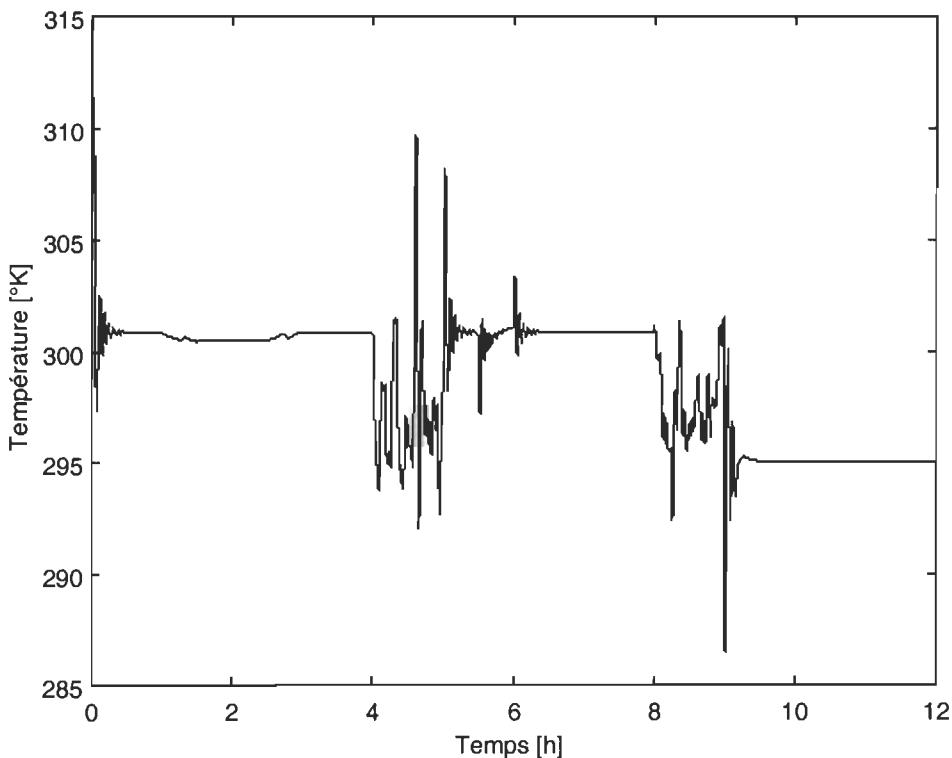


Figure V-22 : Variations de T_a avec les variations de la température extérieure de la figure III-15

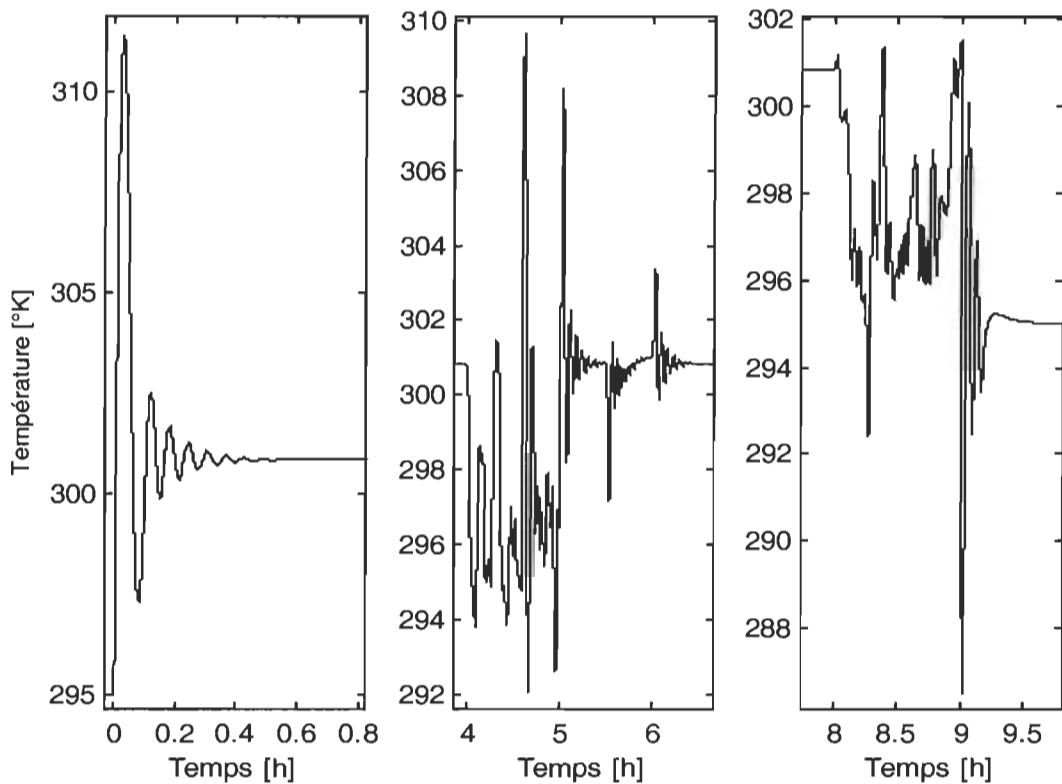


Figure V-23 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes

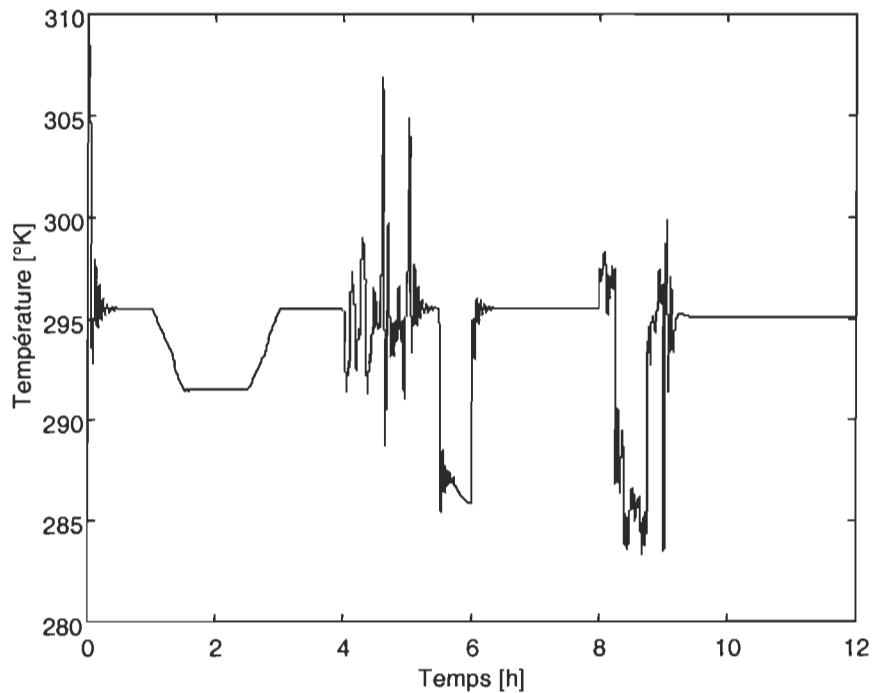


Figure V-24 : Variations de T_b avec les variations de la température extérieure de la figure III-15

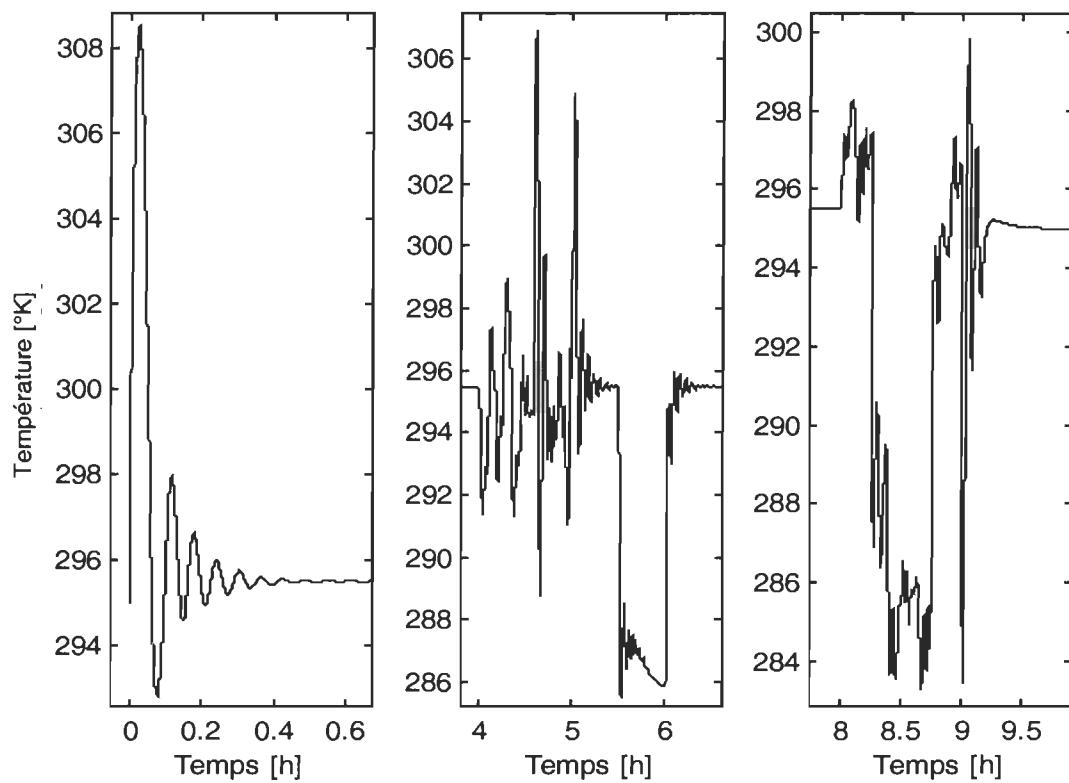


Figure V-25 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes

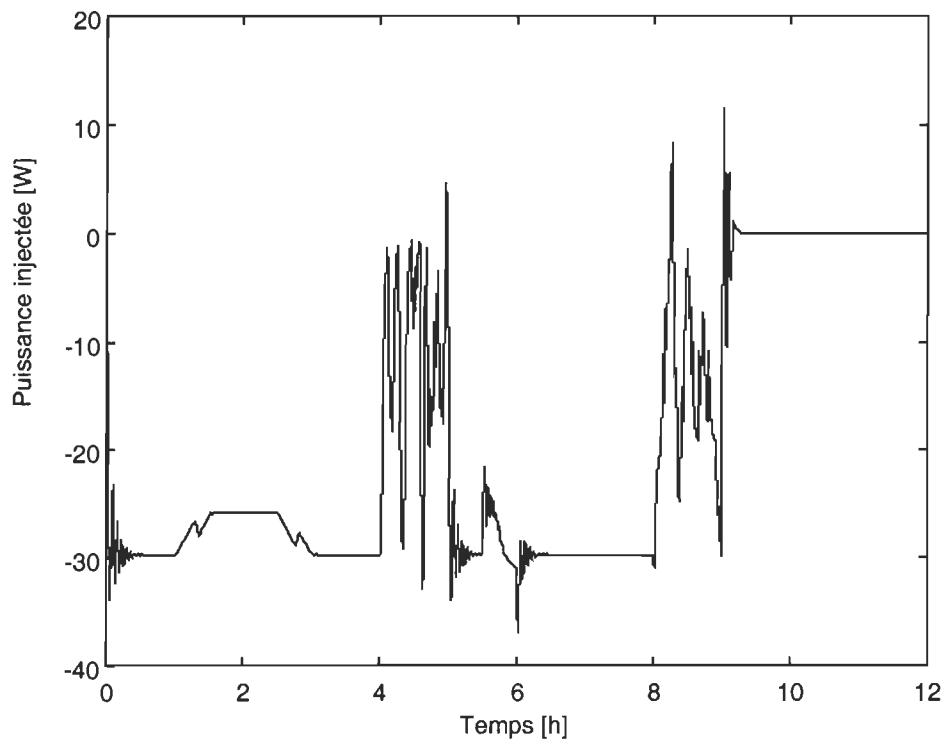


Figure V-26 : Variations de Q_{ref1} avec les variations de la température extérieure de la figure III-15

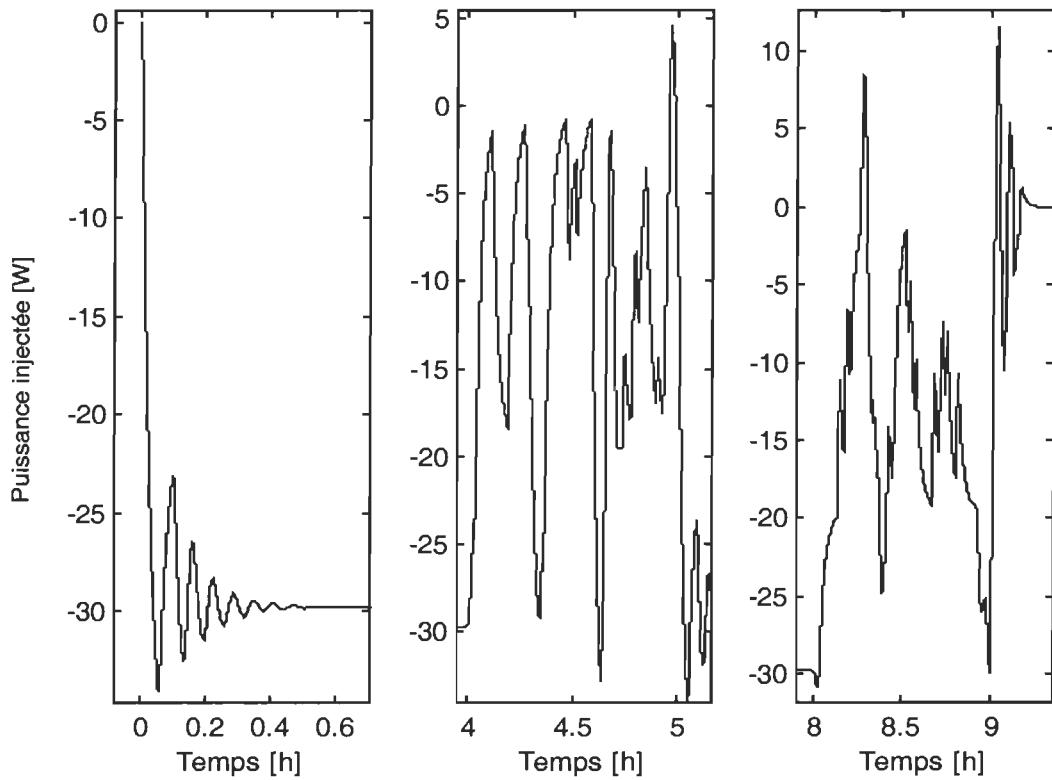


Figure V-27 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes

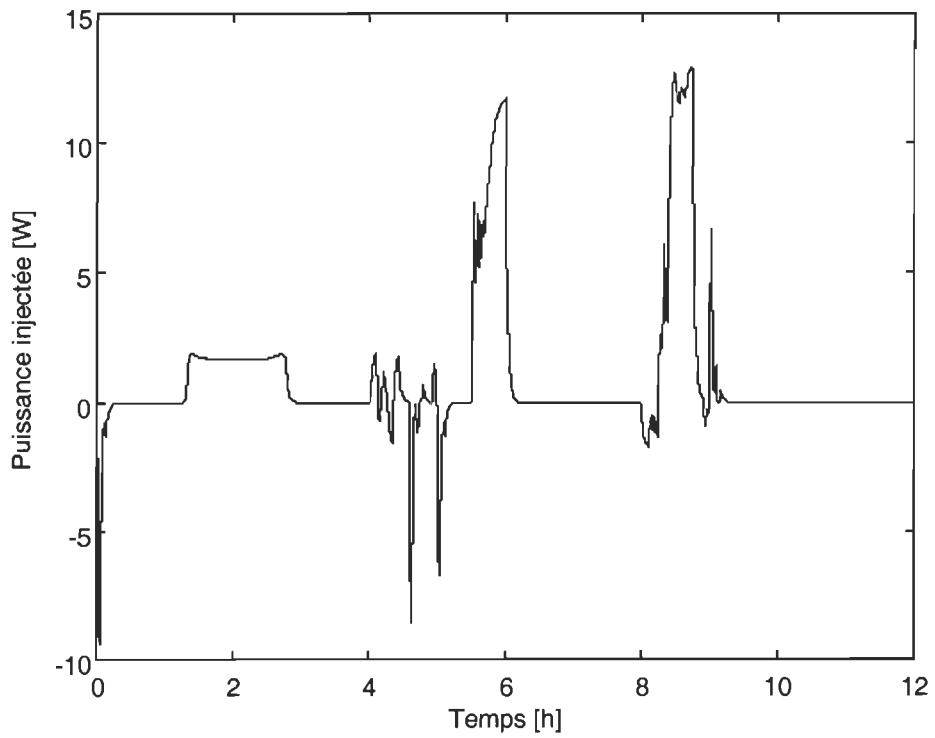


Figure V-28 : Variations de Q_{ref2} avec les variations de la température extérieure de la figure III-15

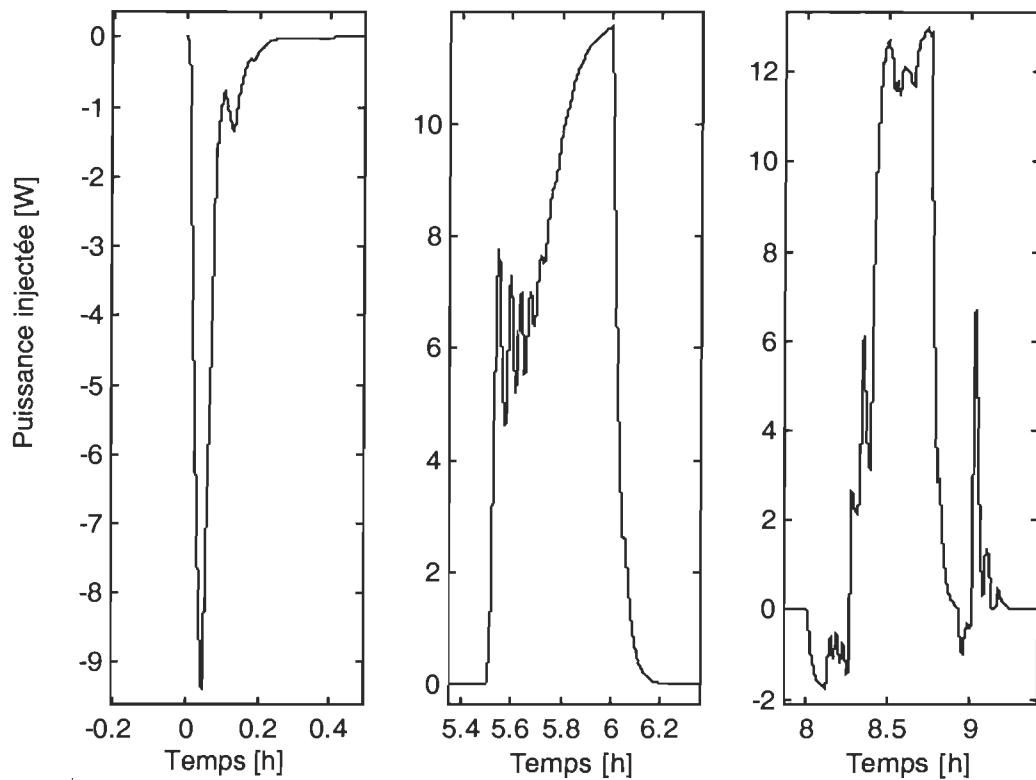


Figure V-29 : Agrandissement des les intervalles où les variations sont importantes

Nous pouvons constater que le PD-CLF réussit également à tenir le système autour de sa température d'équilibre avec des amplitudes du signal de commande tolérables comprises dans les intervalles $[-40W \quad +12W]$ et $[-10W \quad +15W]$ respectivement pour les régulateurs thermoélectriques 1 (Q_{ref1}) et 2 (Q_{ref2}). Malgré les fortes variations de la température extérieure et du pourcentage d'utilisation du processeur et des mémoires, les températures T_a et T_b restent dans des intervalles corrects. Les variations de température des composants, ainsi que la puissance injectée par les régulateurs thermoélectriques, répondent aux critères de commande et par conséquent n'entraîneront pas une détérioration voire une destruction des composants.

Chapitre VI

Conclusion

Cette recherche a permis de toucher différents domaines qui sont : la mesure de température, les régulateurs thermoélectriques, la modélisation numérique et électrique et la commande de systèmes non linéaires. Les analogies entre les valeurs électriques et thermiques nous ont permis d'élaborer et de simuler le modèle mathématique, et par conséquent étudier le comportement de celui-ci. Cette connaissance du comportement du système a servi à la conception du PD-CLF pour le contrôle de la température.

L'originalité de ce projet a été d'apporter une contribution scientifique aux problèmes thermiques en électronique en rassemblant différentes techniques déjà existantes : une loi de commande basée sur la logique floue et l'utilisation de régulateurs thermoélectriques basés sur l'effet Peltier, et capable d'opérer dans les deux sens soit refroidissement et réchauffement.

La contribution se situe principalement dans le domaine de la modélisation par l'élaboration d'un modèle électrique équivalent à un ensemble de composants électriques en tenant compte des interactions mutuelles.

Les applications possibles de ce projet sont :

- les cartes d'acquisition soumises à des conditions climatiques très rudes,
- les systèmes ayant un fort gradient de température tels que les avions au décollage,
- etc.

Les développements futurs de ce projet devront permettre d'apporter les améliorations suivantes :

- une expérimentation réelle du système pour la validation des modèles, et la vérification de la fonctionnalité du contrôleur dans des conditions réelles,
- l'intégration en technologie VLSI de l'algorithme de commande, afin de déterminer si le système de régulation au complet (PD-CLF + régulateurs thermoélectriques) pourrait apporter beaucoup d'avantages tels que la réduction de consommation en puissance, la réduction du bruit dû à la présence de ventilateurs ainsi que la réduction de place prise par ces derniers.

Références

[ABIUS] <http://www.abit-usa.com>

[AUN88] W. Aung, « Cooling Technology for Electronic Equipment », Hemisphere Publishing Corporation, 1988.

[BAR97] A. Barwicz, « Systèmes de mesure », Notes de cours GEI-6035 Systèmes de mesure, Université du Québec à Trois-Rivières, Département de génie électrique, 1997/1998.

[BEL90] F. Bélaïd, « Étude théorique et expérimentale des phénomènes thermiques dans un convertisseur électronique de puissance », Mémoire de maîtrise de l'Université du Québec à Trois-Rivières, septembre 1990.

[BUH94] H. Bühler, « Réglage par logique floue », Presses polytechniques et universitaires romandes, 1994.

[BUR93] G.W. Burns, M.G. Seroger, G.F. Strouse, M.C. Croarkin, and W.F. Guthrie, « Thermocouple Reference Tables Based on the ITS-90 », OMEGA Engineering Inc., 1993.

[DLKFR] <http://www.dlk.fr>

[ELB78] S. Elberg, P. Mathonnet, « Évacuation de la chaleur dissipée dans les équipements électroniques », éditions Eyrolles, 1978.

[FLOME] <http://www.flomerics.com>

[FLU2D] <http://www.cedrat-grenoble.fr/software/flux2d/flux2d.htm>

[FLU3D] <http://www.cedrat-grenoble.fr/software/flux3d/flux3d.htm>

[GAR96] S. D. Garner, PE., Thermacore Inc., « Heat pipes for electronics cooling applications », Electronics Cooling, Vol. 2, No. 3, septembre 1996.

[GOD96] S. Godfrey, Melcor Corporation., « An introduction to thermoelectric coolers », Electronics Cooling, Vol. 2, No. 3, septembre 1996.

[JMAG] <http://www.jri.co.jp/pro-eng/jmag/E/index.html>

[KRE67] F. Kreith, « Transmission de la chaleur et thermodynamique », Masson et Cie Éditeurs, 1967.

[KOV98] G. T.A. Kovacs, « Micromachined Transducers Sourcebook », The McGraw-Hill Companies Inc., 1998.

[MCG88] T. D. McGee, « Principles and Methods of Temperature Measurement », John Wiley & Sons Ltd, 1988.

[MIC91] L. Michalski, K. Eckersdorf, J. McGhee, « Temperature Measurement », John Wiley & Sons Ltd, 1991.

[MIFAN] <http://www.mems.uc.edu/research/slide.html>

[SIM96] R. E. Simons, Electronics Cooling Applications., « Direct liquid immersion cooling for high power density microelectronics », Electronics Cooling, Vol. 2, No. 2, mai 1996

Annexes

ANNEXE 1 : CALCUL DE LA TEMPÉRATURE AVEC L'APPROXIMATION PAR DES DROITES ...	100
ANNEXE 2 : CALCUL DE LA TEMPERATURE AVEC L'APPROXIMATION PAR DES FONCTIONS SPLINES AVEC N=3 POINTS	102
ANNEXE 3 : CALCUL DE LA TEMPERATURE AVEC L'APPROXIMATION PAR DES FONCTIONS SPLINES AVEC N=5 POINTS	103
ANNEXE 4 : CALCUL DE FONCTIONS DE TRANSFERT DU MODÈLE LINÉARISÉ AUTOUR D'UN POINT D'ÉQUILIBRE ET RÉDUCTION D'ORDRE DU SYSTÈME	105

Annexe 1 : Calcul de la température avec l'approximation par des droites

```
%-----  
% Droite.m  
% Calcul de la temperature avec l'approximation par des droites  
% Fait par : Aline Lemoine  
% Le 28 juillet 1999  
%-----  
  
% Initialisation de l'espace Matlab  
%-----  
clear  
  
% Initialisation des variables  
%-----  
load Donnees  
  
% Equation de la droite E (avec deux points)  
%-----  
for i=1:1:101  
    Tapp(i)=(E(i)-108.33)/38.55;  
end  
  
% Calcul de l'erreur  
%-----  
for i=1:1:101  
    erreur(i)=T(i)-Tapp(i);  
end  
  
% Calcul de l'erreur quadratique relative moyenne  
%-----  
somme=0;  
  
for i=1:101  
    if T(i)~=0;  
        erreurint1=((Tapp(i)-T(i))/T(i))^2;  
        somme=somme+erreurint1;  
    elseif T(i)==0  
    end  
end  
erreurquad=somme/(length(T)-1)  
  
% Affichage  
%-----  
figure(1)  
plot(E,Tapp,'-.')  
hold on  
plot(E,T)  
legend('Approximation par une droite','Courbe originale')  
xlabel('E [microV]')  
ylabel('Température [°C]')  
  
figure(2)  
plot(T,erreur)
```

```
xlabel('Température désirée [°C]')
ylabel('Erreur [°C]')

% Equation de la droite E (avec trois points)
%-----
for i=1:1:50
    Tapp1(i)=E(i)/36.38;
end
for i=51:1:101
    Tapp2(i-50)=E(i)/40.71;
end

% Calcul de l'erreur
%-----
for i=1:1:50
    erreur1(i)=T(i)-Tapp1(i);
end
for i=51:1:101
    erreur2(i-50)=T(i)-Tapp2(i-50);
end

erreur3=[erreur1 erreur2];

% Calcul de l'erreur quadratique relative moyenne
%-----
somme1=0;somme2=0;

for i=1:101
    if T(i)<0;
        erreurint2=((Tapp1(i)-T(i))/T(i))^2;
        somme1=somme1+erreurint1;
    elseif T(i)==0
    elseif T(i)>0
        erreurint2=((Tapp2(i-50)-T(i))/T(i))^2;
        somme2=somme2+erreurint2;
    end
end

somme=somme1+somme2;
erreurquad2=somme/(length(T)-1)

% Affichage
%-----
figure(3)
plot(E,T,'-.')
hold on
plot(E(1:50),Tapp1)
plot(E(51:101),Tapp2)
legend('Courbe originale','Approximation par une droite')
xlabel('E [microV]')
ylabel('Température [°C]')

figure(4)
hold on
plot(T,erreur3)
xlabel('Température désirée [°C]')
ylabel('Erreur [°C]')
```

Annexe 2 : Calcul de la température avec l'approximation par des fonctions Splines avec N=3 points

```
%-----
% Splines3.m
% Calcul de la température avec la méthode des Splines avec
% 3 points
% Fait par : Aline Lemoine
% Le 27 novembre 1998
%-----

% Initialisation de l'espace Matlab
%-----
clear

% Initialisation des variables
%-----
load Donnees

% Calcul des coefficients des fonctions Splines
%-----
nombre_points=3;
abscisse = [-50 0 50];
ordonnee = [-1819.04 0 2035.7];

[A]= smoparc1(ordonnee,abscisse,0,nombre_points);

% Reconstitution
%-----
for i=1:length(T)

    % Calcul de la température équivalente
    if (E(i)>=-1819.04)&(E(i)<0)
        T4 = A(1,1)*(E(i)+1819.04)^3 + A(2,1)*(E(i)+1819.04)^2 + ...
              A(3,1)*(E(i)+1819.04) + A(4,1);
    elseif (E(i)>=0)&(E(i)<2035.7)
        T4 = A(1,2)*(E(i))^3 + A(2,2)*(E(i))^2 + A(3,2)*(E(i)) + ...
              A(4,2);
    end

    % Enregistrement de la température dans la variable z
    Tapp(i)=T4;
end

% Calcul de l'erreur
%-----
for i=1:1:100
    erreur(i)=T(i)-Tapp(i);
end

% Calcul de l'erreur quadratique relative moyenne
%-----
somme=0;
```

```

for i=1:101
    if T(i)~=0;
        erreurint=((Tapp(i)-T(i))/T(i))^2;
        somme=somme+erreurint;
    end
end

erreur4=somme/(length(T)-1)

% Affichage
%-----
figure(1)
hold on
plot(E,T)
plot(E,Tapp,'-.')
legend('Courbe originale','Approximation par fonctions Splines')
xlabel('E [microV]')
ylabel('Température [°C]')

figure(2)
plot(T(1:100),erreur)
xlabel('Température désirée [°C]')
ylabel('Erreur [°C]')

```

Annexe 3 : Calcul de la température avec l'approximation par des fonctions Splines avec N=5 points

```

%-----
% Splines5.m
% Calcul de la température avec la méthode des Splines 5 points
% Fait par : Aline Lemoine
% Le 27 novembre 1998
%-----

% Initialisation de l'espace Matlab
%-----
clear

% Initialisation des variables
%-----
load Donnees

% Calcul des coefficients des fonctions Splines
%-----
nombre_points=6;
abscisse = [-50 -30 -10 10 30 50];
ordonnee = [-1819.04 -1120.87 -383.05 391 1196.4 2035.7];

[A]= smoparc1(ordonnee,abscisse,0,nombre_points);

% Reconstitution
%-----
for i=1:length(T)

```

```

% Calcul de la température équivalente
if (E(i)>=-1819.04)&(E(i)<-1120.87)
    T4 = A(1,1)*(E(i)+1819.04)^3 + A(2,1)*(E(i)+1819.04)^2 + ...
          A(3,1)*(E(i)+1819.04) + A(4,1);
elseif (E(i)>=-1120.87)&(E(i)<-383.05)
    T4 = A(1,2)*(E(i)+1120.87)^3 + A(2,2)*(E(i)+1120.87)^2 + ...
          A(3,2)*(E(i)+1120.87) + A(4,2);
elseif (E(i)>=-383.05)&(E(i)<391)
    T4 = A(1,3)*(E(i)+383.05)^3 + A(2,3)*(E(i)+383.05)^2 + ...
          A(3,3)*(E(i)+383.05) + A(4,3);
elseif (E(i)>=391)&(E(i)<1196.4)
    T4 = A(1,4)*(E(i)-391)^3 + A(2,4)*(E(i)-391)^2 + ...
          A(3,4)*(E(i)-391) + A(4,4);
elseif (E(i)>=1196.4)&(E(i)<=2035.7)
    T4 = A(1,5)*(E(i)-1196.4)^3 + A(2,5)*(E(i)-1196.4)^2 + ...
          A(3,5)*(E(i)-1196.4) + A(4,5);
end

% Enregistrement de la température dans la variable Tapp
Tapp(i)=T4;
end

% Calcul de l'erreur
%-----
for i=1:1:100
    erreur(i)=T(i)-Tapp(i);
end

% Calcul de l'erreur quadratique relative moyenne
%-----
-
somme=0;

for i=1:101
    if T(i)~=0;
        erreurint=((Tapp(i)-T(i))/T(i))^2;
        somme=somme+erreurint;
    end
end

erreur4=somme/(length(T)-1)

% Affichage
%-----
figure(1)
hold on
plot(E,T)
plot(E,Tapp,'.-')
legend('Courbe originale','Approximation par fonctions Splines')
xlabel('E [microV]')
ylabel('Température [°C]')

figure(2)
plot(T(1:100),erreur)
xlabel('Température désirée [°C]')
ylabel('Erreur [°C]')

```

Annexe 4 : Calcul de fonctions de transfert du modèle linéarisé autour d'un point d'équilibre et réduction d'ordre du système

```
%-----%
% PID.m
% Calcul de la fonction de transfert de notre systeme linearise%
% Fait par : Aline Lemoine
% Dernieres modifications le : 3 novembre 1999
%-----%

%Initialisation de l'espace matlab
%-----
clear all

% Initialisation des constantes
%-----
R1=33;
R2=6;
R3=4.2;
R4=3;
R5=3;
R6=4.2;
R12=5.4;
C1=0.3488;
C2=49.3305;
Cv1=0.4615;
Cv2=0.4615;
Kd=0.4;

%Initialisation des matrices
%-----
A=[(1/C1)*(-1/R1-1/R3-1/R12-1/R5) 1/(C1*R12) 1/(C1*R3) 1/(C1*R5)
   1/(C1*R12) (1/C1)*(-1/R2-1/R4-1/R12-1/R6) 1/(C1*R4) 1/(C1*R6)
   1/(C1*R3) 1/(C1*R4) (1/C1)*(-1/R3-1/R4) 0
   1/(C1*R5) 1/(C1*R6) 0 (1/C1)*(-1/R5-1/R6)];

B=[0 0
   0 0
   1/Cv1 0
   0 1/Cv2];

C=[1 0 0 0
   1 0 0 0
   0 0 0 0
   0 0 0 0];

%Calcul de la fonction de transfert pour la premiere entree
%-----
Ar1=[(1/C1)*(-1/R1-1/R3-1/R12-1/R5) 0 1/(C1*R3) 0
      1/(C1*R12) 0 1/(C1*R4) 0
      1/(C1*R3) 0 (1/C1)*(-1/R3-1/R4) 0
      1/(C1*R5) 0 0 0];
Br1 = [0 0
        0 0
        1/Cv1 0
        0 0];
```

```

Cr1 = [1 0 0 0
       0 0 0 0
       0 0 0 0
       0 0 0 0];

Dr1 = [0 0
       0 0
       0 0
       0 0];

[num1,den1]=ss2tf(Ar1,Br1,Cr1,Dr1,1);
printsys(num1(1,:),den1,'s')

%Calcul de la fonction de transfert pour la deuxieme entree
%-----
Ar2=[0    1/(C1*R12)          0    1/(C1*R5)
      0    (1/C1)*(-1/R2-1/R4-1/R12-1/R6)  0    1/(C1*R6)
      0    1/(C1*R4)           0    0
      0    1/(C1*R6)           0    (1/C1)*(-1/R5-1/R6)];

Br2 = [0    0
       0    0
       0    0
       0    1/Cv2];

Cr2 = [0 0 0 0
       1 0 0 0
       0 0 0 0
       0 0 0 0];

Dr2 = [0 0
       0 0
       0 0
       0 0];

[num2,den2]=ss2tf(Ar2,Br2,Cr2,Dr2,2);
printsys(num2(2,:),den2,'s')

% Calcul de G
%-----
Gint1=inv(A);
Gint2=Gint1*C;
Unc=[15;15;295;0];
G=Gint2*Unc

% Reduction de l'ordre des deux fonctions de transfert
%-----
sys1=tf(num1(1,:),den1);
sysr1=minreal(sys1,0.01)

sys2=tf(num2(2,:),den2);
sysr2=minreal(sys2,0.01)
% Calcul des racines du denominateur des systemes reduits
%-----
[numr1,denr1]=tfdata(sysr1,'v')
snumr1=roots(numr1);
sdenr1=roots(denr1);

```

```
[numr2,denr2]=tfdata(sysr2,'v')
snumr2=roots(numr2);
sdenr2=roots(denr2);

%Calcul des gains du PID du sous-système 1
%-----
Kp1=-Kd*(sdenr1(1,1)+sdenr1(2,1))
Ki1=Kd*sdenr1(1,1)*sdenr1(2,1)

%Calcul des gains du PID du sous-système 2
%-----
Kp2=-Kd*1e-3*(sdenr2(1,1)+sdenr2(2,1))
Ki2=Kd*sdenr2(1,1)*sdenr2(2,1)
```