République Algérienne Démocratique et Populaire.
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique.
Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou.
Faculté de Génie Electrique et D'informatique.
Département D'informatique.

MEMOIRE

DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electronique.

Option : Contrôle

Thème

Conception et réalisation d'une PID pour une enceinte thermique à base de pic 18F4550

Proposé par :

MR. H.TAHI

Dirigé par :

Mr R.ZIRMI

Réalisé par :

Mr. M.LARBI

Mr. M.SELLAM

Promotion 2008

REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude pour nos promoteurs Mrs. ZIRMI et TAHI pour leurs conseils précieux et leurs orientations.

Nos remerciements vont également à tous les enseignants du département d'électronique en particulier aux membres de jury qui nous feront l'honneur d'examiner ce travail.

Notre profonde reconnaissance est également adressé à tous ceux qui nous ont aide de prés ou de loin, moralement ou matériellement durant l'accomplissement de ce projet.

SOMMAIRE

Introduction générale

Chapitre I : Chaine d'acquisition

Introduction…….……....1

I. La chaine d'acquisition…….…....1

1. Introduction…….....1

2. Eléments constitutifs d'une carte d'acquisition……..……....1

2.1. Partie analogique……...…….……2

2.1.1. Capteur……...……..2

a) Définition……..…….....2

b) caractéristique d'un capteur……..…….....3

b.1. La sensibilité……3

b.2. La vitesse de réponse……...…3

b.3. La linéarité…….....3

b.4. La précision…….....3

c) Capteur de température……...3

c.1. Capteur résistifs……...4

c.1.1. Résistances métalliques…….....4

c.1.2. Résistances thermique…….....4

c.2. Thermistances……...…4

a) CTN…….4

b) CTP…….5

c.3. Thermocouples…….……6

a) Définition……...……6

b) Principe et application……...……....7

c) Méthodes de mesure des tensions de thermocouples.....8

2.1.2. Le bloc de conditionnement……...…9

a) Montage suiveur…….10

b) Montage amplificateur……..10

c) Amplificateur d'instrumentation……..11

c.1. Modèle de l'amplificateur d'instrumentation…..…....11

c.2. Caractéristique d'un amplificateur d'instrumentation...12

C.2.1. La tension de mode commun……..……12

2.1.3. Bloc de filtrage……..……...13

2.2. Partie numérique……...……...…13

2.2.1 Echantillonnage / blocage……...…….....13

2.2.2. Convertisseur Analogique Numérique……14

a) Convertisseur flash…….. ……....14

b) Convertisseur à approximation successives…….15

c) Convertisseur à rampe……..……16

Chapitre II : Fondements théoriques

Introduction……...16

I. Systèmes……...…….16

I.1.Notion de système……...…..16

I.1.1.Définition……..…16

I.1.2.Signaux et système……17

I.1.3.Description d'un signal par une fonction……....17

a) Signal analogique…….……...17

b) Signal échantillonné……...18

c) Signal numérique…….18

I.2.Signaux dans un système……...19

a) Les signaux d'entrée…… 19

b) Signaux de sortie…….19

I.3.Propriétés des systèmes……...……20

I.3.1. Les systèmes linéaires…….…….. 20

I.3.2. Les systèmes invariants…….……20

I.3.3. Système instantané ou statique…….21

I.3.4. Système dynamique ou à mémoire……..22

I.3.5. Système continu-Système échantillonné…… 22

I.3.6. Système en boucle……... 24

I.4. Système Asservis

I.4.1. Notions……...24

I.4.2. Composantes d'un système…….…… .24

I.4.3. Classification selon le type d'entrée de référence…….. .25

a) Un asservissement…….…..25

b) Une régulation…….....26

I.4.4. Classification selon le type de régulateur……..... .26

II. Analyse fonctionnelle des systèmes……..27

II.1. Transformé de LAPLACE…….…....27

II.1.1. Définition……27

II.1.2. Théorèmes fondamentaux……...……..27

a)Unicité…….27

b) Linéarité…….27

c)La valeur initiale……..27

d) La valeur finale…….…….27

e) Théorème de la dérivation…….……27

f) Théorème de l'intégration……..28

g) Théorème du retard……...28

II.1.3. Fonctions particulières…….……..28

II.1.3.1. Echelon unité u (t) ou fonction de Heaviside…….....28

II.1.3.2. Impulsion de DIRAC…….....29

II.1.3.3. Distribution <<peigne de DIRAC>>…….....30

II.1.4. Transformé en Z……...….30

II.2. Modélisation des systèmes dynamiques linéaires continus…….....31

II.2.1. Equation différentielle de système dynamique……....31

II.2.2. Fonction de transfert……..……31

II.2.2.1. Définition…….…….31

II.2.2.2. Pôle et zéros d'une fonction de transfert…….32

II.2.2.3. Fonction de transfert en z……32

II.3. Stabilité d'un système……..……...32

III. Synthèse des Régulateurs PID……...…...33

III.1. La fonction d'un régulateur……..…….33

III.1.1 Structure générale des régulateurs……. 33

III.1.2. Régulateur PID…….……. 35

III.1.3. Les actions des régulateurs…….... 36

a) Action proportionnelle : P…….... 36
b) Action intégrale : I…….…...36
c) Action dérivée : C…….... 37

III.1.4. Structure des régulateurs PID…….... 38

a) Structure série…….…… 38
b) Structure mixte……..…38
c) Structure parallèle……..……...38

III.1.5. Fonction de transfert d'un régulateur PID……39

a) Forme standard ou mixte…….…….39
b) Forme parallèle……..….. .39
c) Forme série……..…… .40

IV. Identification des procédés……..……...……. .41

IV.1.1. Introduction……..…...41

IV.1.2. Méthodes basée sur la réponse indicielle……..…….41

IV.1.3. Application de la méthode pour un modèle de l'ordre n…...41

IV.1.3.1. Modèle de STRAJC……..……...….41

IV.1.3.2. Modèle de Broïda…….…...….43

Conclusion……..….44

V. Régulateurs PID numériques……...…45

V.1. Systèmes asservis échantillonnés……. 45

V.1.1. Définition…….…45

V.1.2. Rôle de bloqueur de sortie…….……..45

V.2. Les correcteurs numériques …….…....46

V.2.1. Intégrateur numérique…….……46

Conclusion……...… 47

V.2.2. Dérivateur numérique…….……47

V.3. Réalisation d'un régulateur PID numérique de type somme……..……47

V.4. Méthodes expérimentales de synthèse des régulateurs PID…….…….49

V.4.1. Méthode de Ziegler et Nichols……...49

V.4.1.1. Essais en boucle ouverte……..……..49

V.4.1.2. Essais en boucle fermée……..……...50

V.4.2. Méthode de Chien-Hones-Ryswick……51

V.4.3. Méthode basée sur le modèle de Broïda…….53

Chapitre III : Réalisation pratique

Introduction……..…….....55

I. Cahier de charge……..55

I.1.description physique d'enceinte……..55

I.2.Description de la commande……57

I.3. Le fonctionnement de l'enceinte……57

I.4. Eléments de l'enceinte……..59

II. La chaine d'acquisition……62

II.1. définition……..…….62

II.2. Le capteur……..…….62

II.3. Description d'AD595……..……62

III. La carte de commande……64

III.1. Présentation générale du pic 18F4550……..64

III.2. Description de Pic 18F4550……65

III.2.1. Dispositifs périodiques universels Serial Bus…….65

III.2.2. Principaux points de périphérique……65

III.2.3. Structure flexible d'oscillateur……...…….66

III.2.4. Description spéciaux de microcontrôleur Pic 18F4550……66

III.3. Caractéristiques générales de PIC 18Fxxxx……67

III.3.1. Les ports d'entrées sorties du PIC……..67

IV. Le convertisseur analogique numérique…….....69

IV.1. Fonctionnement d'une entrée du port de conversion…….70

IV.1.1. Principe de la conversion du PIC ……..70

IV.2. Le temps d'acquisition …….71

IV.3. La conversion ……71

IV.4. Mise en œuvre et quantification de la conversion……72

V. Le convertisseur numérique-analogique…….72

V.1.Structure du CNA…….73

V.1.1. CNA à résistances pondérés …….73

V.1.2. Resistances R-2R ……..73

V.2. L'AD561……74

VI.L'actionneur …….74

VI.1.Le commutateur de puissance ……75

VI.1.1.Le triac……..75

VI.1.2. Le principe de fonctionnement d'un triac……75

VI.1.3. Mise en œuvre du triac en commutateur de puissance…….75

VI.2.Modulateur de largeur d'impulsion…… 80

VI.2.1. Introduction…… 80

VI.2.2. Constitution de l'étage MLI ……80

VII. la console ……83

VII.I. Le clavier ……..83

A. Le bouton config ……83
B. Les boutons(+) et (-)……83

VII.2. L'afficheur LCD……83

VII.2.1. Description des afficheurs LCD…….83

VII.2.2. Caractéristique du module d'affichage DMC16433…….85

VII.2.3. Caractéristique électrique de l'afficheur……...85

VIII. Calcule des paramètres de synthèse du procédé……..87

VIII.1. Introduction…….87

VIII.1.2. La méthode d'expérimentation……87

VIII.1.3. Analyse de la courbe et synthèse du procédé…….87

VIX. Liaison série USB et RS232……..90

VIX.1. Présentation liaison série……..90

VIX.1.1. Liaison USB……...90

VIX.1.2. Les connecteurs……..91

VIX.3. Connecteur USB……91

VIX.1.4. Types de connecteurs USB……92

VIX.1.5. Brochage…….……92

VIX.1.6. Avantages de l'USB……93

VIX.2. RS232…….93

VIX.2.1. Principe……..93

VIX.2.2. Protocole de transmission……94

VIX.2.3. Le connecteur DB9……..……94

X. Conception électronique…….96

X.1. Schémas électriques……..96

X.1.1. Schéma électrique de la carte PWM…….96

X.1.2. Schéma électrique de la carte de puissance……..96

X.1.3. Schéma électrique de la carte de commande…….97

X.1.4. Schéma électrique de la carte de capteur ……..97

X.2. Tracés des circuits imprimés……98

X.2.1. Tracé de circuit imprimé de la carte PWM……...98

X.2.2. Tracé de circuit imprimé de la carte puissance..……..98

X.2.3. Tracé de circuit imprimé de la carte commande.…….99

X.2.4. Tracé de circuit imprimé de la carte de capteur……99

XI. Conception logiciel ……100

XI.1. Organigramme de programme ……100

XI.1.1. Organigramme d'initialisation ……100

XI.1.2. Organigramme de programme principal ……..……101

XI.1.3. Organigramme de sous programme de consignement……102

XI.2. Interface d'acquisition ……...103

XI.2.1. L'organigramme sous LABVIEW ……...103

XI.2.2. Vue de l'interface d'acquisition ……..104

Conclusion générale……105

Introduction Générale

La recherche du meilleur compromis qualité prix en industrie motivé par la globalisation économique, impose une évolution continuelle des procèdes de fabrication et de conditionnement, d'où l'avènement de la commande numérique.

D'un autre coté, la recherche en microélectronique et dans les nanotechnologies ne cesse de se développer et de chercher d'autres matériaux ayant de nouvelles caractéristiques physicochimiques et électriques. C'est dans ce contexte et dans le but de développer une commande d'un four, qui sera utilisé dans le dépôt en CVD et les (circuits) des dépôts réalisés, que ce cahier de charge nous à été donné.

A travers ce projet, nous avons mis en œuvre la conception d'une commande PID numérique pour piloter une enceinte thermique, en se basant sur une partie des outils pédagogique et pratique abordés dans le cursus de formation en ingéniorat.

Pour mener à bien ce projet, nous l'avons reparti en trois chapitres. Le premier et le deuxième, traitent d'un certain nombre de notions théoriques usitées dans ce type de réalisation, le troisième chapitre est consacré à l'aspect pratique du projet.

I. LA CHAINE D'ACQUISITION

Introduction

La connaissance de l'évolution de certaines grandeurs physiques, à savoir la température, l'humidité, l'air,…fait appel à un système d'acquisition de données qui est une installation reliant des capteurs à un processeur central. Le traitement des différents signaux associer à ces grandeurs se fait par un système de contrôle numérique. Ces grandeurs sont traduites par les capteurs, en signaux électriques de faible valeur. A fin qu'ils soient exploitables, ces signaux sont mis en forme par l'étage de conditionnement dont le rôle est l'adaptation, l'amplification et le filtrage.

En général, un système d'acquisition est organisé en deux parties **ess**entielles. Une partie analogique ayant comme élément constitutifs un capteur, un amplificateur, des filtres, et une partie numérique pour la conversion analogique-numérique, le traitement et le stockage des données.

2- Eléments constitutifs d'une carte d'acquisition :

Les différents éléments d'une chaine d'acquisition sont regroupés dans le schéma suivant :

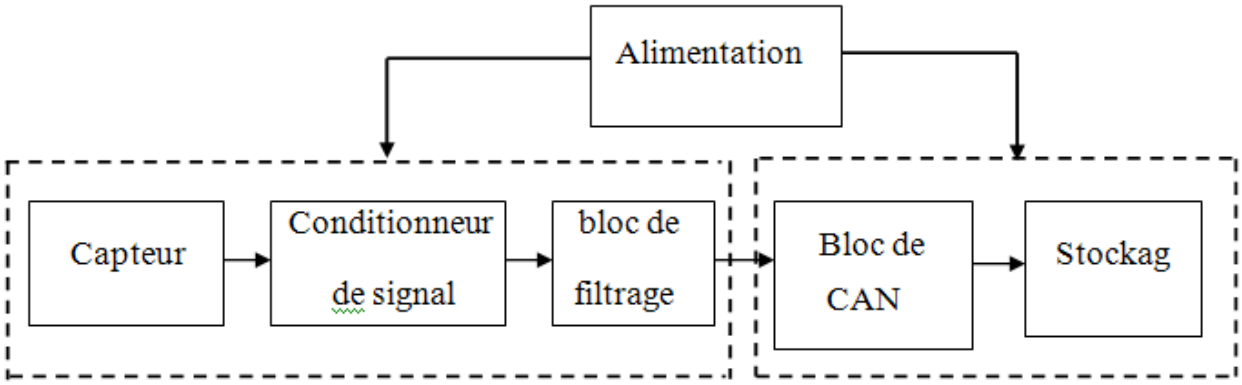


Figure I-1 Schéma général d'une carte d'acquisition

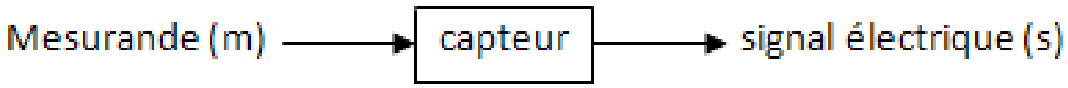
2 -1- Partie analogique

La partie analogique à pour rôle d'assure le conditionnement de la grandeur physique issue du capteur.

2-1-1- Capteur

a) définition du capteur

C'est le premier maillon de la chaine de mesure, il transforme une grandeur physique appelée mesurande (m) en une grandeur électrique (s).



Le mesurande (m) est une grandeur physique qui peut être un déplacement, une température, une pression, etc.…

On distingue deux catégories de capteurs :

→ **Capteurs actifs** : ils se comportent comme un générateur de courant, de tension, ou comme charge (thermocouple, quartz …)

→ **Capteurs passifs** : ils se comportent comme une impédance (résistance, capacité, inductance).

Ils dissipent de l'énergie sous forme d'effet Joule RI^2 ou ils emmagasinent de l'énergie sous forme électrostatique $\frac{1}{2}CV^2$ ou de l'énergie électromagnétique $\frac{1}{2}LI^2$.

Les variations de leur impédance sont fonctions du mesurande qui peut agir soit sur les paramètres dimensionnels, soit sur les propriétés électriques du matériau constitutifs des capteurs.

b) Caractéristiques d'un capteur

b-1 - La sensibilité

C'est une spécification déterminante dans le choix d'un capteur. De façon générale la sensibilité (s) est définie, autour d'une valeur m_i constante, par le rapport de la variation Δs de la grandeur de sortie à la variation Δm du mesurande qui lui a donné naissance.

$$s = \left[\frac{\Delta s}{\Delta m}\right]_{m = mi} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

b-2- La vitesse de réponse

La rapidité est la spécification d'un capteur qui permet d'apprécier de tel façon la grandeur de sortie suit dans le temps les variations du mesurande.

b-3 - La linéarité

Un capteur est dit linéaire dans une plage déterminée, si sa sensibilité est indépendante de la valeur de mesurande. Dans la plage de linéarité du capteur, le signal électrique tout au long de la chaine est proportionnel à la variation du mesurande.

b-4 - La précision

C'est l'aptitude d'un capteur à donner des résultats proches de la valeur vraie du mesurande.

C) Capteurs de températures

De toutes les grandeurs physiques, la température est l'une des plus utilisées, en effet, la température détermine d'une façon décisive les propriétés de la matière. C'est pourquoi, en recherche comme en industrie, la mesure précise et le contrôle très stricte des températures sont indispensables du nombre important des propriétés de la matière et des phénomènes physiques sensibles à la température résultent une grande diversité de capteurs pour indiquer sa valeur, on distingue :

C-1 -Capteurs résistifs

Ils convertissent la variation de la température en une variation de résistance, et parmi ces capteurs on cite :

C-1-1-Resistances métalliques

Ces résistances ont une valeur croissante avec la température selon une loi d'évolution de la forme :

$$R(T) = R_0 (1 + A .T + B.T^2 + c. T^3) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

T : la température exprimée en ° C.

R_0 : résistance à 0 ° c.

A, B, C : coefficients dépendant de la nature du métal.

C-2-Thermistances

Les thermistances sont constituées à partir de mélange agglomérés et frittés d'oxydes métalliques (M_gO, CO_2, O_3 …), leurs propriétés primordiales sont la sensibilité thermique très élevée, de l'ordre de 10 fois celles des résistances métalliques, en outre leur coefficient de température dépend fortement de la température. Elles peuvent êtres utilisées dans les gammes allants de 0°c à 180°c ou de 0°c jusqu'à 327°c selon le type.

On distingue deux types de thermistances :

a) Thermistances à CTN :

C'est une résistance sensible à l'influence de la température, sa résistivité diminue quand cette dernière augmente selon la loi de variation suivante :

$$R(t) = R_0 * e^{[b*(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0})]} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

Ou R_0 : résistance à $T_0 = 25^0$c.

R(T) : résistance à la température T.

b = indice de sensibilité thermique qui est déterminé à partir de (1).

$$b = \left[\frac{1}{\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}} \text{Ln}\left(\frac{R(T)}{R_0}\right)\right] \quad \text{..... (4)}$$

Le coefficient b peut être calculé, en connaissant la résistance de thermistance R(T) à la température T.(voir la figure I-2)

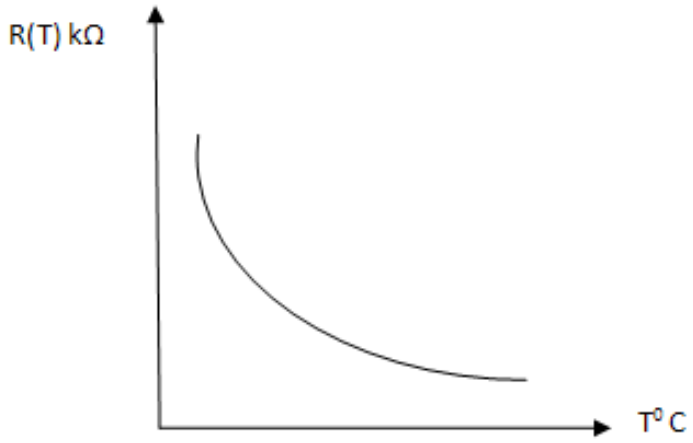


Figure I-2- Caractéristique R=f(T) pour CTN

b) Thermistance à CTP :

Sont des thermistances dont la résistance augmente fortement avec la température dans une plage de température limité 0° C à 100°c mais en dehors de cette zone elle diminue.

(voir la figure I-3)

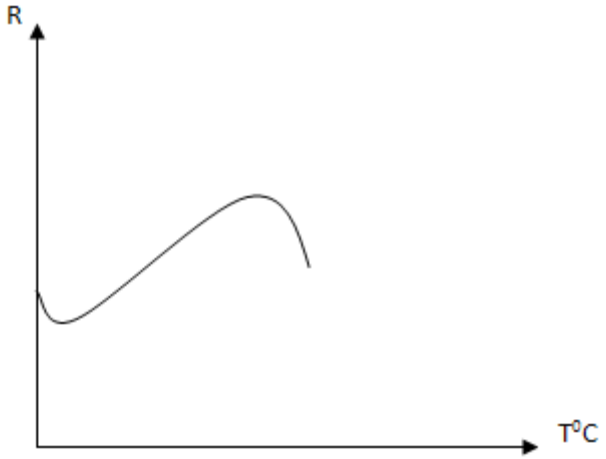


Figure I-3 caractéristique R=F(t) pour CTP

C-3-Les thermocouples

a-Définition

Le thermocouple est constitué de deux conducteurs de nature différentes , reliés entre eux par deux jonctions souvent appelées soudures , lorsque les deux jonctions sont à des température différentes , le thermocouple est le siège d'une force électromotrice V_S fonction de la nature des deux conducteurs et de la différence des deux températures entre les deux jonctions .Cette force électromotrice , développée par effet SEEBECK est nulle lorsque les deux jonctions sont à la même température et elle est intimement liée à la nature des deux conducteurs utilisés .Si la différence de température entre la jonction chaude

T_C et la jonction froide T_{REF} est donnée par ΔT, la tension ΔV s'exprime par :

$$\Delta V = \alpha_{AB}.\ \Delta T \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(5)$$

Ou α_{AB} : est définit comme coefficient de SEEBECK relatif entre les deux matériaux A et B.

Les thermocouples sont les plus connus des capteurs de température, et probablement les plus répondus selon leurs types, ils sont utilisables de basses températures -270°C aux hautes températures 2700° c. Avec une telle plage de mesure, ils dépassent de loin tous les autres capteurs de température usuels, en outre, ils ont comme autre avantages :

- Une mesure ponctuelle puisque l'information est prise au niveau d'une jonction entre deux métaux.

- Une vitesse de réponse très rapide car ces capteurs peuvent avoir une très faible capacité calorifique.

- L'absence de problème d'auto échauffement puisque la transmission de l'information (f.é.m.) ne nécessite pas la circulation d'un courant dans le capteur.

Un des inconvénients majeurs de la mesure de température par le thermocouple est le maintient de la jonction de référence à une température constante connue, pour la connaitre il faut ; soit la mesurer à l'aide d'un autre capteur, soit elle est maintenue par un système de régulation.

b- Principe et application

Lorsque deux fils composés de deux métaux différents sont raccordés à leurs extrémités et que l'une d'elles est chauffée, il se produit une circulation de courant continue dans le circuit. C'est l'effet thermoélectrique (voir figure-I-4).

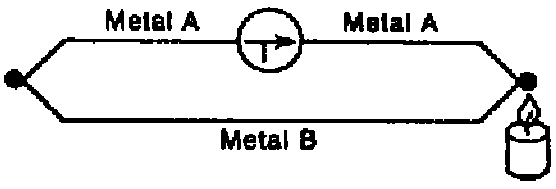


Figure I-4- Effet thermoélectrique

Si on coupe le circuit, la tension apparaissant e_{AB} est fonction de la température et de la composition des deux métaux (voir figure1-5).

α_{AB} varie en fonction de T, ce qui rend les tensions des thermocouples non linéaire sur leurs gammes de fonctionnement. e_{AB} varie en fonction de la température et n'est pas linéaire en fonction de la température. (voir la figure I-5)

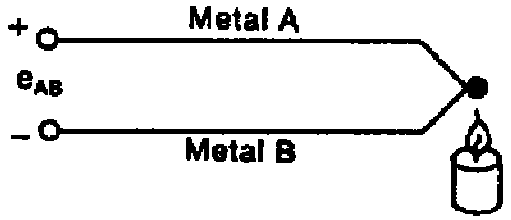


Figure I-5

C- Méthodes de mesure des tensions de thermocouples

C'est la f.é.m. de SEEBECK dont le thermocouple est le siège qui fournit l'information de température recherchée. Elle ne peut être connue avec précision que si l'on minimise la chute ohmique de tension due à la circulation d'un courant dans les éléments de thermocouple et les fils de liaison. Leur résistance est en effet généralement mal connue car elle est en fonction de la température à mesurer.

Deux méthodes sont généralement employées :

- La mesure à l'aide d'un millivoltmètre qui permet de minimiser la chute ohmique si sa résistance interne est élevée.

- La méthode d'opposition qui autorise une mesure rigoureuse puisque dans ce cas le courant traversant le thermocouple est annulé.

⟶ Mesure à l'aide d'un millivoltmètre :

On ne peut pas mesurer directement les tensions des thermocouples car le simple fait de la connecter sur un voltmètre crée des nouveaux thermocouples par les liaisons entre les fils du thermocouple et les bornes en cuivre ou en laiton du voltmètre. (voir la figure I-6)

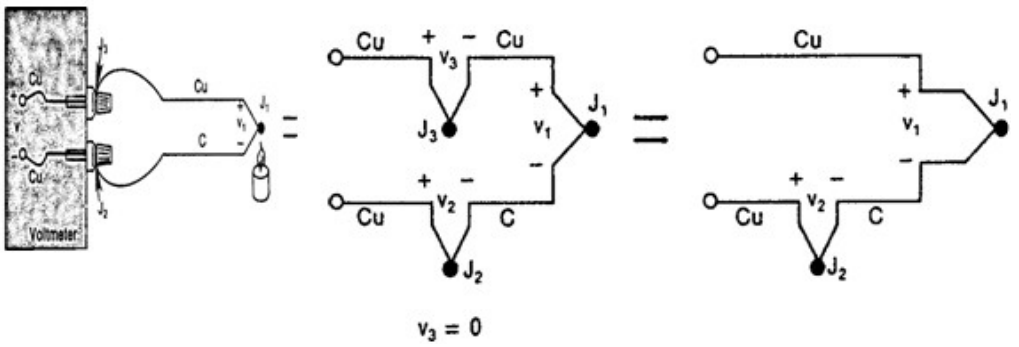


Figure I-6 Mesure de la tension de thermocouple à l'aide d'un millivoltmètre

Nous voulons que le voltmètre lit seulement la tension générer par j_1 i.e. V_1, mais nous avons crée deux autres jonctions métalliques J_2, J_3 .Comme J_3 est une liaison cuivre sur cuivre, il n'a pas de création d'effet thermoélectrique .En revanche, J_2 est liaison cuivre constant qui ajoute la tension V_2 en opposition avec V_1. La lecture sur le voltmètre sera proportionnelle à la différence de température entre J_1 et J_2.

Nous ne pourrons connaitre T_{J1} que si nous connaissons d'abord celle de J_2.

2-1-2 Le bloc de conditionnement

Un capteur fournissant une tension peut être représenté par le schéma équivalent constitué d'une fém e_c en série avec une impédance Z_C (figure I-7).

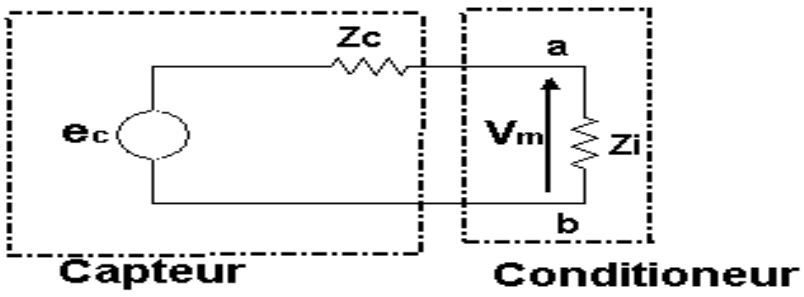


Figure I-7 - Schéma équivalent au capteur et au conditionneur du signal

Le conditionneur est le circuit aux borne duquel est recueilli le signal V_m ; il doit avoir une résistance d'entrée $Z_i >> Z_c$ de façon à minimiser l'influence sur le capteur.

$$V_m = \frac{Z_i}{Z_c + Z_i} \simeq e_c \qquad \text{Pour } Z_i >> Z_c.$$

Si $Z_i < Z_c$: le conditionneur risque de consommer de l'énergie propre au capteur et de modifier son comportement. Le conditionneur doit donc isoler le capteur du reste de la chaine de mesure. Cet isolement peut être assuré par un des montages suivant :

a) Montage suiveur

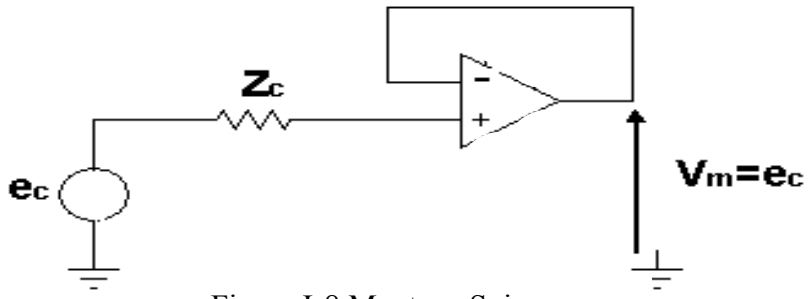


Figure I-8 Montage Suiveur

b) Montage amplificateur

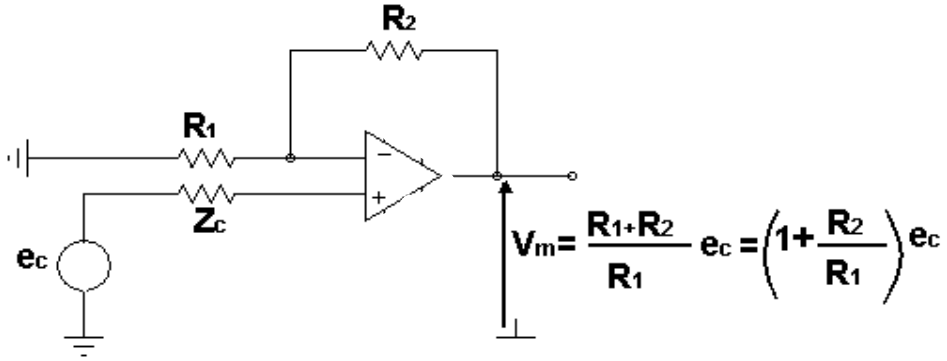


Figure I-9 Montage Amplificateur

C- Amplificateur d'instrumentation

Cet amplificateur est destiné à extraire les signaux issus du capteur et ayan des amplitudes faibles, d'une tension de mode commun élevée considérée comme une perturbation, et à les amplifier avec un gain ajustable précis et stable. Il réalise un bon isolement entre la source et le reste du système de mesure.

C-1-Modèle de l'amplificateur d'instrumentation

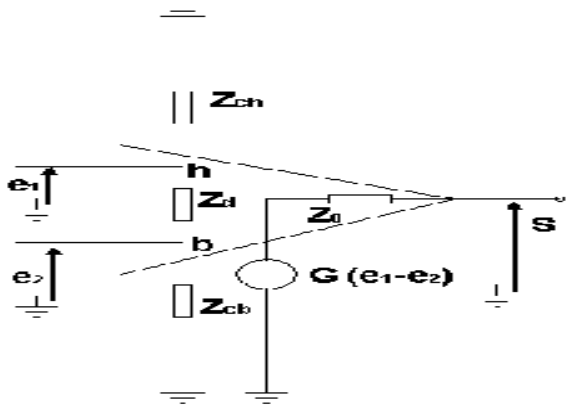


Figure I-10 modèle d'amplificateur d'instrumentation

e_1, e_2 : sont des signaux référencés par rapport à la mesure.

G : gain.

S : sortie.

Z_0 : impédance de sortie, très faible.

Z_d : impédance de mode différentiel.

Z_{ch}, Z_{cb} : impédance de mode commun.

Un amplificateur d'instrumentation peut être réalisé en utilisant deux amplificateurs opérationnels.(Figure I-11) .

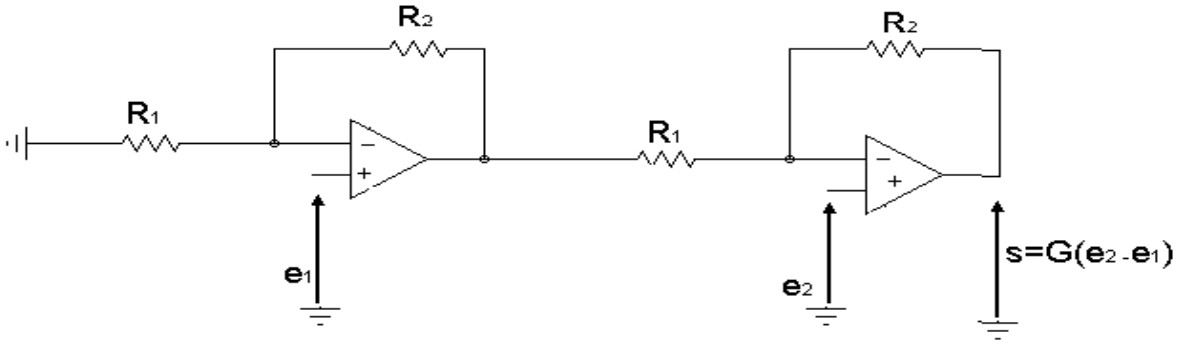


Figure I-11 Amplificateur d'instrumentation a deux A.O

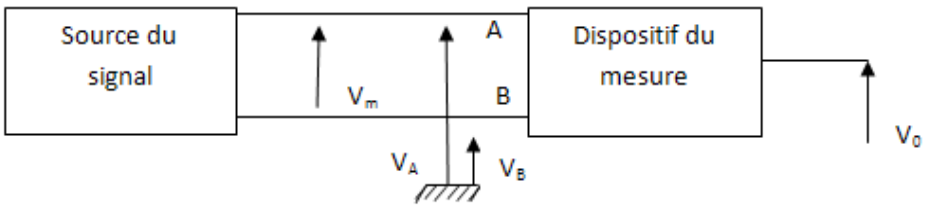
C-2- Caractéristique d'un amplificateur d'instrumentation

C-2- 1-La tension de mode commun

Définition et origine : quand la tension de mesure V_m est la tension différentielle entre deux conducteurs ($V_m = V_A - V_B$) la tension de mode commun V_{mc} représente la valeur de la tension commune à V_A et V_B et qui n'est support d'aucune information.(Figure I-12).

$$V_{mc} = \frac{V_A + V_B}{2}$$

On peut écrire $V_A = V_{mc} + \frac{V_m}{2}$ et $V_B = V_{mc} - \frac{V_m}{2}$



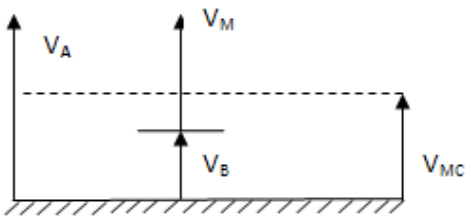


Figure I-12 représentation de la tension V_{mc}

2-1-3- Bloc de filtrage

Habituellement, le signal utile est accompagné d'une composante à large bande due au bruit de fond généré dans le milieu de mesure. (Capteur, circuit d'amplification). Pour l'élimination du bruit on intercale un filtre actif entre l'amplificateur et le CAN (voir figure I-13)

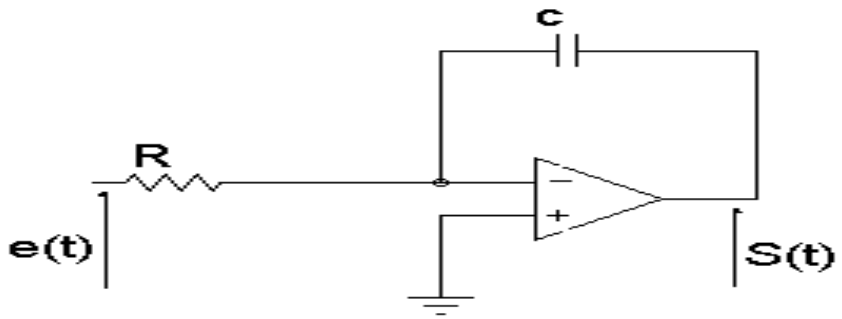


Figure I-13 filtre actif

2-2 -Partie numérique

2-2 -1-Echantillonnage / blocage :

Un échantillonneur bloqueur est constitué d'un commutateur associé à un condensateur (figure I-12), Lorsque le commutateur est fermé, le condensateur se charge, et, lorsque le commutateur est ouvert, la capacité conserve sa tension jusqu'à ce quelle soit utilisée par un appareil situé en aval de commutateur (cas d'un CAN : la tentions est figée pendant le temps de conversion) (voir figure I-14)

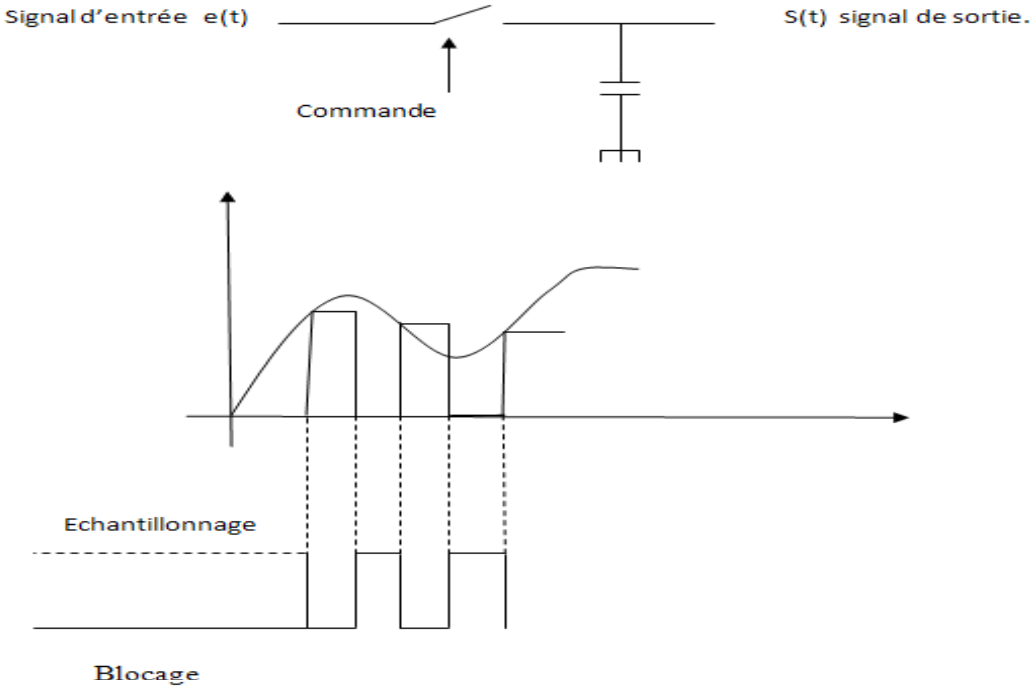


Figure I-14 Echantillonnage –bloqueur

2-2 -2- Convertisseur Analogique Numérique (CAN)

La conversion analogique – numérique consiste à faire correspondre au niveau du signal analogique une valeur numérique. La réalisation de cette correspondance est assurée par un CAN.

On peut trouver sur le marcher toute une panoplie de convertisseur. La différence des uns des autres est caractérisée par leur résolution, leur technologie et leur vitesse d'exécution. On distingue, selon la rapidité de convertisseur, trois types de convertisseurs :

a-Convertisseur flash (acquisition des vidéos, oscilloscope numérique)

Principe : comparaison simultanée de la tension à convertir aux $2^N - 1$ seuils V_K. Puis opération logique pour déterminer le code binaire.

Avantage : très rapide.

Inconvénient : il faut intégrer (2N – 1) comparateurs et 2^N résistances qui sont ajouter par laser. Il est difficile de réaliser des CAN FLASH de plus de 10 bits. Le temps de conversion est très faible.

b- Convertisseur à approximation successives (acquisition du son) :

Principe **:** méthode dichotomique, recherche du bit de poids fort, en devisant la pleine d'échelle par deux, puis recherche du bit suivant, etc.…

Avantage : précis et rapide, le temps de conversion dépend du nombre de bits.

c- Convertisseur a rampe

Principe : charge et décharge d'un condensateur à courant constant et comptage d'impulsion.

Avantage : très précis et bien adapté à la haute resolution.IL sont principalement utilisés dans les multimètres numériques.

Inconvénient : temps de conversion important.

Introduction

A travers ce chapitre nous allons passer en revue les fondements théoriques et mathématiques, propres à la conception des commandes et de l'étude des systèmes asservis et des procédés.

Particulièrement nous nous étalerons sur le régulateur PID, qui est le plus apte à notre réalisation.

I. Systèmes

I.1 Notion de système

I.1.1 Définition

Un système est une association d'éléments interconnectés, constitué naturellement ou artificiellement afin d'accomplir une tâche prédéfinie. Son état est affecté par une ou plusieurs variables, les entrées du système.

Le résultat de l'action des entrées est la réponse du système peut être caractérisée par le comportement d'une ou plusieurs variables de sorties. Le système complet ou un des éléments le composant est généralement représenté schématiquement par un schéma fonctionnel consistant en un rectangle auquel les signaux d'entrées représentés par des flèches entrantes sont appliquées.(voir figure II.1)

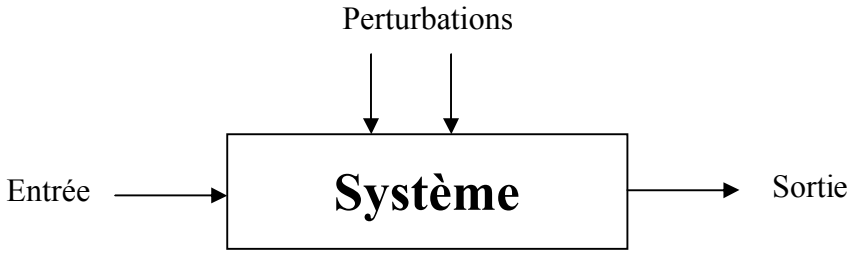


Figure (II.1) **:** Schéma fonctionnel d'un système

L'action des entrées produites de manière causale des effets mesurés par les signaux de sorties représentés par des flèches sortantes. Notons ainsi que la notion de système est indissociable de celle de signal.

I.1.2 Signaux et systèmes

Définition

Un signal représente l'aspect mesurable de la variation d'une grandeur physique.

- **Un signal est donc porteur d'information (s).**

Un signal est lié au temps car il traduit la variation de la grandeur physique en fonction du temps. En physique on ne s'intéresse qu'au temps t ≥ 0 alors qu'en mathématiques, on peut définir des temps $t \in]-\infty; +\infty[$

Un signal défini pour t ≥ 0 et nul pour t < 0 est appelé signal causal.

Enfin, un signal peut être aléatoire ou certain (déterministe) selon que le hasard intervient ou non dans sa génération.

I.1.3 Description d'un signal par une fonction

Un signal, puisqu'il est porteur d'informations et qu'il dépend du temps, peut être représenté par une fonction. Suivant la façon dont on va utiliser le temps et l'amplitude du signal, celui-ci pourra se présenter sous plusieurs formes.

a. Signal analogique

Un signal est analogique s'il prend ses valeurs dans un ensemble continu**.(**voir figure II.2)

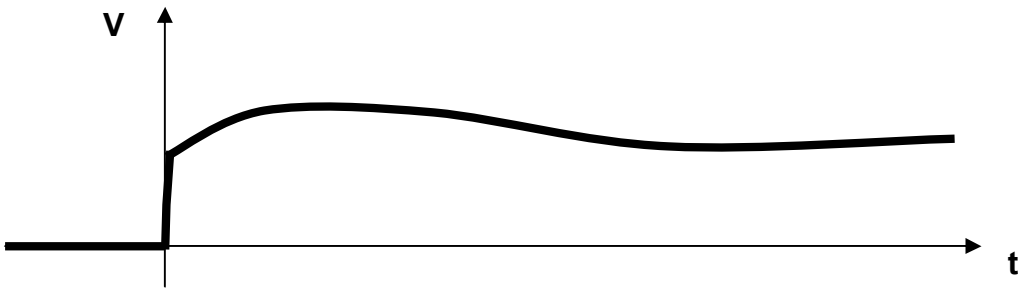


Figure (II.2) : signal analogique causal

b. Signal échantillonné

Observons périodiquement la température d'une enceinte et portons celle-ci sur un graphique. Si celle-ci est prise toutes les heures, alors T(1), T(2), T(3)….. sont des nombres qui mesurent cette température. (voir figure II.3)

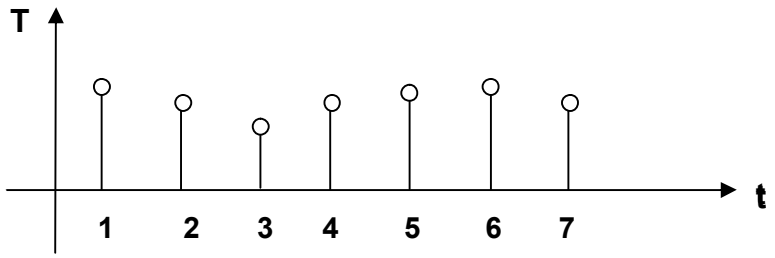


Figure (II.3) : signal échantillonné

Le temps est en fait représenté par des instants, c'est à dire des valeurs discrètes t_1 et t_2 si ces instants sont régulièrement espaces, $\left(t_k = k\,\Delta \; avec \;\; k \in N^*\right)$ alors à tout k correspondra une valeur T(kΔ) :

$$k \rightarrow T\left(k\,\Delta\right)$$

Un signal échantillonné est encore appelé signal à temps discret.

C. Signal numérique

Le passage du signal analogique au signal numérique s'effectue en deux temps :

- On échantillonne le signal analogique (on discrétise l'échelle des temps);
- On discrétise ensuite l'échelle des valeurs du signal, c'est à dire que cette échelle est divisée en intervalles auxquels on attribue une valeur numérique; c'est la notion de quantification.

La courbe obtenue en joignant les points du signal numérique est appelée signal analogique reconstruit. Mais rien ne dit que celui-ci suit rigoureusement le signal analogique initial.

I.2 Signaux dans un système

Dans un système les signaux sont classés selon leurs domaines d'innervation dans l'aboutissement du processus, d'où leur notation comme suit :

a) Les signaux d'entrée : Ce sont des grandeurs indépendantes du système mais qui agissent sur son état en tant que causes. On trouvera :

- Les signaux de commande : ils permettent d'agir sur le système et de le piloter vers un but spécifié,
- Les signaux de perturbations subis par le système. Généralement, on ne pourra pas agir sur celles-ci car leur mode d'action sera difficile à identifier.

b) signaux de sortie : Ce sont les effets des grandeurs d'entrées que l'on peut observer généralement au moyen de capteurs.

Les signaux de sorties d'un système sont aussi appelés réponses du système.

Un système est dit mono-variable s'il ne dispose que d'une entrée de commande et d'une sortie. Il est dit multi-variable dans tous les autres cas.(voir figure II.4)

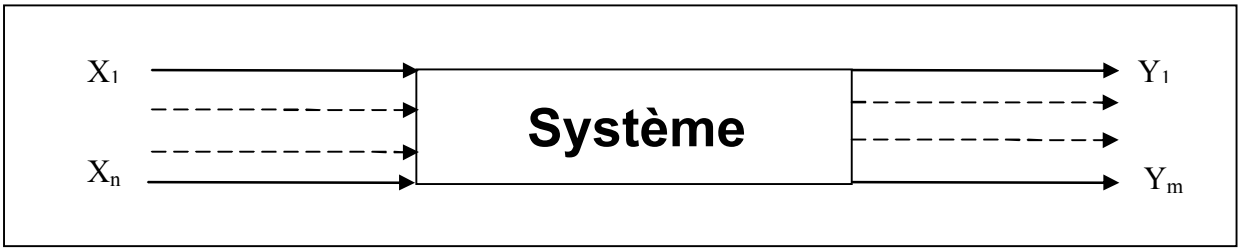


Figure (II.4) : synoptique d'un système a n entrées et m sorties.

Le système est donc parfaitement connu, quand on peut prédire ces signaux de sortie. C'est-à-dire lorsqu'on connaît les relations entre les x_i et y_i :

$$y_l(t) = f_i[x_1(t),\ldots,x_n(t)]$$

……

……

$$y_m(t)=f_m\ [x_1,(t)....,x_n(t)]$$

I.3. Propriétés des systèmes

I.3.1. Les systèmes linéaires

Un système est dit linéaire si la réponse de ce système à une combinaison linéaire de signaux d'entrées est égale à la combinaison linéaire des réponses. Un système linéaire obéit donc au principe de superposition défini par les propriétés d'additivité et d'homogénéité.

- **Additivité :** Si les entrées $e_1(t)$, $e_2(t)$,.... $e_n(t)$ entraînent respectivement les réponses $S_1(t)$, $S_2(t)$,...,$S_n(t)$ alors l'entrée $e_1(t)+e_2(t)+...+e_n(t)$ entraîne la réponse $S_1(t)+S_2(t)+...+S_n(t)$
- **Homogénéité :** Si l'entrée e(t) est multipliée par un facteur k constant, alors la sortie s(t) est multipliée par ce même facteur. On dit qu'il y a proportionnalité de l'effet à la cause.(voir figure II.5)

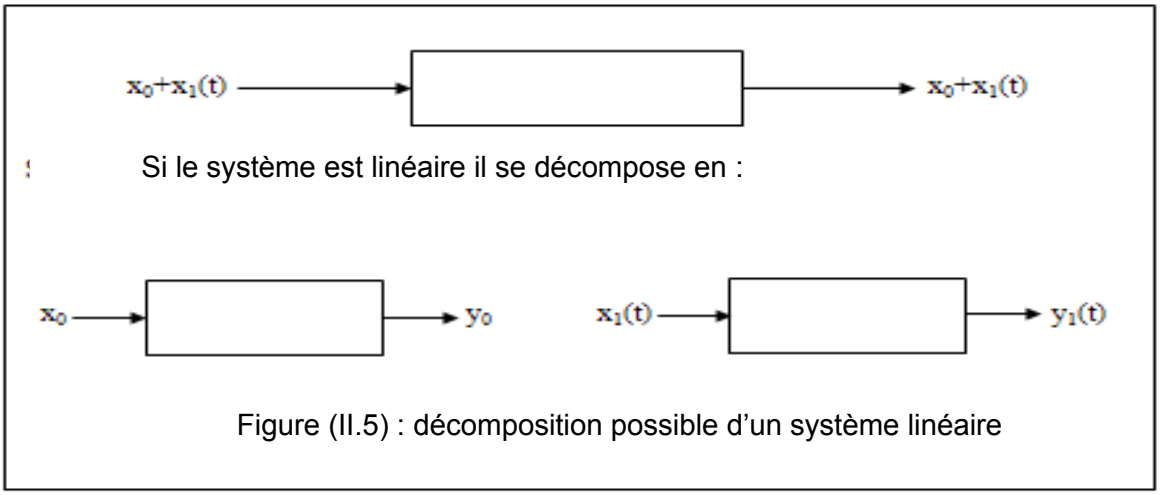


Figure (II.5) : décomposition possible d'un système linéaire

Cette définition peut être étendue à des termes intégraux ou dérivés, donc aux systèmes dynamiques :

I.3.2. Les systèmes invariants

Un système est dit invariant dans le temps : si l'entrée e(t) entraîne la réponse S(t), alors l'entrée retardée e(t-τ) entraîne la réponse S(t-τ).(voir figure II.6)

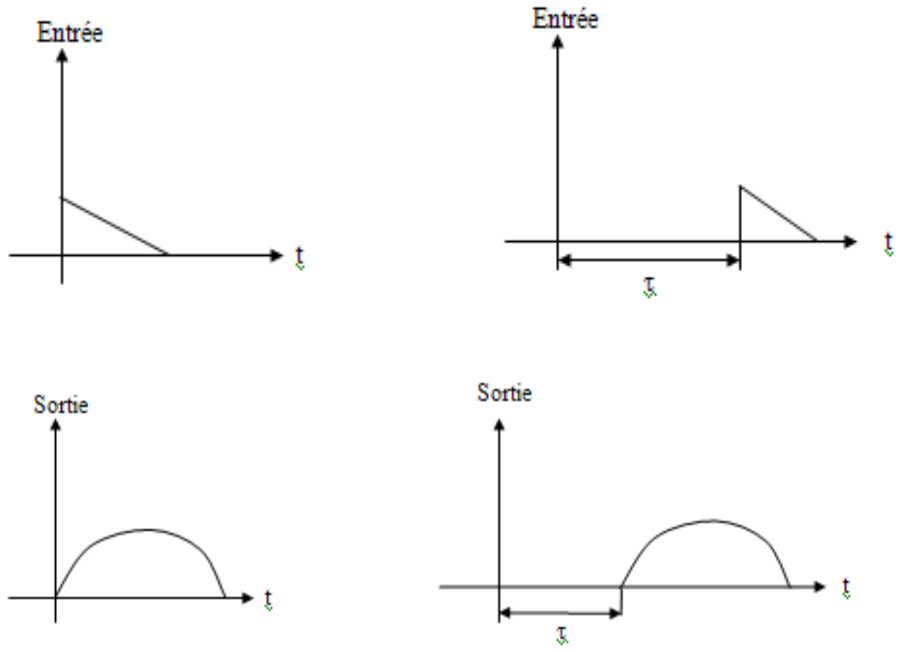


Figure (II.6) : Système invariant dans le temps

I.3.3. Système instantané ou statique

Un système statique est un système dont la réponse à une excitation est instantanée. Par exemple, une résistance pure R est un système statique car le courant qui la traverse suit la tension appliquée à ses bornes. Entrée et sortie sont liées par une relation simple.(voir figure figure II.7)

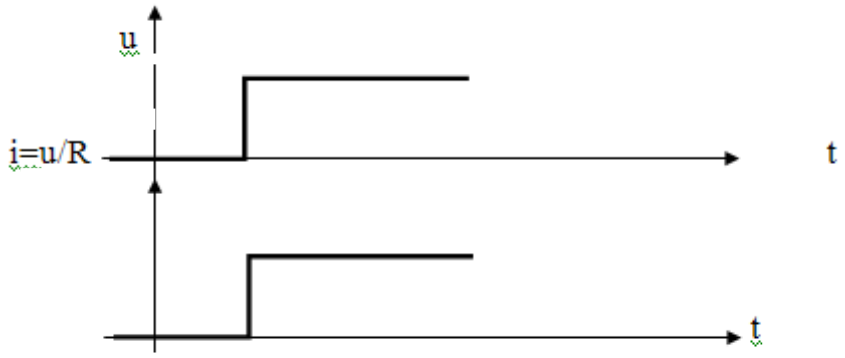


Figure (II.7) : système statique

La relation mathématique qui lie entrée et sortie, u =Ri, est indépendante du temps. On dit aussi qu'un système statique n'a pas de mémoire.

I.3.4. Système dynamique ou à mémoire

Un système dynamique est un système dont la réponse à une excitation dépend à la fois de celle-ci et de ce qui s'est passé avant.

Considérons le circuit intégrateur suivant :

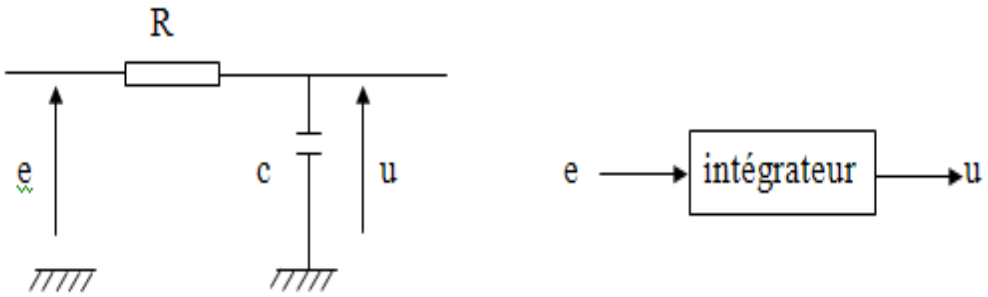


Figure (II.8) : circuit intégrateur

Ou $e = R\,C\,\frac{du}{dt} + u$

La relation liant u et e est cette fois plus complexe puisque u dépend de e mais aussi d'elle-même (dérivée $\frac{du}{dt}$). C'est la caractéristique d'un système dynamique ou à mémoire.

I.3.5. Système continu - Système échantillonné

Un système est dit continu si tous les signaux d'entrée, intermédiaires et de sortie observables sont des fonctions continues du temps. Ainsi une équation différentielle, telle que celle vue au paragraphe précédent, est continue. Inversement, si en un endroit, au moins de la chaîne des éléments le constituant, le signal n'est transmis qu'à des instants discrets privilégiés, le système sera dit échantillonné. Celui-ci est alors observable aux moments d'échantillonnage.

I.3.6. Systèmes en boucle

Un système peut être présenté en deux architectures distinctes :

• Système en boucle ouverte : dit aussi en cascade, figure II.9.

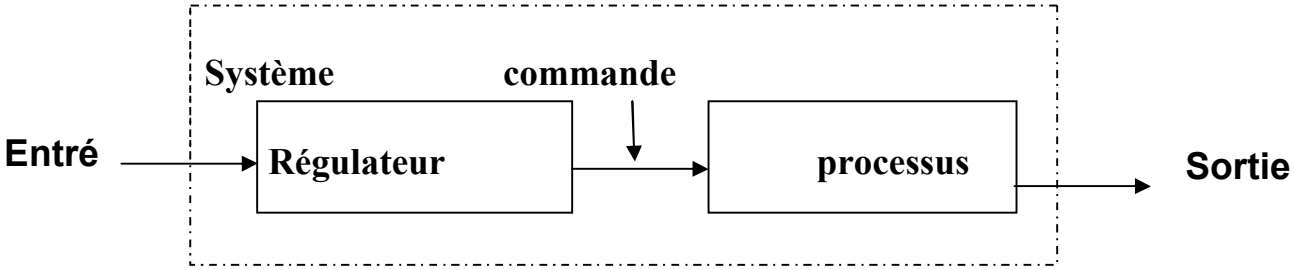


Figure (II.9) : système en boucle ouverte

Ce genre de système présente une grande sensibilité aux perturbations ce qui le rend peut fiable car si les perturbations étaient connues et mesurables, il suffirait alors de modifier la commande d'entrée en conséquence, comme c'est rarement le cas il est donc difficile, dans ces conditions, de compenser les erreurs.

• Systèmes en boucle fermée : ce sont des systèmes eu boucle ouverte auquel on a ajouté un retour de la sortie ou feedback.

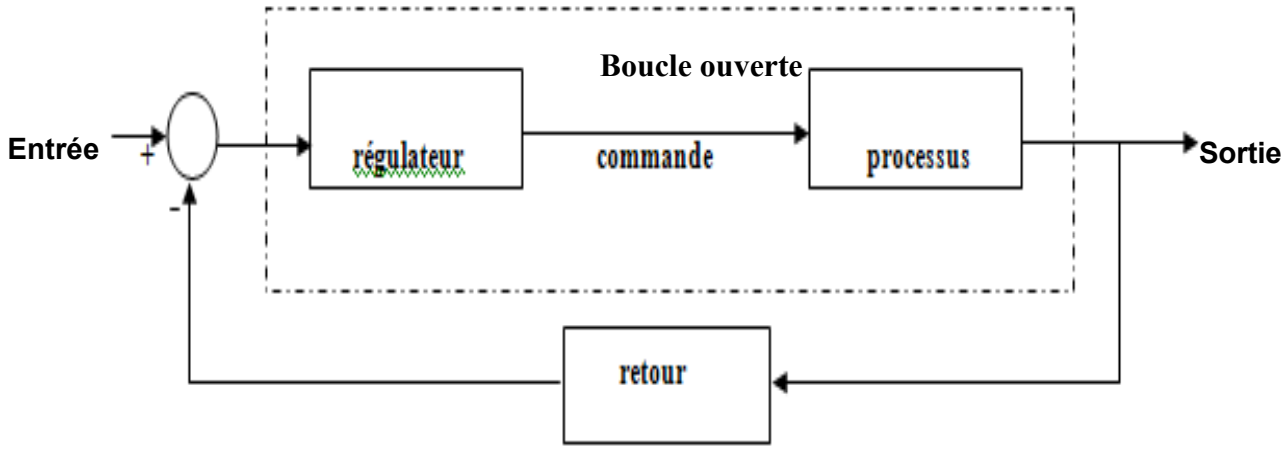


Figure (II.10) : Système en boucle fermée

Lorsqu'un système bouclé effectue un réajustement de l'entrée de la commande en fonction de l'erreur détectée sur la sortie on dit qu'il est asservis.

I.4. Système Asservis

I.4.1. Notions

Un système asservi comporte une boucle de régulation.

Toute boucle d'asservissement comporte nécessairement un capteur (vitesse, position, température...).

Le processus est soumis aux excitations constituées par l'entrée de référence et les perturbations, il y répond par une grandeur qui lui est propre. Cette grandeur porte le nom de grandeur asservie ou grandeur réglée.

I.4.2. Composantes d'un système asservis

Le capteur donne une image utilisable de la grandeur réglée ; la nature de cette mesure est généralement électrique. Un capteur doit donner une image fidèle de la grandeur réglée. Sa sensibilité impose donc les limites de la précision de L'asservissement.

- **Le régulateur**

Le régulateur reçoit les déférents signaux d'information du système, puis génère les signaux de commandes pour piloter le processus ; c'est le principe même de l'asservissement. Dans le but de définir et analyser le type de régulateur propre à chaque processus, on distingue trois actions principales qui définissent l'action de tout régulateur. Avec :

C: consigne valeur escomptée de la sortie.

M : mesure ou valeur actuelle de la sortie.

S : la sortie.

il est composé de deux parties :

- **le comparateur** : qui reçoit l'information de référence et la grandeur mesurée dont il fait la différence ε appelée écart ou erreur.

• l**e correcteur** : dont le rôle sera d'éliminer cet écart, quelles que soient les perturbations, et d'amener le processus à réagir le plus rapidement, quelles que soient les variations de l'entrée de référence ou les perturbations c'est l'organe intelligent du system asservi.

L'actionneur; reçoit du régulateur la grandeur réglante, son rôle est de piloter l'évolution du processus.

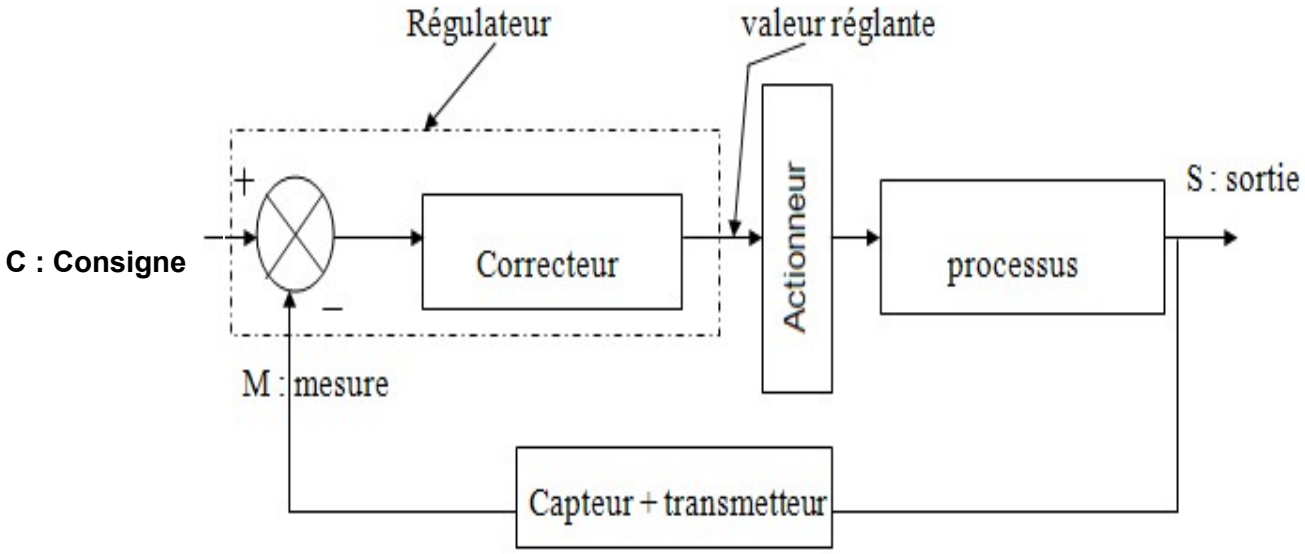


Figure (II.11) : Synoptique d'un système asservis

Le but d'un système asservi est d'annuler l'erreur : la sortie est alors égale à la valeur demandée, tout en rendant la réponse la plus rapide possible.

I.4.3. Classification selon le type de l'entrée de référence :

Dans tout système asservi, la grandeur de sortie doit recopier le mieux possible la valeur de la grandeur d'entrée. On distingue cependant deux modes de fonctionnement selon les conditions d'utilisation :

a) Un asservissement à une entrée de référence qui évolue ou qui suit une grandeur physique indépendante du processus lui-même (radar de poursuite, asservissement de position, etc...). Cette évolution de l'entrée fait évoluer le point de fonctionnement du processus et la sortie doit suivre le mieux possible cette évolution en dépit des perturbations. On dit aussi que le système fonctionne en poursuite.

b) Une régulation à une entrée de référence constante ou évoluant par paliers. Cette entrée est aussi appelée consigne (régulation de température, vitesse). La sortie doit rester constante quelles que soient les perturbations.

Ces distinctions ne sont pas absolues, car il faut bien voir qu'un asservissement fonctionne en régulateur lorsqu'il répond aux perturbations et qu'inversement, le régulateur fonctionne en asservissement lorsqu'on modifie sa consigne.

I.4.4. Classification selon le type de régulateur

On distingue trois grandes classes de régulateur :

- Un régulateur peut être analogique il est réalisé avec des composants analogiques (essentiellement des amplificateurs opérationnels) et son signal de sortie évolue de manière continue dans le temps. On obtient alors un système asservi continu.

- Le régulateur peut également être numérique : il est réalisé à l'aide d'un système programmable (microprocesseur par exemple) et son signal de sortie est alors le résultat d'un algorithme de calcul. On obtient alors un système asservi échantillonné.

- On trouve également les régulateurs T.O-R. (Tout ou Rien). La grandeur réglante ne peut prendre que deux valeurs et l'actionneur de puissance ne dispose alors que de deux états de fonctionnement il est « ouvert » ou « fermé ». Le suivi de consigne est dans ces conditions beaucoup moins fin qu'avec les deux systèmes précédents, mais il peut être suffisant si l'on ne désire pas une grande précision.

II. Analyse fonctionnelle des systèmes

II .1. Transformé de LAPLACE

II.1.1 Définition :

A une fonction du temps f(t) on fait correspondre une fonction F(s). Telle

$$\boldsymbol{F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st}\, dt}$$

II.1.2. Théorèmes fondamentaux :

Soit F(s) la transformé de LAPLACE de f(t).

a) Unicité : à f(t) unique correspond F(s) unique

b) Linéarité : si f(t)=A.x(t) + B.y(t) alors F(s) = A.X(s) + B .Y(s)

c) La valeur initiale

$$\lim_{t\to 0}[f(t)] = \lim_{s\to\infty}[sF(s)]$$

d) la valeur finale

$$\lim_{t\to\infty}[\boldsymbol{f(t)}] = \lim_{s\to 0}[\boldsymbol{sF(s)}]$$

e) Théorème de la dérivation :

. $f(t)$ $\xrightarrow{\text{Transformé de LAPLACE}}$ $F(s)$

$\frac{df(t)}{dt}$ $\xrightarrow{\text{Transformé de LAPLACE}}$ sF(s) –F(0)

f) Théorème de l'intégration :

$$[f(t) = \frac{dg(t)}{dt}] \xrightarrow{\text{Transformé de LAPLACE}} F(s)$$

$$g(t) = \int_0^{\infty} f(t)dt \xrightarrow{\text{Transformé de LAPLACE}} \frac{F(s)}{s} + \frac{G(0)}{s}$$

Remarque

Si les conditions initiales sont nulles dite condition d'HEAVISIDE, la dérivé et l'intégrale dans le domaine de LAPLACE seraient une multiplication par S et une division sur S respectivement.

g) Théorème du retard :

Si G(s) la transformé de LAPLACE de f(t-a) tel que(a) une constante réel, alors :

$$g(t) = f(t- a) \xrightarrow{\text{Transformé de LAPLACE}} G(s)=\mathbf{e^{-as}F(s)}$$

II.1.3. Fonctions particulières

Pour rechercher la fonction de transfert d'un signal on utilise des tableaux dits table des transformées. La correspondance des fonctions et transformées est valable dans les deux sens Certaine fonctions sont particulières est essentielles dont :

II.1.3.1. Échelon unité u(t) ou fonction de Heaviside

Définition : Appelée échelon unitaire ou fonction existence, c'est une constante d'amplitud ailleurs, elle est notée u(t).(voir figure II.12)

$$U(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } t \in [0, +\infty[\\ 0 & \text{pour } t \in]-\infty, 0[\end{cases}$$

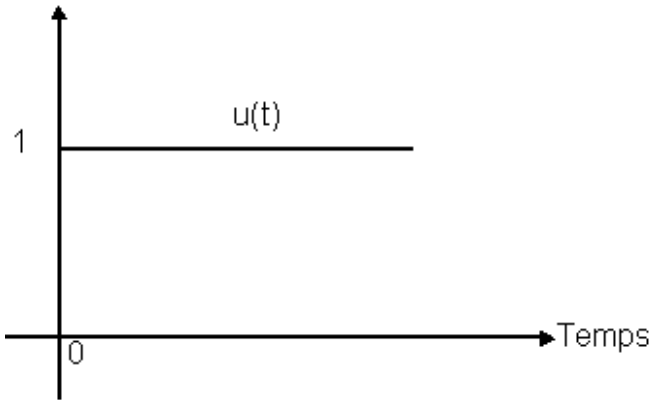


Figure (II.12) échelon unitaire

La transformée de LAPLACE correspondante

U(s)=1/s

II.3.2. Impulsion de DIRAC :

Définition : C'est une impulsion d'une amplitude unitaire et de durée infiniment petite (impossible a recréer physiquement) elle est notée δ (t).

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & \text{pour } t=0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Figure (II.13) : Impulsion de DIRAC

La transformé de LAPLACE δ(s) =1

Propriétés :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{f(t)\delta(t)dt = f(0)} \quad \text{Et} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \boldsymbol{f(t)\delta(t-T)dt = f(T)}$$

$$\boldsymbol{\frac{d(u(t))}{dt} = \delta(t)} \quad \text{Et} \quad \boldsymbol{\frac{d(u(t-T))}{dt} = \delta(t-T)}$$

Ceci permet de dériver des fonctions non continues.

II.1.3.3 distribution << peigne de DIRAC >>

On appelle peigne de DIRAC ou train d'impulsions une succession périodique d'impulsion de DIRAC, noté :

$$\Psi T_e(t) = \delta(t - T) + \delta(t - 2T) + \ldots + \delta(t - KT) + \ldots + \delta(t + T) + \ldots \delta(t + KT) + \ldots$$

$\Psi T_e(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \boldsymbol{\delta(t - nT)}$ Avec T période du peigne et n entier.

Cette fonction particulière est essentiellement utilisée pour représenter les signaux échantillonnés, car mathématiquement l'échantillonnage est le résultat du produit de la fonction a échantillonné par un peigne de DIRAC.

Soit *f*(t)* la fonction échantillonné de f(t) alors

$$f^*(t) = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \boldsymbol{f(nT).\delta(t - nT)}$$

II.1.4. Transformée en Z

La transformée en z d'un signal échantillonné est déduite de sa transformé de LAPLACE.

$$\boldsymbol{\delta(t - nT)} \xrightarrow{\text{Transformé de LAPLACE}} \boldsymbol{e^{-nTs}}$$

On posant z = $\boldsymbol{e^{-TS}}$ on aura :

$$f^*(t) = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \boldsymbol{f(nT).\delta(t - nT)} \xrightarrow{\text{Transformé de LAPLACE}} F^*(S) = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \boldsymbol{F(nT)\, e^{-nTs}}$$

Donc $f(z) = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \boldsymbol{f(nT)} z^{-n}$

II.2. Modélisation des systèmes dynamiques linéaires continus :

II.2.1 Équation différentielle système dynamique :

On représente classiquement le comportement d'un système dynamique linéaire et continu monovariable par une équation différentielle à coefficients constants

$$a_n\frac{d^n s}{dt^n} + \cdots + a_i\frac{d^i s}{dt^i} + a_1\frac{ds}{dt} + a_0 s = b_0 e + b_1\frac{de}{dt} + \ldots + b_m\frac{d^m e}{dt^m}$$

La réalisation physique impose d'avoir m ≤ n; n s'appelle ordre du système. La solution générale d'une équation différentielle est obtenue en faisant la somme :

- de la solution générale $S_1(t)$ de l'équation sans second membre.
- Et d'une solution particulière $s_2(t)$ de l'équation avec second membre.

Ce qui se traduit par $s(t) = s_1(t) + s_2(t)$.c'est bien l'application du théorème de superposition.

II.2.2 Fonction de transfert :

II.2.2.1 Définition

On considère le système au repos ou alors en régime permanent établi depuis la transformée de LAPLACE s'écrit alors :

$$a_n.s^n.S(s) + \cdots + a_1.s.S(s) + a_0.S(s) = b_0.E(s) + b_1.s.E(s) + \cdots + b_m.s^m.E(s)$$

D'où : $$\frac{S(s)}{E(s)} = \frac{b_m.s^m + \cdots + b_1 + b_0}{a_n.s^n + \cdots + a_1.s + a_0}$$

Le rapport $H(s) = \frac{S(s)}{E(s)}$ est appelé fonction de transfert ou transmittance du système (voire figure II.14).

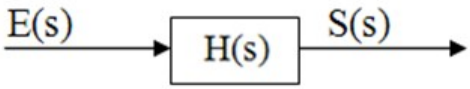


Figure (II-14) : schéma fonctionnel d'un système.

II.2.2.2. Pôles et zéros d'une fonction de transfert :

On appelle pôle d'une fonction de transfert les racines de son dénominateur, et les zéros les racines de son numérateur.

Bien souvent, le comportement d'un système dépend de ses pôles et zéros.

II.2.2.3. Fonction de transfert en z

Comme pour la transformée de LAPLACE, on définit la fonction de transfert en z d'un système :

$$H(z) = \frac{S(z)}{E(z)}$$

H(z) fonction de transfert en z

E(z) signal d'entrée en z (échantillonné).

S(z) signal de sortie en z.

II.3. Stabilité d'un système :

Un système est dit stable si a une excitation borné, sa réponse est borné et si en absence d'excitations il revient a un état d'équilibre stable (état de repos).Si à l'état de repos la sortie du système est nulle. On dit que c'est une stabilité asymptotique**.**(voire figure II.15)

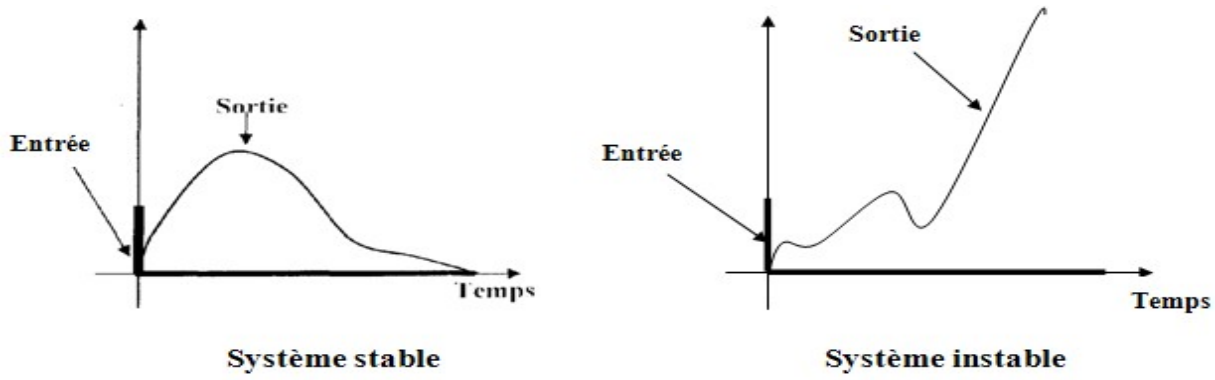


Figure (II.15) : Réponse d'un système stable et un système instable

La stabilité d'un système dépond des valeurs des pôles et des zéros de sa fonction de transfert.

III. Synthèse des Régulateurs PID

III.1 La fonction d'un régulateur :

Le régulateur reçoit les déférents signaux d'information du système, puis génère les signaux de commandes pour piloter le processus ; c'est le principe même de l'asservissement. Dans le but de définir et analyser, le type de régulateur propre à chaque processus, on distingue trois actions principales qui définissent l'action de tout régulateur. Avec :

C : consigne valeur escomptée de la sortie.

M : mesure ou valeur actuelle de la sortie.

U : commande ou grandeur réglante.

III.1.1 Structure générale des régulateurs

La fonction de transfert du régulateur est notée C(s) et celle du Procédé G(s). Ou **s** la variable de LAPLACE, (voir figure II.16)

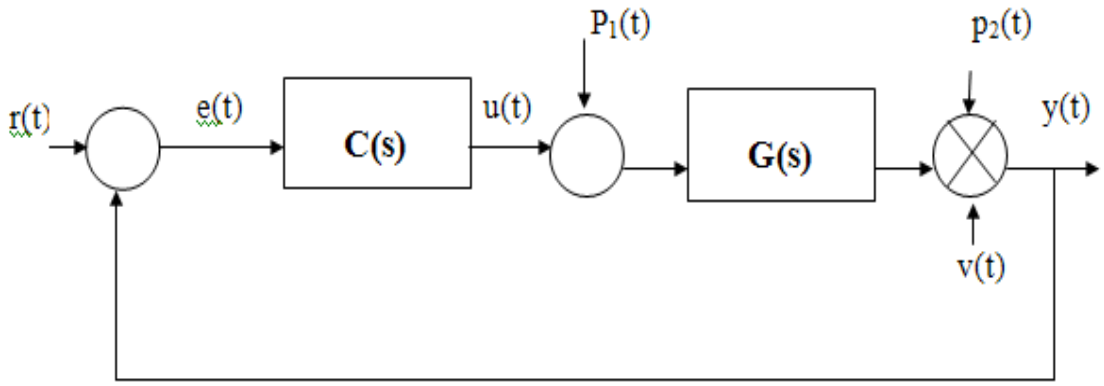


Figure (II.16) : schéma type d'un système commandé en boucle fermée

Ou :

- r(t) signal de référence ou consigne
- e(t) erreur ou entrée de régulation
- u(t) signal commande
- p1(t), p2(t) perturbation à l'entrée et bruit de sortie du procédé respectivement
- y(t) sortie mesurée du procédé (variable à commander).

En absence de perturbations, la fonction de transfert du système en boude ouverte est : $H_{BO}(s) = C(s)\,G(s)$.

Celle de la boucle fermée : $H_{BF}(s) = \dfrac{\mathbf{H_{BO}(s)}}{\mathbf{1+H_{Bo}(s)}}$

On défini ainsi le signal d'erreur par E(s) = R(s)-Y(s) avec Y(s) la sortie et R(s) le retour.

La sortie du procédé en prenant compte des perturbations

$$Y(s) = \frac{\mathbf{C(s)G(s)}}{\mathbf{1+C(s)G(s)}} R(s) + \frac{\mathbf{G(s)}}{\mathbf{1+C(s)G(s)}} P_1(s) + \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1+C(s)G(s)}}(v(s) + P_2(s))$$

La fonction sensibilité de la boucle fermée (sensibilité aux perturbations de sortie) $S_{yy}(s) = \dfrac{\mathbf{1}}{\mathbf{1+H_{BO}(s)}}$

Son maximum étant défini : $S_{yy\ max} = \max\left|\boldsymbol{S_{yy}(j\omega)}\right|$ avec ω : pulsation.

III.2.1 Régulateur PID :

La commande u(t) donnée sous sa forme classique est :

$$U(t)=K_p\left[\boldsymbol{e(t)} + \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{T_i}}\int_0^t \boldsymbol{e(t)dt} + \boldsymbol{T_d}\frac{\boldsymbol{D_e(t)}}{\boldsymbol{dt}}\right]$$

C'est la somme de trois termes

• Le terme proportionnel :

$$P=K_p e(t)$$

• Le terme intégral :

$$I=K_p\frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{T_i}}\int_0^t \boldsymbol{e(t)\,dt}$$ (Proportionnel à l'intégrale de l'erreur).

• le terme dérivatif:

$$D=K_pT_d\,\frac{\boldsymbol{d_e(t)}}{\boldsymbol{dt}}$$ (Proportionnel a la dérivée de l'erreur),

Les paramètres d'un régulateur PID sont donc :

- Le gain proportionnel K_p.
- Le temps intégrale T_i.
- Le temps dérivatif T_d. , (Les temps étant exprimés en secondes).

En pratique Fonctions proportionnelle et intégrale peuvent être exprimées comme suit :

L'action proportionnelle est exprimée soit par le gain proportionnel K_p. Soit par la bande proportionnelle B_P, cette dernière est définie comme la variation en pourcentage de l'entrée du régulateur (e) nécessaire pour que la sortie (u) varie de 100%.

$$B_p\% = \frac{\mathbf{100}}{\boldsymbol{K_p}}$$

L'action intégrale s'exprimé par le temps Ti qui représente le temps nécessaire pour que la variation de la sortie (u) soit égale a celle de l'entré (e).soit par l'inverse de temps (n), qui exprime les nombres de fois que la sortie (u) répète l'entrée

(e).dans l'unité de temps **(**mn, s). $T_i = \frac{1}{n}$

III.2.2. Les actions de régulation

a) Action proportionnelle : P

L'action proportionnelle permet de jouer sur la vitesse de réponse du procédé. Plus le gain est élevé, plus la réponse s'accélère, plus l'erreur statique diminue (en proportionnel pur), mais plus la stabilité se dégrade : trop de gain peut rendre le système instable, il se met alors à osciller, Il faut trouver un bon compromis entre vitesse et stabilité.(voir figure II.17)

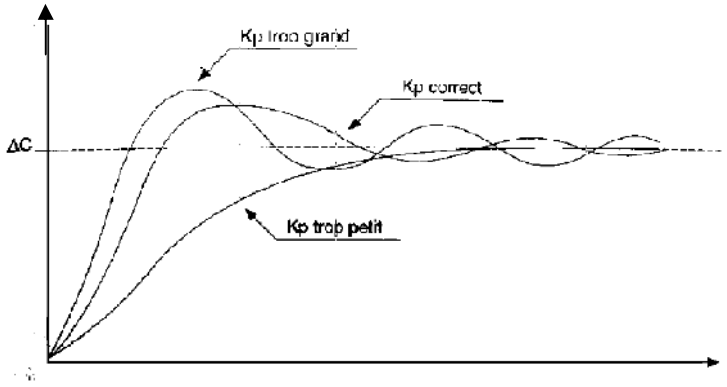


Figure (II.17) chois de paramètre P

b) Action Intégrale : I

L'action intégrale permet d'annuler l'erreur statique (écart entre la mesure et consigne).

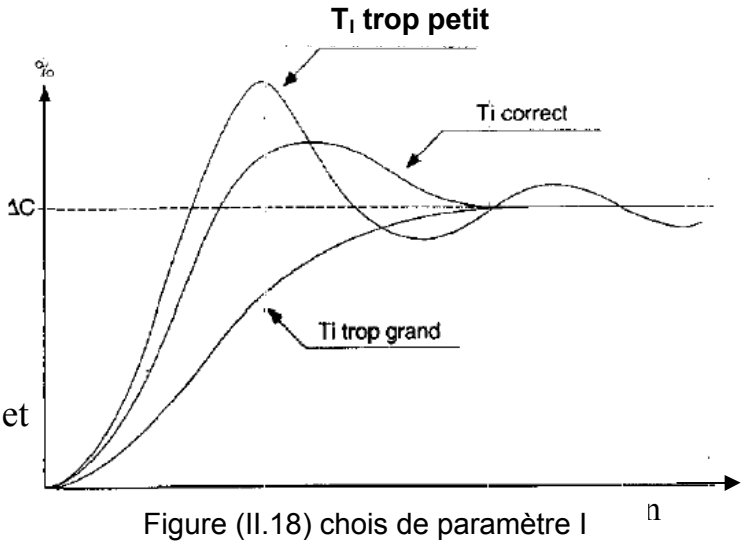


Figure (II.18) chois de paramètre I

intégrale est élevée (T_i petit),Plus la réponse s'accélère et plus la stabilité se dégrade. Il faut également trouver un bon compris entre vitesse et stabilité. Dans les régulateurs

industriels on affiche 1/ T_i, alors T_i est d'autant plus grand que l'action intégrale est faible. Pas d'action I : T_i infini

Action dérivée : D

L'action dérivée est anticipatrice. Ce qui permet d'anticiper en accélérant la réponse du processus lorsque l'écart s'accroît et en le ralentissant lorsque l'écart diminue. Plus l'action dérivée est élevée (T_d grand), plus la réponse s'accélère ! Là encore, il faut trouver un bon compromis entre vitesse et stabilité.

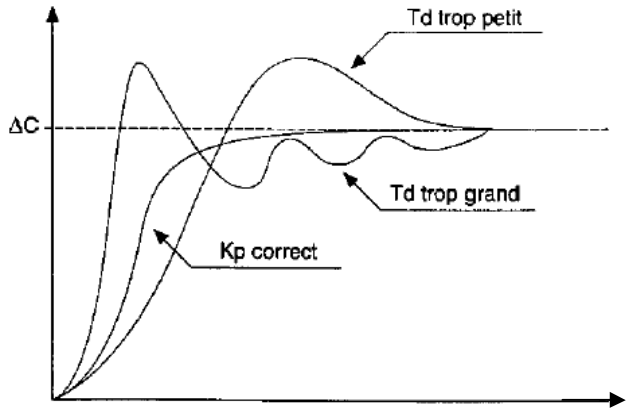


Figure (II.19) chois de paramètre D

III.2.3. Structures des régulateurs PID

La combinaison des trois actions, aboutie à la réalisation du régulateur adéquat au système à asservir, pour se faire trois structures sont utilisées :

a) Structure série :

Peu utilisée dans les régulateurs industriels, mais pratique pour les études théoriques (voire figure II.20)

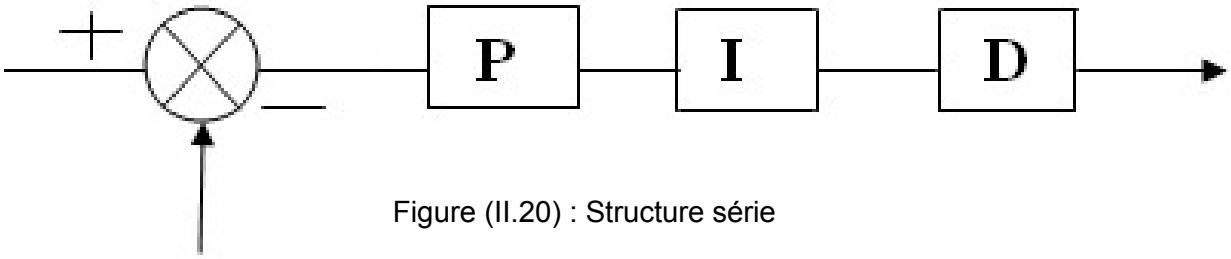


Figure (II.20) : Structure série

b) Structure mixte :

Très utilisée dans les régulateurs industriels, car elle permet un réglage indépendant des paramètres.(voire figure II.21)

Structure mixte

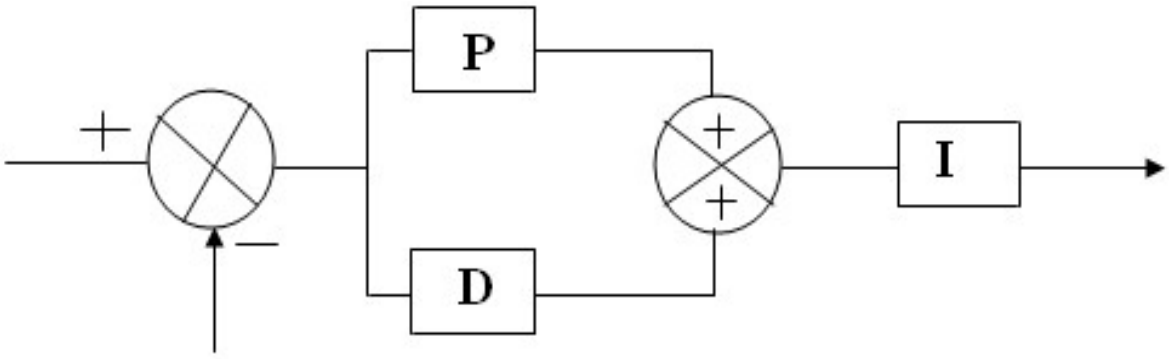


Figure (II.21) : structure mixte

c) Structure parallèle :

La plus employée dans les régulateurs industriels actuels. Elle offre également un réglage indépendant des paramètres. .(voire figure II.22)

Structure parallèle

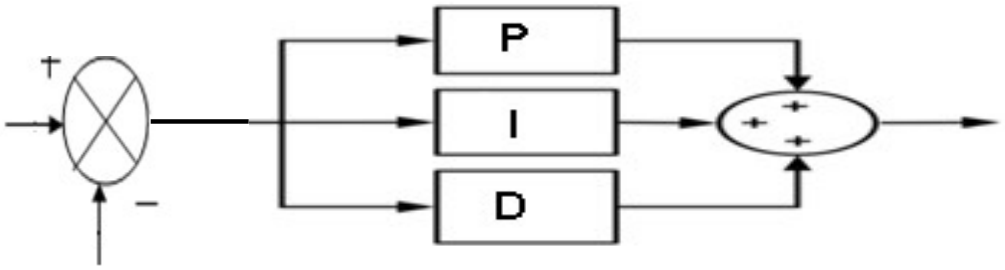


Figure (II.22) : structure parallèle

III. Identification des procédés

III.1.1 Introduction

Pour pouvoir calculer les paramètres de régulation d'un PID, il faut disposer, d'un modèle du procédé simple ou complexe (équations liants ses entrées et Pour sorties). Dans la pratique ces équations peuvent être très difficiles à établir, dans le cas on fait appel à des méthodes expérimentales, l'avantage de celle-ci est d'aboutir a un modèle mathématique exploitable.

Le principe est d'obtenir un modèle du procède d'un type prédéterminé, a partir d'une expérience sur le procédé réel, en appliquant a l'entrée un signal d'excitation et en mesurant la sortie.

III.1.2. Méthodes basée sur la réponse indicielle

L'expérience sur le procédé consiste en l'application d'un échelon a l'entrée du procédé (quand le procédé est au repos), et en l'enregistrement de la sortie, qui est mise a l'échelle en la division sur la valeur de l'échelon.

III.1.3, Application de la méthode pour un modèle d'ordre n

III.l.3.1 Modèle de Strejc

Un modèle d'ordre n est donné par :

$$G(s)= \frac{G_0}{(1+sT_n)n}$$

Le gain statique G_O est déterminé graphiquement. La constante de temps T_n et l'ordre n sont tabulés comme fonctions de L, T qui représente respectivement le retard et la constante de temps apparente ci représentés figure II-23

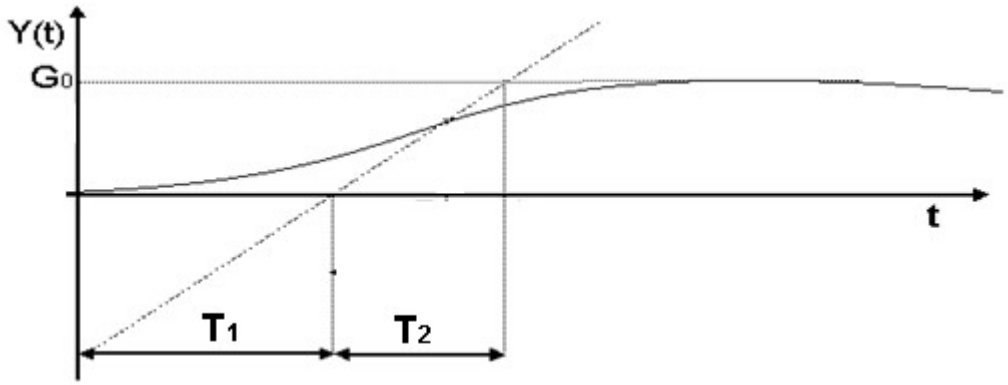


Figure (II.23) : Estimation graphique du gain statique, le retard et la constante de temps apparents, pour un procédé stable avec réponse monotone.

Le tableau suivant permet de calculer les paramètres

s T, **τ** et n

n	$\frac{T_1}{\tau}$	$\frac{T_2}{T}$	$\frac{T_1}{T_2}$
0	0	1	0
2	0 .28	0.72	0.1
3	0.8	3.7	0.22
4	1.42	0.46	0.32
5	2.10	5.12	0.41
6	2.81	5.70	0.49

III.1.3.4. Modèle de Broïda

La détermination du point d'inflexion et le tracé de la tangente deviennent très imprécis sur certaines courbes expérimentales, si l'on désire obtenir un degré de précision acceptable. Par ailleurs, l'application de la méthode (de la tangente) suppose des essais menés jusqu'aux environs de 100 % de la valeur finale de la réponse indiciel. Pour éviter ces deux inconvénients et pour mieux approcher la réponse indicielle du système autour du point d'inflexion par celle d'un premier ordre avec retard. Broïda a étudié la position du point d'inflexion, pour des systèmes d'ordre 2 Jusqu'a l'ordre 6.

Principe :

II propose en première approximation.de calculer les paramètres du modèle de l'équation (*) en déterminant (analytiquement ou graphiquement) les abscisses de temps t_1 et t_2 pour lesquelles la réponse du procédé a atteint 28% et 40% respectivement de la valeur finale :

$Y(t_1)=0{,}28\ G_0$

$Y(t_2)=0{,}40\ G_0$

$$G(s) = \frac{G_0\, e^{-Ls}}{1+Ts} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots (*)$$

Cela suppose la connaissance a priori du gain statique du système Avec ces valeurs, on calcule $T = 5.5(t_2 - t_1)$ et $L=2{,}8t_1-1{,}8t_2$ (voire figure II.24)

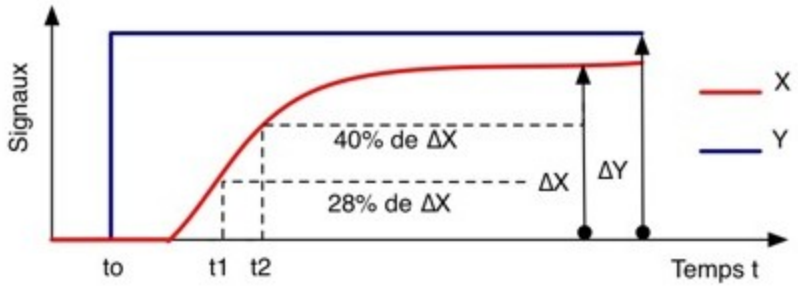


Figure (II.24) : Estimation graphiquement du retard apparent et de la constante de temps apparence à partir de la mesure de deux points sur la réponse indicielle (Broïda)

Conclusion :

L’identification du procédé par la réponse indicielle présente l’avantage considérable de sa simplicité, elle fournie un modèle du système relativement proche de la réalité et suffisamment précis pour être exploité. C'est pour cela que nous avons opté pour cette methode.et précisément le modèle de Broïda qui est adopté pour la modélisation de notre procède.

IV. Régulateurs PID numériques

IV. Systèmes asservis échantillonnés

IV.I.I. Définition :

C'est un système dont la fonction de régulation est réalisée par un système programmé.

A intervalle de temps réguliers (Te), l'entrée de la mesure (retour) est convertie en grandeurs numérique servant de données à un algorithme de calcul.(voire figure II.25)

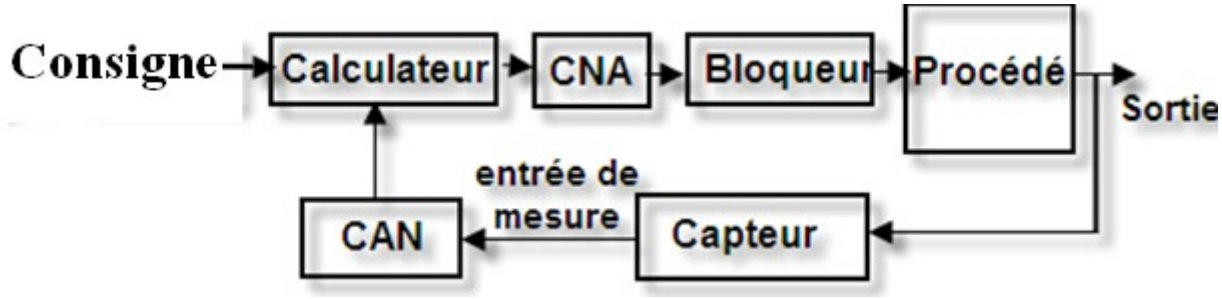


Figure (II.25) : Organisation d'un régulateur numérique

L'algorithme réalise les fonctions de comparateur et surtout de correcteur. Le résultat est converti en analogique pour constituer le signal de commande.

IV.1.2 Rôle du bloqueur de sortie :

Entre les intervalles Te, il est indispensable de maintenir la sortie de commande, c'est le rôle du bloqueur de sortie. Un bloqueur d'ordre zéro maintient constante la valeur de commande.(voire II.26)

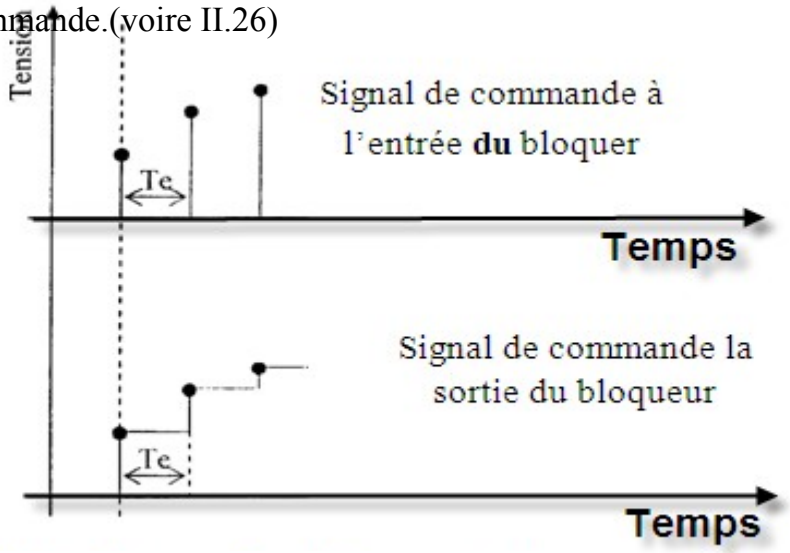


Figure (II.26) : Réponse d'un bloqueur d'ordre zéro e zero.

On peut tenir compte de l'influence du bloqueur sur le système de part sa fonction de transfert

$B(s)=\frac{1-e^{-TeS}}{S}$, elle est d'autant plus négligeable que T_e faible devant les constante de temps du système.

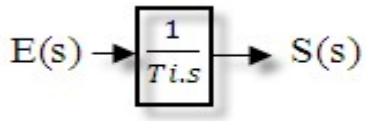
IV.2. Les correcteurs numériques

IV.2.1. Intégrateur numérique :

II est possible de réaliser numériquement une fonction d'intégrateur, ceci par une comparaissant de la réponse d'un intégrateur numérique à celle d'un intégrateur analogique :

Action intégrale analogique:

$$S(t)=\frac{1}{T_i}\int e(T)\,dt \xrightarrow[\text{transformée de fourier}]{} S(s)=\frac{1}{T_{sTi}}E(s)$$

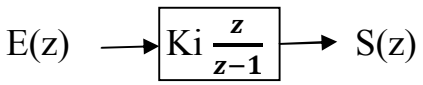


Intégrateur analogique

Action intégrale numérique :

La fonction de transfert en Z peut se mettre sous la forme :

$$S(z) = Ki\,\frac{z}{z-1}E(z) = \frac{Ki}{(1-z)^{-1}}\,.E(z)$$



Intégrateur numérique

Avec Ki constante d'intégration numérique.

On peut déduire la relation entre les échantillons :

$S(z)(1-z^{-1}) = K_iE(z)$ soit $S_n - S_{n-1} = K_iE_n$

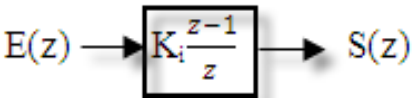
Conclusion :

La réalisation d'un intégrateur numérique nécessite l'acquisition de la valeur de l'excitation à cet instant (t = nTe), et la mémorisation de la valeur de la sortie a l'instant précédent [t = (n-l)*Te]

IV.2.2. Dérivateur numérique

Même procédure que pour l'intégrateur de la comparaison à un dérivateur analogique on déduit :

$$S(z) = Kd\frac{z-1}{z}E(z) = Kd(1-Z^{-1})E(Z)$$



Avec Kd constante de dérivation numérique.

On déduit la relation entre les échantillons

$S(z)=Kd(1-Z^{-1})E(z)$ Soit $S_n=K_d(E_n-E_{n-1})$

IV.3. Réalisation d'un régulateur PID numérique de type somme

On associe les trois actions, avec le même principe que les correcteurs PID analogiques.

L'équation caractéristique d'un PID analogique de type somme est :

$$U(t) = K_p\left[e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(t)dt + T_d\frac{de(t)}{dt}\right]$$

La fonction de transfert C(z) de ce type de PID en z nous donne :

$$C(z) = G_{sr}\left[1 + K_i\frac{z}{z-1} + K_d\frac{z-1}{z}\right]$$

Cette formule peut se mettre sous la forme suivante

$$C(z) = G_{sr} \left[\frac{\mathbf{C_0 + C_1\, z^{-1} + C_2\, z^{-2}}}{\mathbf{1 - z^{-1}}} \right]$$

Ceci en effectuant le changement de variable :

$$\begin{cases} C_0 = 1 + K_i + Kd = 1 + \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{T_i}} + T_d \\ C_1 = -1 - 2K_d = -1 - 2T_d \\ C_2 = K_d = T_i \end{cases}$$

On déduit L'Algorithme de calcul directement des relations entre les échantillons, si l'entrée du correcteur numérique est :

$D(z) = E(z)-M(z)$ avec D(z) différence. E(z) entrée ou consigne et M(z) mesure.

La relation entre les échantillons de la sortie de commande U à deux instants successifs est:

$$U_n - U_{n-1} = G_{sr} (C0Dn + C_1D_{n-1} + C_2D_{n-2})$$

On constate que cet algorithme nécessite :

♦ La mémorisation de la valeur de la sortie à l' instant t = (n-1) Te.

♦La valeur de la différence au instants t = (n-1) Te. t = (n-2) Te.

♦ L'acquisition de la valeur de l'écart à l'instant pressent t =nTe.

IV.4. Méthodes expérimentales de synthèse des régulateurs PID

La synthèse des correcteurs n'est que le réglage des actions proportionnelle, intégrale et dérivée, c'est à dire Kp, T_i et T_d. Le réglage de ces paramètres est un problème quotidien pour l'automaticien : il est alors demandeur de méthodes simples a mettre en œuvre, rapides et suffisamment précises. Ce problème a bien sûr débouché sur de nombreuses méthodes :

- Méthodes empiriques, encore très souvent utilisées dans l'industrie.
- Méthodes analytiques, nécessitant l'identification préalable du procédé (nous ne les étudierons pas).

IV.4.1. Méthode de Ziegler et Nichols

C'est une méthode empirique qui permet d'ajuster les paramètres d'un régulateur P.I.D. pour commander un processus à partir de mesures sur sa réponse indicielle.

Les essais expérimentaux peuvent être de deux types:

- Essais en boucle ouverte
- Essais en boucle fermée.

IV.4.1.1. Essais en boucle ouverte

S'il est possible d'ouvrir la boucle, on règle Kp à 1.T_i à ∞ et t_d à 0 sans débrancher le correcteur. On envoie un échelon d'amplitude E_0 en entrée et on observe la sortie S (Figure II.27).

Sur l'enregistrement, on trace la tangente au point d'inflexion. On mesure le retard T et le temps τ mis pour atteindre Eo.

Les valeurs des paramètres sont données sur le tableau figure II.28.

Le PID proposé est un type mixte.

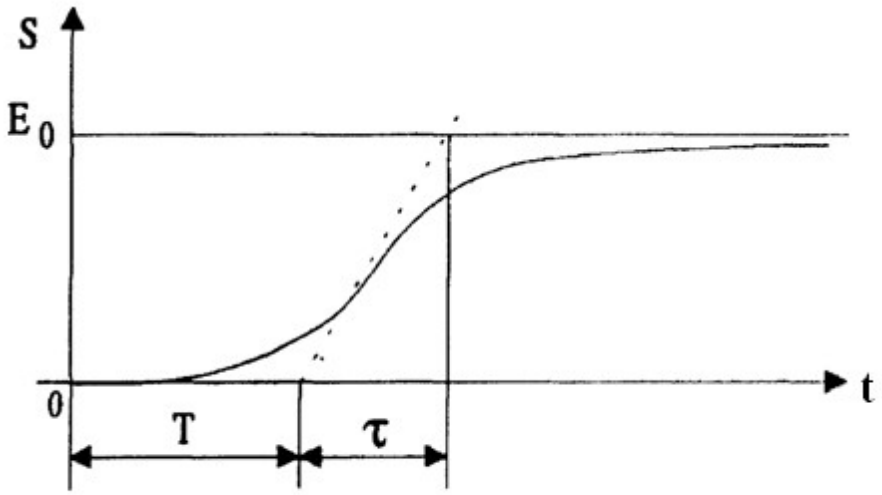


Figure (II.27) Réponse à un échelon

IV.4.1.2. Essais en boucle fermée

On travaille en boucle fermée dès que le processus possède une intégration, est instable en boucle ouverte ou tout simplement lorsqu'on ne peut pas ouvrir la boucle. On réalise alors un essai de pompage. Pour cela, on fixe Ti =∞ et $T_d = 0$ et on augmente Kp jusqu'à sa valeur critique Kpc. On mesure la période des oscillations Tosc.(voire tableau II.1)

régulateur	Boucle ouverte	Boucle fermée
P	$K_P=\frac{\tau}{T}$	$Kp = 0,5\ Kp_c$
PI	$K_P = 0.9\frac{\tau}{T}$ $T_i = 3,3T$	$Kp = 0.45\ Kp_c$ $T_i = 0,83\ T_{OSC}$
PID	$K_P = 1,27\frac{\tau}{T}$ $T_i = 2T \quad T_d = 0,5T$	$Kpr = 0,6\ Kp_c$ $T_i = 0.5 Tosc$ $T_d = 0,125\ T_{OSC}$

Tableau(II.1) Régalage de Ziegler et Nichols

IV.4.2. Méthode de Chien-Hornes-Ryswick

Le modèle proposé par Ziegler et Nichols est souvent sommaire pour des processus plus élaborés, ce qui fait que la constante de temps intégrale est trop petite. Chien-Hrones-Reswick proposent de travailler avec le modèle de Broïda :

$$F(p)=k\,\frac{e^{-T\,p}}{1+\tau\,p}$$

Les essais s'effectuent en boucle ouverte, mais les auteurs distinguent le cas où le système travaille en régulateur (entrée constante) ou en poursuite (entrée variable).

Le tableau .2 donne le réglage proposé pour une réponse en boucle fermée à amortissement $\xi = 0,7$ (temps de réponse minimum).(voir tableau II.2)

régulateur	régulation	poursuite
P	$Kp = 0,3\frac{\tau}{T}$	$Kp = 0.3\frac{\tau}{T}$
PI	$Kp = 0,6\frac{\tau}{T}$ $T_i = 4\ T$	$Kp = 0,35\frac{\tau}{T}$ $T_i = 1,2\ \tau$
PID	$Kp = 0.95\frac{\tau}{T}$ $T_i = 2,4\ T \quad T_d = 0,4\ T$	$Kp = 0.6\frac{\tau}{T}$ $T_i = \tau \quad T_d = 0,5\ T$

Tableau (II.2) Réglage de Chien-Hrones-Reswick

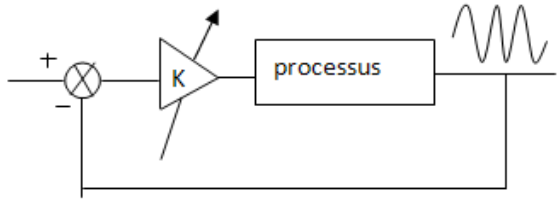
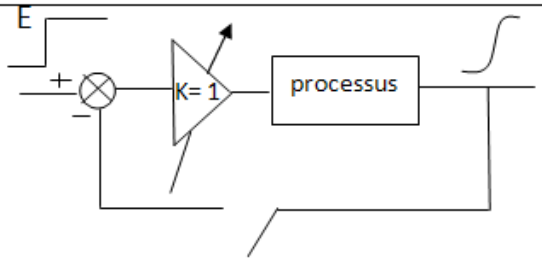
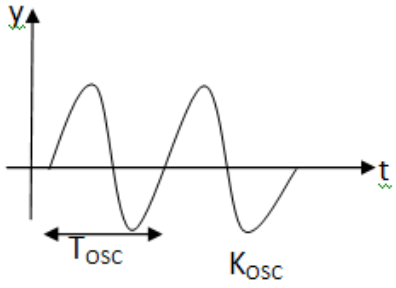
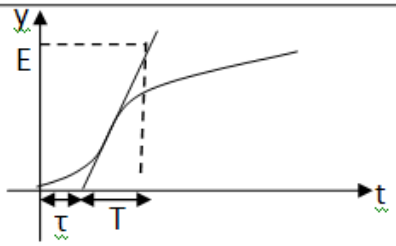
	Methode de pompage en boucle fermée	Méthode apériodique en boucle ouverte		
				
				
PID	$K_p = 0,6\ K_{osc}$ $T_i = 0,5\ T_{osc}$ $T_d = 0,125\ T_{osc}$	$K_p = 1,2\frac{T}{\tau}$ $T_i = 2\ \tau$ $T_d = 0,5\ \tau$	$K_p = 0,95\frac{T}{\tau}$ $T_i = 2,4\ \tau$ $T_d = 0,4\ \tau$	$K_p = 0,6\frac{T}{\tau}$ $T_i = T$ $T_d = 0,5\ \tau$
PI	$K_p = 0,45\ K_{osc}$ $T_i = 0,83\ T_{osc}$	$K_p = 0,9\frac{T}{\tau}$ $T_i = 3,3\ \tau$	$K_p = 0,6\frac{T}{\tau}$ $T_i = 4\ \tau$	$K_p = 0,35\frac{T}{\tau}$ $T_i = 1,2\ T$
P	$K_p = 0,5\ K_{osc}$	$K_p = \frac{T}{\tau}$	$K_p = 0,3\frac{T}{\tau}$	$K_p = 0,3\frac{T}{\tau}$

Tableau (II.3) les valeurs de réglage des paramètres d'un PID

IV.4.3. Méthode basée sur le modèle de Broïda

Le modèle retenu est toujours celui de Broïda $F(p) = k\frac{e^{-Lp}}{1+Tp}$. Mais le choix du régulateur va être lié au rapport $\frac{T}{L}$.

$\frac{T}{L} > 20$	Régulateur tout ou rien (TOR)
$10 < \frac{T}{L} < 20$	Régulateur P
$5 < \frac{T}{L} < 10$	Régulateur PI
$2 < \frac{T}{L} < 5$	Régulateur PID
$\frac{T}{L} < 2$	Limite de régulateur PID Régulateur en cascade ou faire la synthese du correcteur

Tableau (II.4) choix du type de régulation pour système

Les paramètres des régulateurs correspondants sont donnés par le tableau suivant :

Action	P	PI série	PI parallèle	PID série	PID parallèle	PID mixte
K_p	$\frac{0,8\,T}{kL}$	$\frac{0,8}{k}\,\frac{T}{L}$	$\frac{0,8}{k}\,\frac{T}{L}$	$\frac{0,85}{k}\,\frac{T}{L}$	$\frac{\frac{T}{L} + 0,4\,T}{1,2L}$	$\frac{\frac{T}{L} + 0,4\,T}{1,2L}$
T_i	max	τ	$\frac{K\,T}{0,8}$	τ	$\frac{K\,L}{0,75}$	T + 0,4L
T_d	0	0	0	0,4τ	$\frac{0,35\,T}{k}$	$\frac{TL}{1 + 2,5T}$

Tableau II.5. Récapulatif des paramètres de synthèse des régulateurs

Introduction

Dans ce chapitre nous allons mettre en œuvre la réalisation de notre projet, celle-ci se décompose en étages distincts respectant la composition et l'architecture des systèmes régulés par PID numérique.

Nous nous étalerons sur la composition de chaque étage, ses composants spécifiques et son action sur le fonctionnement global.

I. Cahier de charge

Notre cahier de charge consiste à commander une enceinte thermique (0 °C à 1000°C), dont les performances suivantes :

- Le Temps de monté réduit (rapidité).
- Une précision acceptable (1°C).
- La Stabilité.

I.1. Description physique d'enceinte (voir les Figure : III-1, 2,3)

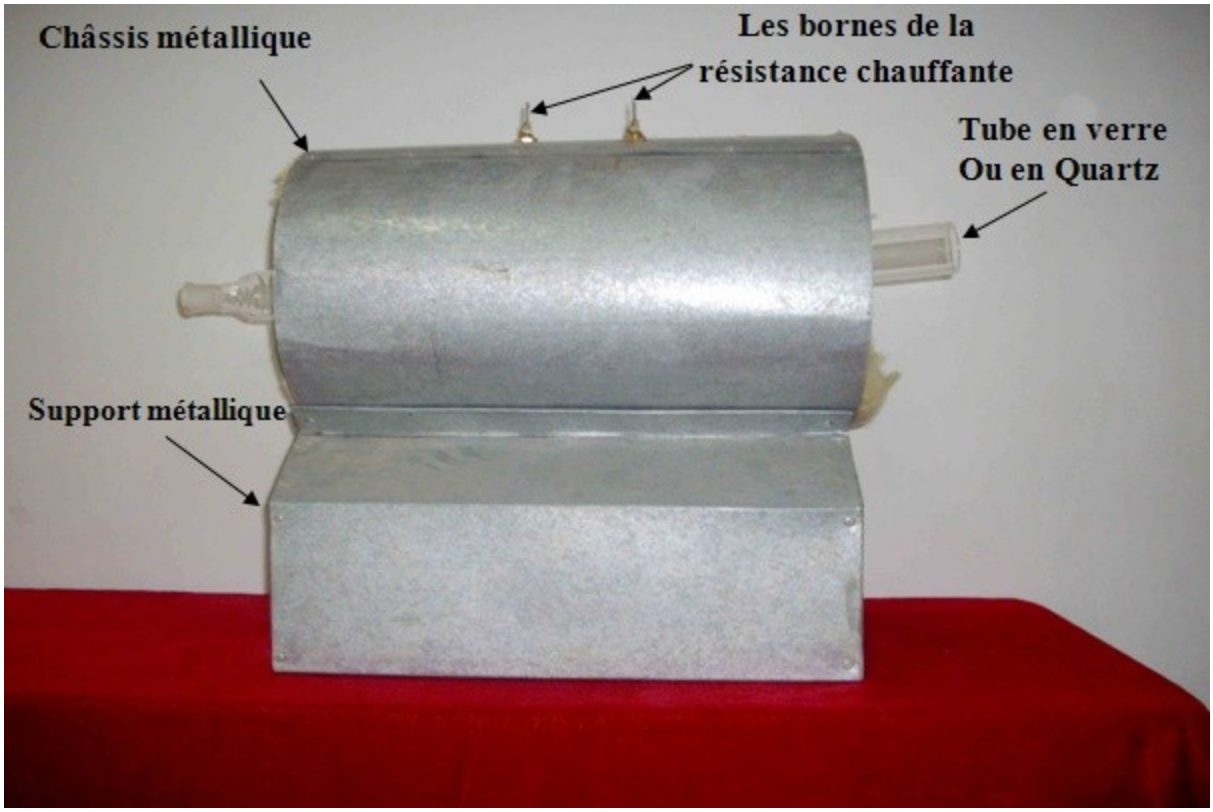


Figure : III-1 vue de face de l'enceinte thermique

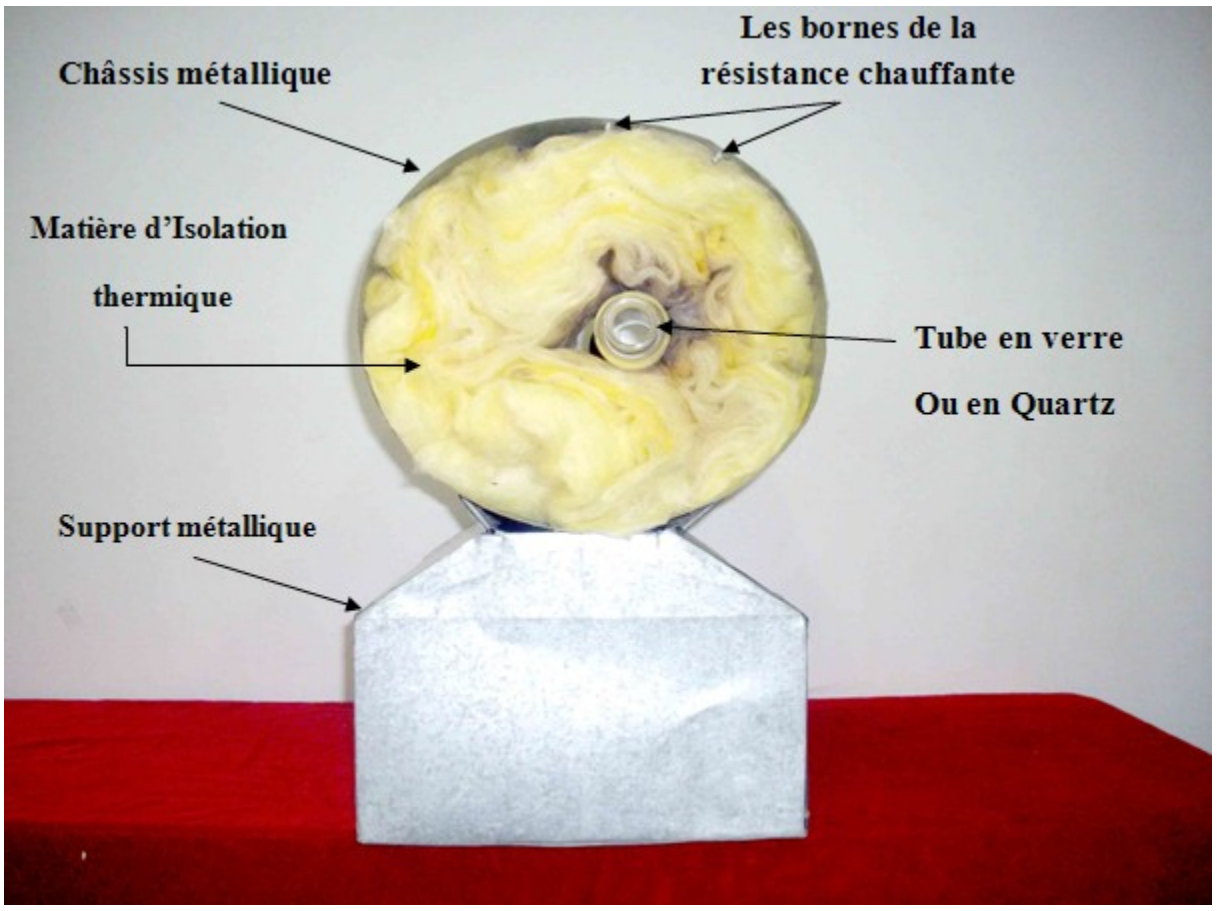


Figure : III-2 vue de profil de l'enceinte thermique

Figure : III-3 vue de profil de l'enceinte thermique sans le tube de verre

Les Caractéristiques de l'enceinte

- Alimentation 220V, 4KW.
- Plage de température :
  - minimum : température ambiante.
  - maximum : 1000°C.
- Précision 1°C.

I.2. Description de la commande (électronique)

Un thermocouple.

Une unité à microcontrôleur (la partie programmée).

Un afficheur LCD (4Lx16C).

Clavier à trois boutons :

bouton config : permet le choix de mode et validation.

bouton + : permet d'incrémenter les modes choisis.

bouton - : permet décrémenter les modes choisis.

Une unité de puissance (alimentation et la commande en puissance).

I.3. Le fonctionnement de l'enceinte

Lors de la mise en marche, l'afficheur affiche la température instantanée de l'enceinte et la consigne initialement à zéro, le mode de fonctionnement de régulateur est initialement PID.

Pour fixé la consigne il suffit d'incrémenté avec le Bouton + ou décrémenter avec le Bouton –, la consigne est validée automatiquement.

Pour choisir le type de thermocouple il faut agir sur le bouton CONFIG puis faire incrémenter les types avec le bouton + ou décrémenter avec le Bouton – puis valider avec le bouton CONFIG

Pour choisir le type de régulateur il faut agir sur le bouton CONFIG deux fois, puis choisir le type de régulateur PID avec le bouton + ou choisir le type de régulateur TOR le Bouton – puis valider avec le bouton CONFIG.

L'actionneur agit dans notre montage comme un modulateur de puissance il fournie une puissance proportionnelle à la commande.

L'enceinte ne contient pas de système de refroidissement, donc la valeur de la consigne doit être supérieure à la température ambiante.

I.4. Eléments de l'enceinte

L'enceinte peut être décomposée en 8 éléments principaux de part leurs rôles. Voir figure III-4

♦ Une chaine d'acquisition : composée d'un transducteur (élément sensible de la chaine) ou capteur, le capteur utilisé ici est le thermocouple de type K.

Un compensateur permet de linéariser et amplifier la tension fournie par le capteur. Le compensateur utilisé ici est l'AD595.

♦ Un CAN : comme notre système est numérique il nécessaire de convertir la mesure en signaux numérique, le CAN réalise cette action, aussi il quantifie Le signal échantillonné ; dans notre montage le microcontrôleur est équipé d'un échantillonneur mais nous étudierons son fonctionnement car cela influe sur le fonctionnement globale de l'enceinte.

♦ Le calculateur : est la partie programmée, le microcontrôleur réalise la fonction de calculateur en suivant un algorithme de calcul, le résultat obtenu est une valeur en signal numérique.

♦ Le Convertisseur Numérique Analogique : le résultat du calcul de l'algorithme est un signal numérique, donc le convertisseur nous permet de convertir en un signal analogique ; c'est le signal de commande du système.

♦ Actionneur : se divise en deux parties :

- Le générateur d'impulsion MLI qui permet de moduler la largeur de trains d'impulsion de l'amplitude du signal de commande.
- Le gradateur de puissance.

♦ Une résistance de chauffage.

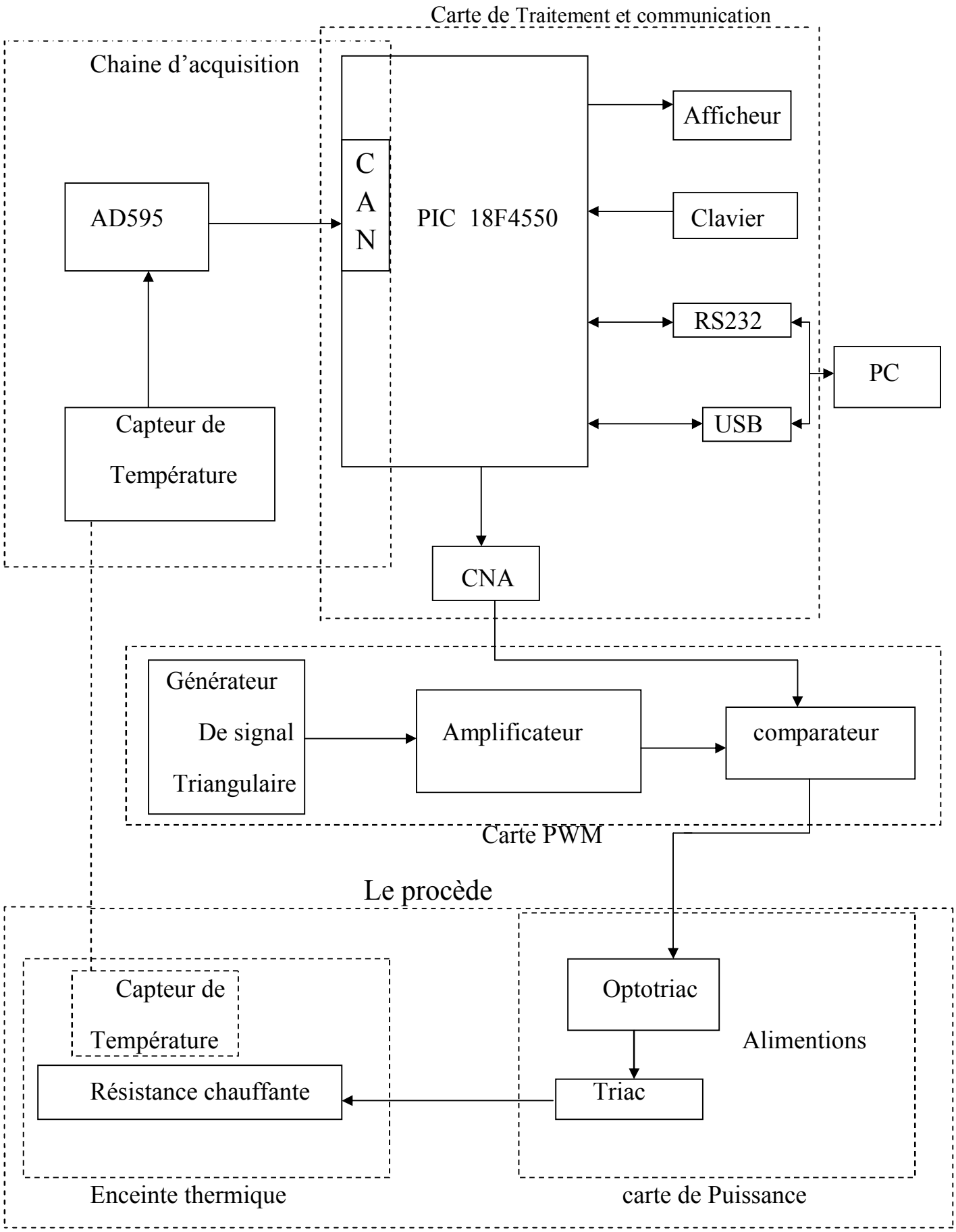


Figure III.4 Synoptique globale du système

II. La chaine d'acquisition

II.1. Définition

Une chaine d'acquisition est l'ensemble des éléments interconnectés permettant le passage d'une grandeur physique à un signal d'information (voir le chapitre I)
Notre chaine est composée de l'ensemble : Thermocouple type K , conditionnement du signal et la carte de commande.

II.2. Le Thermocouple type K

Il peut mesurer dans une gamme de température large (-270°C à 1372°C), il est composé de Chromel (90% Nickel, 10% Chrane) et Alumel (95% de Nickel, 2% Aluminium, 1% Silicium, 2% Manganèse) dont les caractéristiques sont :

- Sensibilité : 40µVolt ⟶ 1°C.
- Rapidité : temps de réponse court.
- Linéarité : non linéaire, pour l'utilisation il faut un montage de linéarisation.
- Inconvénient : les faibles amplitudes sont la porte ouverte des parasites et bruits électriques, qu'on peut minimiser par le blindage des lignes des thermocouples.

II.3. Conditionnement du signal

Le schéma du conditionnement du signal est construit autour d'un circuit spécial (L'AD595) destiné pour le thermocouple type K (chromel-alumel), voir Figure III.5.
L'AD595 est un amplificateur d'instrumentation complet et compensateur de jonction froide de thermocouple sur un seul circuit intégré. Il combine une référence de 0°C avec un précalibration de l'amplificateur, Produire un niveau élevé (10 mV/°C) un produit directement d'un signal de thermocouple.

Principaux avantages de composant

- L'AD595 fournit la compensation de jonction froide, amplification et un amortisseur de rendement dans un paquet simple de circuit intégré.

- l'opération aux emplacements à distance d'application est facilitée par le bas courant et un grand choix de tension d'alimentation +5V a +30V.

- l'entrée différentielle rejette la tension de bruit de mode-commun sur les fils de thermocouple.

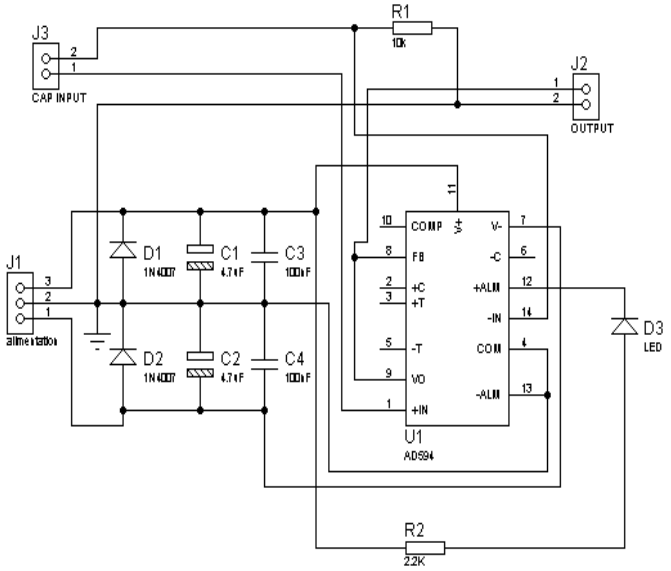


Figure III.5. Le schéma du conditionnement du signal

III. La carte de commande et communication

La carte de commande est réalisée autour du microcontrôleur PIC **18f4550**, voir figure si joint. Son rôle est le contrôle de processus et la communication avec le pc via le port série (RS232) ou USB.

III.1. Présentation générale de Pic 18f4550

Les microcontrôleurs PIC est le produit de la firme américaine Microchip (dallas instrument), se caractérisent de part leurs architectures internes, conçus sur une architecture dite HARVARD (RISC) et non sur l'architecture VON-NEUMANN employée par les pluparts des constructeurs des microcontrôleurs (INTEL, MOTOROLA, ZILOG,…..etc.).

La différence entre ces deux architectures est : (voir Figures : III-6,7)

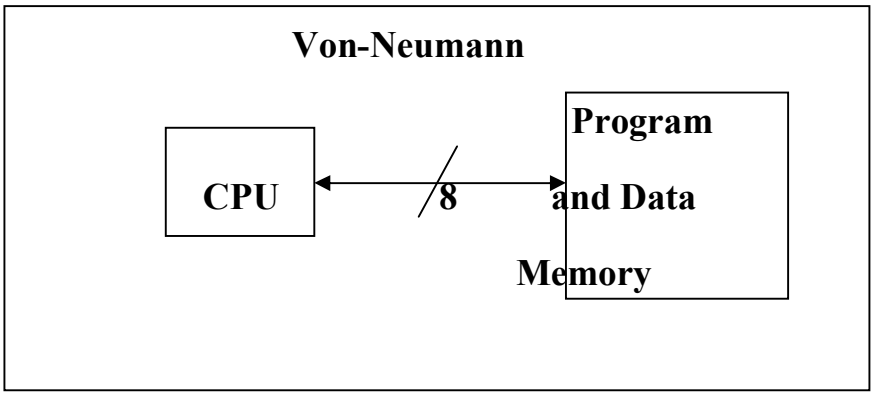


Figure : III-6. L'architecture VON-NEUMANN est base sur un bus de données unique. Celui-ci véhicule les instructions et les données.

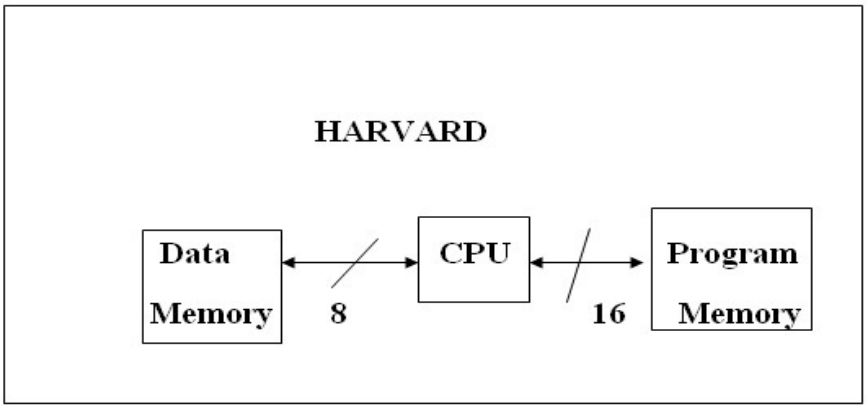


Figure : III-7. L'architecture HARVARD est basée sur de bus de communication, un bus est utilisé pour les données et un autre pour les instructions.

III.2. Description de Pic18f4550

III.2.1. Dispositifs Périodiques Universels Serial Bus

• USB V 2.0 Conforme :

- À vitesse réduite (1.5 Mb/s) et à toute vitesse (12 Mb/s)

• 1-Kbite de RAM pour d'accès l'USB

• Émetteur récepteur à bord d'USB avec la tension de sur-morceau régulateur

• Interface pour l'émetteur récepteur hors puce d'USB

• Port parallèle coulant (espèces) pour couler d'USB transferts.

III.2.2. Principaux points de Périphérique

• Courant élevé évier/source: 25 mA/25 mA

• Trois interruptions externes

• Quatre modules de temporisateur (Timer0 à Timer3)

• Jusqu'à 2 modules de Capture/Compare/PWM (CCP)

• la capture est la résolution de 16 bits et maximale 6.25 ns

•comparer est la résolution de 16 bits et maximale 100 ns

• PWM a produit :La résolution de PWM est 1 à 10-bit

• Module augmenté de Capture/Compare/PWM (ECCP) :

- modes de rendement multiples
- polarité sélectionnable
- mort-temps programmable
- Automobile-Arrêt et redémarrage automatique

• Module accessible d'USART (RS232):

- appui d'autobus de LIN

• Module synchrone principal de la porte série (MSSP) à 3 fils de support de SPI(chacun des 4 modes) et d'I2C Modes principaux et slave

• 10-bit, jusqu'au convertisseur 13-Canal CAN module (ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE) avec du temps programmable d'acquisition

III.2.3. Structure Flexible D'Oscillateur

• Cinq modes en cristal, y compris la Haute-Précision PLL pour l'USB

• Deux modes externes de RC, jusqu'à 4 mégahertz

• Deux modes d'horloge externes, jusqu'à 48 mégahertz

• Bloc interne d'oscillateur :

- 8 fréquences sélectionnables d'utilisateur, de 31 kilohertz à 8 mégahertz.
- utilisateur réglable pour compenser la dérive de fréquence.

• Oscillateur secondaire en utilisant Timer1 a 32 kilohertz

• Moniteur fiable d'horloge:

- tient compte de l'arrêt sûr si n'importe quelle horloge s'arrête.

III.2.4 Dispositifs Spéciaux De Microcontrôleur Pic18f4550

• Architecture optimisée de compilateur de C avec facultatif ensemble d'instruction prolongée.

• le cycle de 100.000 erase/write a augmenté le flash mémoire de programme typique.

• 1.000.000 données EEPROM de cycle d'erase/write mémoire typique.

• Conservation de Flash/data EEPROM :plus de 40 ans.

• Niveaux prioritaires pour des interruptions.

• multiplicateur simple de matériel du cycle 8 x 8.

• Temporisateur Prolongé de Chien de garde (WDT) :

- période programmable de 41ms à 131ms

• Protection Programmable de Code.

III.3. Caractéristiques générales de PIC18fxxxx

Le PIC18f4550 est de la sous famille des 18fxxxx. Cette branche fait partie intégrante de la grande famille des Pics ENHANCED DEVICE. Dont on le compare avec le Mid-Range 16f877A le plus utilisé auparavant, remarquons :

PIC micro Référence / Key Feactures	PIC16F877	PIC18F4550
Operating Frequency	DC - 20 MHz	DC - 48 MHz
RESETS (and Delays)	POR, BOR, RESET Instruction,Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR (optional), WDT	POR, BOR, RESET Instruction,Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR (optional),WDT
FLASH Program Memory (14-bit words)	8K	32K
Data Memory (bytes)	368	2048
EEPROM Data Memory	256	256
Interrupts	14	20
I/O Ports	Ports A, B, C, D, E 33	Ports A, B, C, D, E 35
Timers	3	4
Capture/Compare/PWM Modules	2	2
Serial Communications MSSP	USART	Enhanced USART
Parallèle Communications	PSP	
10-bit Analog-to-Digital Module	8 inputs channels	13 inputs channels
Instruction Set	35 instructions	75 instructions, 83 with Extended Instruction Set enabled
Package	40-pin PDIP	40-pin PDIP
Universal Serial Bus (USB) Module	____	yes
Programmable Low-Voltage Detect	____	yes
Programmable Brown-out Reset	-------	yes

III.3.1. Les ports d'entrées sorties du PIC

Les caractéristiques électriques des différents ports d'entrées sorties du Pic sont résumées dans la figure : III-7.

Le PIC 18f4550 dispose 5 ports (A, B, C, D et E).

Tous les ports d'entrées sorties Input/Output sont bidirectionnels.

Le port A (7 bits) : I/O pure et/ou convertisseur analogique numérique et / ou Timer0(RA_4).

Le port B (8 bits) : I/O pure et / ou programmation ICSP /ICD (broche RB5/PGM, RB6/PGC, RB7/PGD) et l'entrée d'interruption externe RB0/INT.

Le port C (8 bits) : I/O pure et /ou TIMER1 et /ou SPI, et /ou USART et / ou la sortie de PWM et l'entrée numérique de l'USB (D^-/ RC4 et D^+ / RC5).

Le port D (8 bits) : I/O pure et / ou port parallèle 8 bits associés au port E.

Le port E (4 bits) : I/O pure.

Voir Figure : III-8

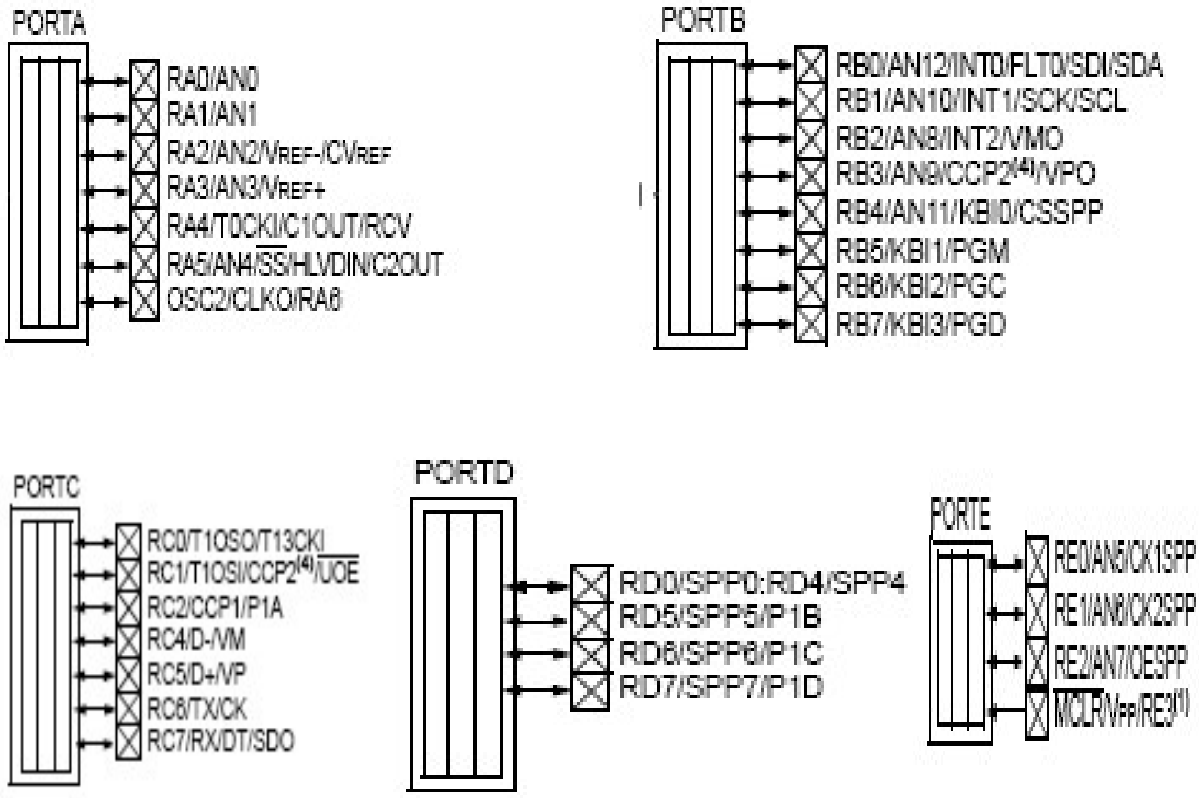


Figure : III-8. les différents ports d'I/O de PIC 18F4550

IV. Le convertisseur analogique numérique

Le microcontrôleur PIC 18F4550 travaille avec un convertisseur analogique /numérique qui permet un échantillonnage sur 10 bits. Le signal numérique peut donc prendre 1024 valeurs possibles. (Voir Figure : III-9)

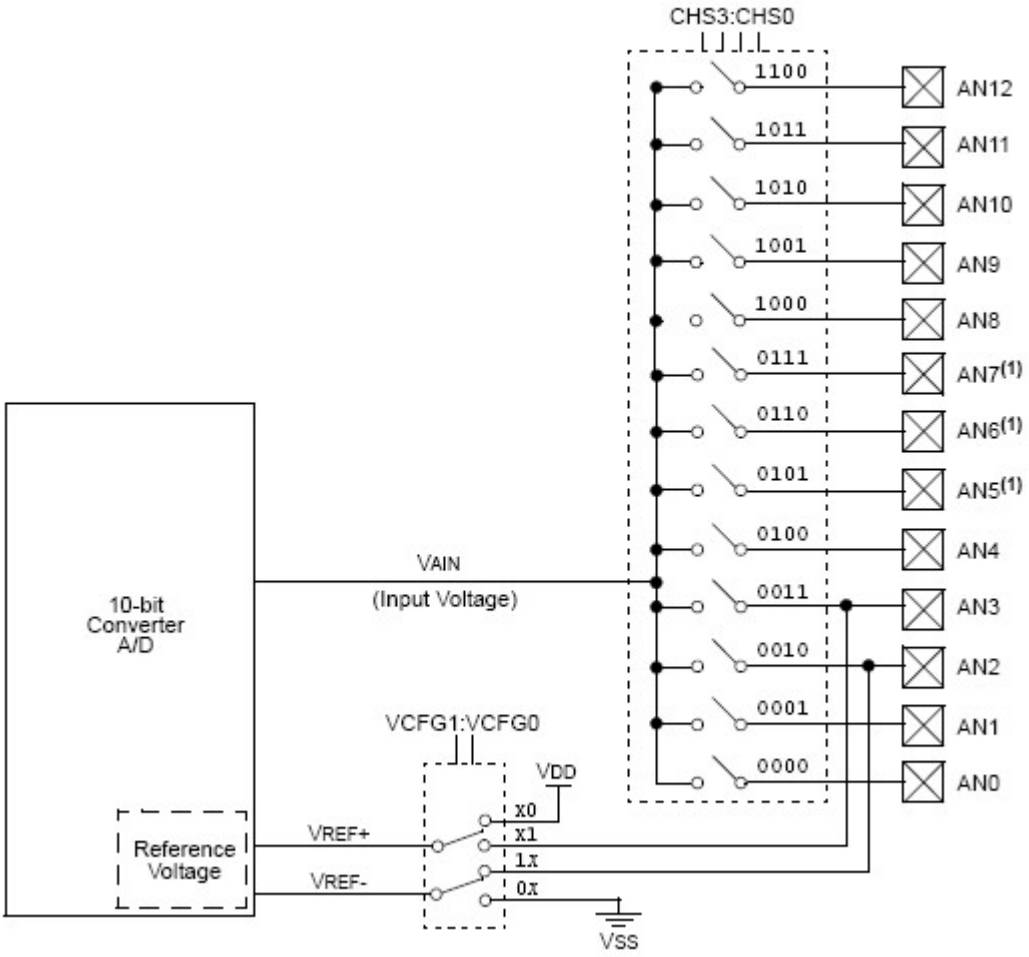


Figure III.9. Schéma bloc du convertisseur analogique numérique Du PIC 18F4550

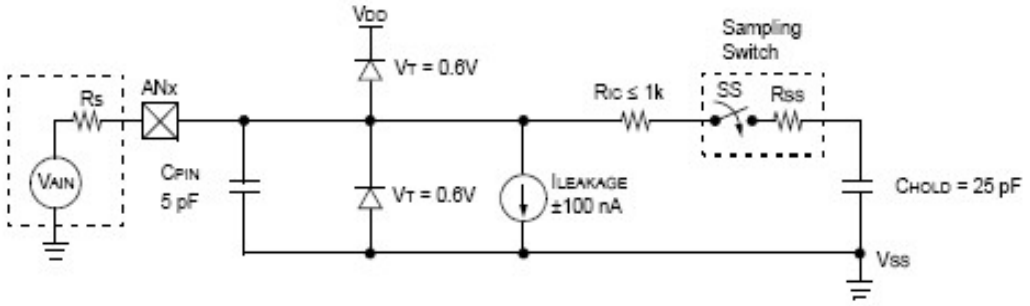


Figure III.10 Branchement électrique d'une entrée du port conversion du PIC

IV .1 . Fonctionnement d'une entrée du port de conversion

Le PIC 18F4550 dispose de 13 entrées de conversion, elles sont sélectionnées par un multiplexeur analogique commandé par le programme, le pic ne dispose que d'un seul convertisseur donc on ne peut traiter qu'une seule entrée par conversion.

Lors de la sélection d'un des ports, le condensateur C_{hold} (figure III.10) se charge à une valeur proche de la valeur de l'entrée, puis le Switch SS sur la même figure s'ouvre et la capacité est maintenant branchée sur l'entrée du comparateur, car ce n'est pas ce signal directement convertie, mais on compare sa valeur à celle d'un signal qui sera générer par le PIC.

Une fois la conversion terminée la valeur de celle-ci est enregistrée dans les registres ADRESH et ADRESL.

IV.1.1. Principe de la conversion du PIC

Après un temps Tacq, on peut considérer que le condensateur est chargé et prêt à être connecté sur l'entrée du convertisseur analogique numérique. Cette connexion se fait en un temps de l'ordre de 100ns.

Une fois le condensateur connecté, et donc la tension à numériser présente sur l'entrée du comparateur, ce dernier va devoir procéder à la conversion par approximation successive.

C'est une méthode de type dichotomique. Il s'agit de couper l'intervalle dans lequel se trouve la grandeur analogique en 2 parties égales, et de déterminer dans laquelle, de ces 2 parties se situe, la valeur à numériser.

Une fois cet intervalle déterminée, on le coupe de nouveau en 2, et ainsi de suite jusqu'à l'obtenir a la précision demandée.

Cette méthode peut paraitre simple mais elle est d'une grande efficacité en termes de temps. Appliqué à la numérotation binaire, cette méthode est de plus particulièrement bien adaptée, puisque couper un intervalle en 2 revient à décaler et forcer un bit à 1.

IV.2. Le temps d'acquisition

C'est la somme des temps que prennent les différentes étapes de la procédure d'acquisition d'un signal analogique on distingue :

a. Tamp = temps de réaction des circuits.

b. Tc = temps de charge de condensateur.

c. Tcoff = temps qui dépend du coefficient de température.

La formule de calcule finale est donc :

$$Tacq = Tamp + Tc + Tcoff$$

Avec Tacq = temps d'acquisition total.

Tamp le temps de réaction est typiquement de 0, 2µs.

Tc = 5µs; Tcoff = 1,2µs.

IV.3. La conversion

Comme préalablement indiqué le PIC effectue la conversion par une méthode dite dichotomie.

C'est-à-dire qu'il divise la plage (résolution maximale de 10 bits) en deux parties et de teste si la valeur du signal est dans la parties inferieur ou supérieur. Ensuite il devise la partie obtenue en deux et idem jusqu'à obtenir le plus petit intervalle d'où il lit la valeur de la conversion.

Le temps nécessaire à la conversion dans ce cas est égal au temps de conversion pour une valeur multiplié par le nombre de valeurs ; le nombre est de 10 typiquement :

$$\text{(Le temps de conversion total) } T_{adt} = T_{ad} \times 10$$

Le temps T_{ad} dépond de la configuration du PIC et de la fréquence de l'horloge utilisé, il est compris entre 3 et 9 µs, dans le cas ou la fréquence de l'horloge est trop élevé, il existe un oscillateur RC interne sur lequel peut se faire la conversion, ce dernier fournie un type T_{ad} compris entre 4 et 6µs donc de 5 typiquement.

Le constructeur nous indique que l'équivalent de T_{ad} est nécessaire au début de la conversion et l'attente d'autant pour sa fin.

Au finale le temps de conversion est :

$$T_{ad} = (10x5) + (2x5) = 60\mu s$$

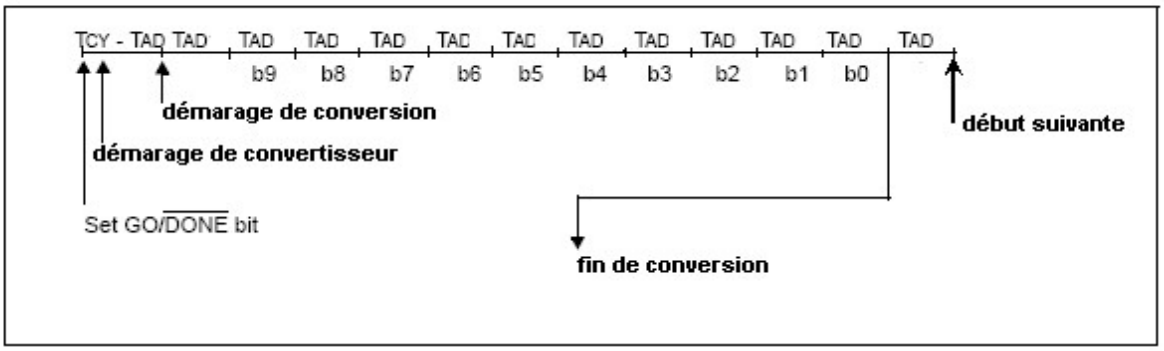


Figure (III.11) Chronologie de la conversion sur le port CAN du PIC.

Donc la période d'échantillonnage est :

$T_{ech} = 6,4 + 60 = 66,4\ \mu s \Longrightarrow F_{ech} = 15Khz.$

IV.4. Mise en œuvre et quantification de la conversion

Lors de l'échantillonnage et comme nous l'avons vu précédemment, le signal analogique, celui de la mesure dans notre cas, est convertie en valeur de 10 bits. Cette valeur doit être quantifiée pour être une reproduction rigoureuse de la grandeur mesurée. Comme le convertisseur fonctionne en 10 bits donc il y a 1024 valeurs possibles.

La sortie de compensateur varie de 0v à 5v.

V. Le convertisseur numérique-analogique

Principe de la conversion numérique analogique :

On souhaite à partir d'une information numérique, codée sur n bits, récupérer un signal analogique, image du signal numérique.

La tension de sortie est obtenue on effectuant une opération de sommation

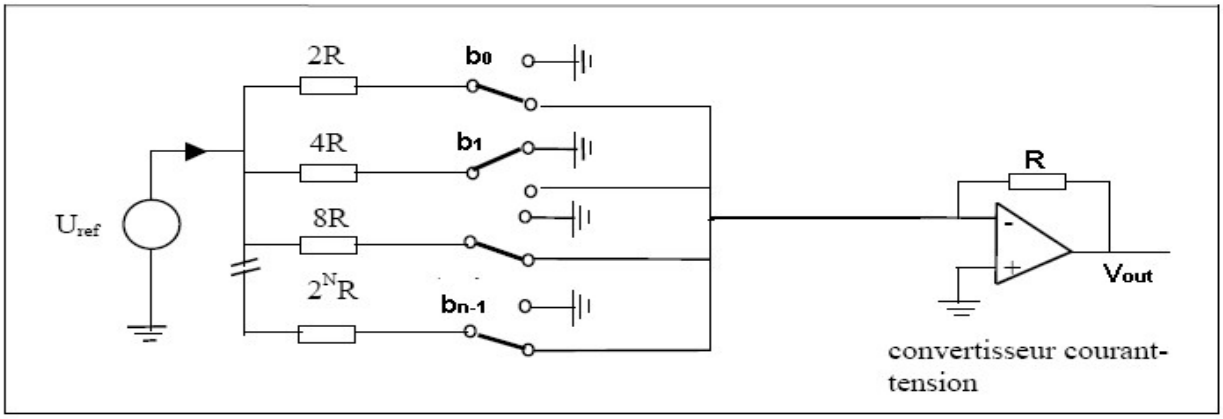
Sur n grandeurs multiples de deux les unes par rapport aux autres.

$b_{n-1}b_{n-2}\ldots\ldots b_0 \Rightarrow V_s = \frac{V_{ref}}{2^n}[b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}\,2^{n-2} + \ldots\ldots + b_1\,2^1 + b_0\,2^0]$

V.1. Structure du CNA

V.1.1. CNA à résistances pondérées (parallèles)

A un montage de sortie qui fait office de convertisseur courant-tension, on associe un réseau parallèle de n résistances de valeurs multiples de deux entres elles. Ces n résistances jouent le rôle de source de courant. (Voir Figure : III-12.)



Voir Figure : III-12. Structure d'un CNA à résistance pondérées

V.1.2. Resistances R-2R : structure en échelle à commutation de courant

La structure complète est l'association de n cellules selon un réseau en échelle (Voir Figure : III-13.)

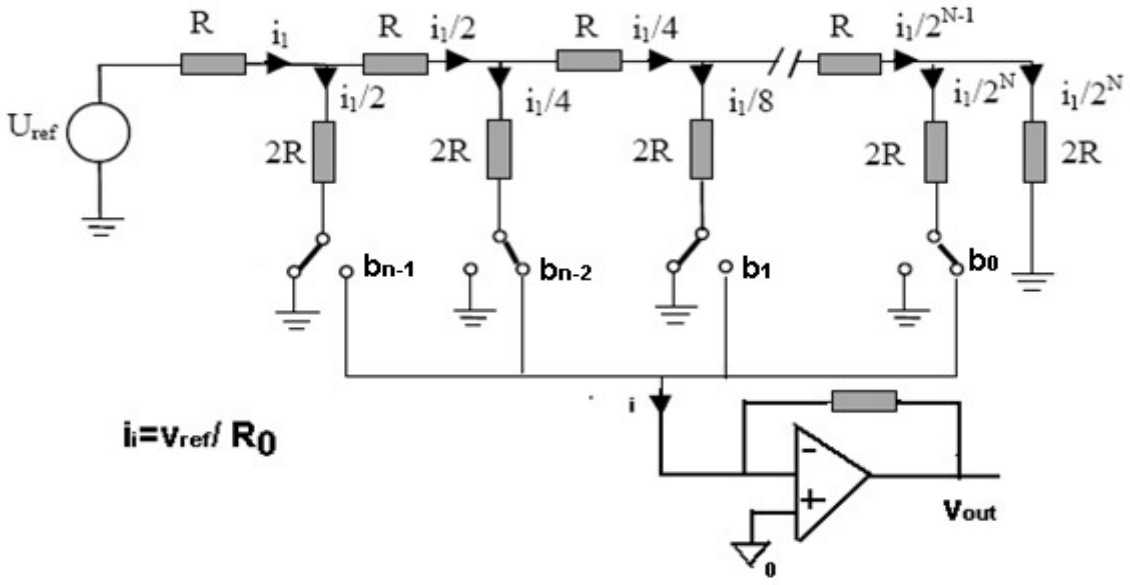


Figure III-13 **:** Structure d'un CNA en échelle à commutation de courant

La tension de sortie est proportionnelle à l'amplitude du code binaire :

$$V_{out} = \frac{V_{ref}}{2^{n+1}} [b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}\,2^{n-2} + \ldots + b_0\,2^0\,] = n\,\frac{Vref}{2^{n+1}}$$

V.2. L'AD561

Le convertisseur numérique analogique (CNA) utilisé dans ce travail est l'**AD561** qui est un CNA de résolution de 10 bits, la structure interne adopter dans ce dernier est une structure R-2R, la tension a plusieurs possibilité a la sortie. Son brochage est représenté dans la Figure : III-14.

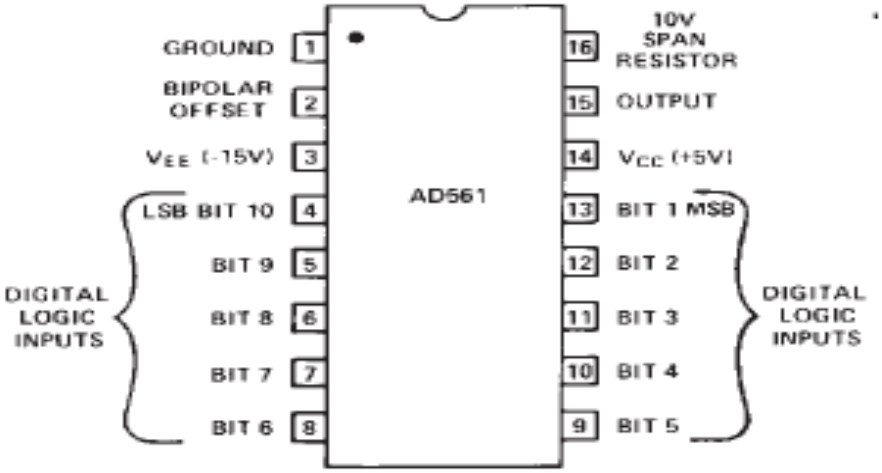


Figure : III-14. Branchement électrique du CNA AD561

VI. L'actionneur

L'actionneur est en générale la partie de la puissance du régulateur, il permet de piloter le processus en modulant le signale de commande.

Une des particularités de notre réalisation que la résistance de chauffage du processus fonctionne sous une tension de 220v alternative (50Hz), il est donc indispensable de découpler le circuit de commande de celui du processus, aussi faut il garder la proportionnalité entre le signale de commande et la puissance dissipé par la résistance aussi puissance fournit à la résistance.

Notre actionneur peut être divisé en deux parties distinctes :

Le gradateur de puissance : composé d'un triac et d'un opto-triac.

Le modulateur MLI : génère un signal de modulation de largeur

d'impulsion pour commander le gradateur.

VI.1 Le gradateur de puissance

Dans ce type de montage nous avons fait appel à des composants spécifiques, qui possèdent la particularité de travailler avec des tensions et des courants très élèves, parmi ces composants :

VI.1.1. Le triac

Le triac (**TRI**ode **A**lternating **C**urrent) est un dispositif semi conducteur à trois électrodes qui autorise la mise en conduction et le blocage des deux alternances d'une tension alternative.

Le triac peut passer d'un état bloqué à un régime conducteur dans les deux sens de polarisation, et repasser à l'état bloqué par inversion de tension (passage par zéro).

Par analogie (et d'ailleurs le symbole le suggère). On pourrait dire qu'un triac est constitue de deux thyristor montés « tête-bêche» ou en antiparallèle.

Les trois électrodes de triac sont dénommées :

- **Gâchette :** électrode de commande (gate).
- **Anode1 :** assure la conduction (MT1, Main Terminals1)
- **Anode2 :** assure la conduction (MT2, Main Terminals2)

VI.1.2. Le principe de fonctionnement d'un triac

Un courant de commande très faible (environ 50mA) déclenche la triac, qui reste amortie jusqu'au passage par zéro des sinusoïdaux secteurs. Contrairement au thyristor, le triac peut conduire dans les deux sens de polarisation.

VI.1.3. Mise en œuvre du triac en gradateur de puissance

Pour une utilisation du triac en gradateur, il est préférable de faire appel à un composant spécialisé, l'**opto-triac,** qui est conçu pour cette application et qui dispose de l'avantage appréciable d'une isolation de 7500V.

La mise en œuvre de ce dispositif est très simple, puisqu'il suffit d'applique un niveau positif bas tension sur la DEL de l'opto-triac, qui commande à son tour le triac. L'opto-triac fait donc figure d'interface. En quelque sorte, entre le circuit de commande et le circuit commandé.

Le circuit adopté pour notre réalisation est illustré figure suivante (Voir Figure : III-15):

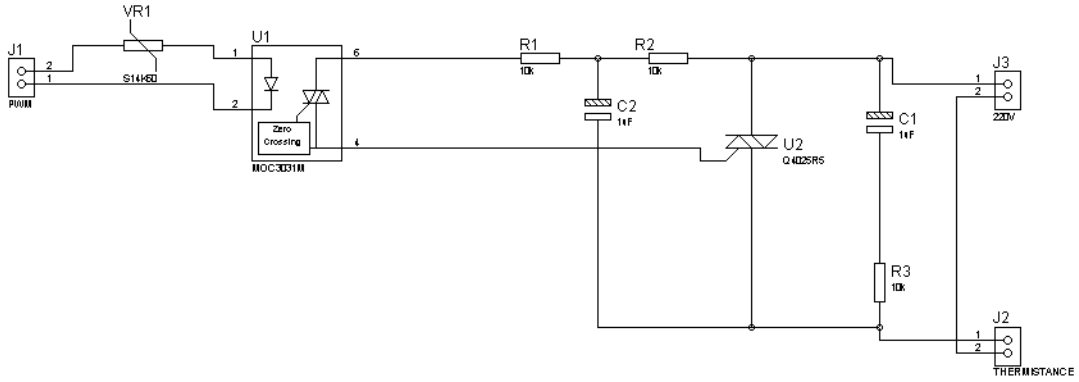


Figure : III-15. schéma électrique de l'étage de commande en puissance

La puissance fournie à la charge est maximale lorsque le déclanchement a lieu. Juste après le passage par zéro de la tension alternative.

En retardant l'impulsion de déclanchement, on peut faire varier à volonté l'intensité appliquée à la charge, dans ce cas le circuit fonctionne en gradateur, il permet de moduler facilement la puissance dissipée dans la charge (puissance moyenne).

On distingue deux types :

- Gradateur à angle de phase
- Gradateur à trains d'ondes

La différence réside dans le fait que le premier est amorcé et éteint pendant la durée d'un cycle de tension secteur, le deuxième est amorcé puis éteint pendant un certain nombre.

En résumé c'est la fréquence de la séquence amorçage blocage qui diffère.

L'allure de la tension aux bornes de la charge dans les deux cas est illustrée dans les Figures III-16, 17, 18, 19,20.

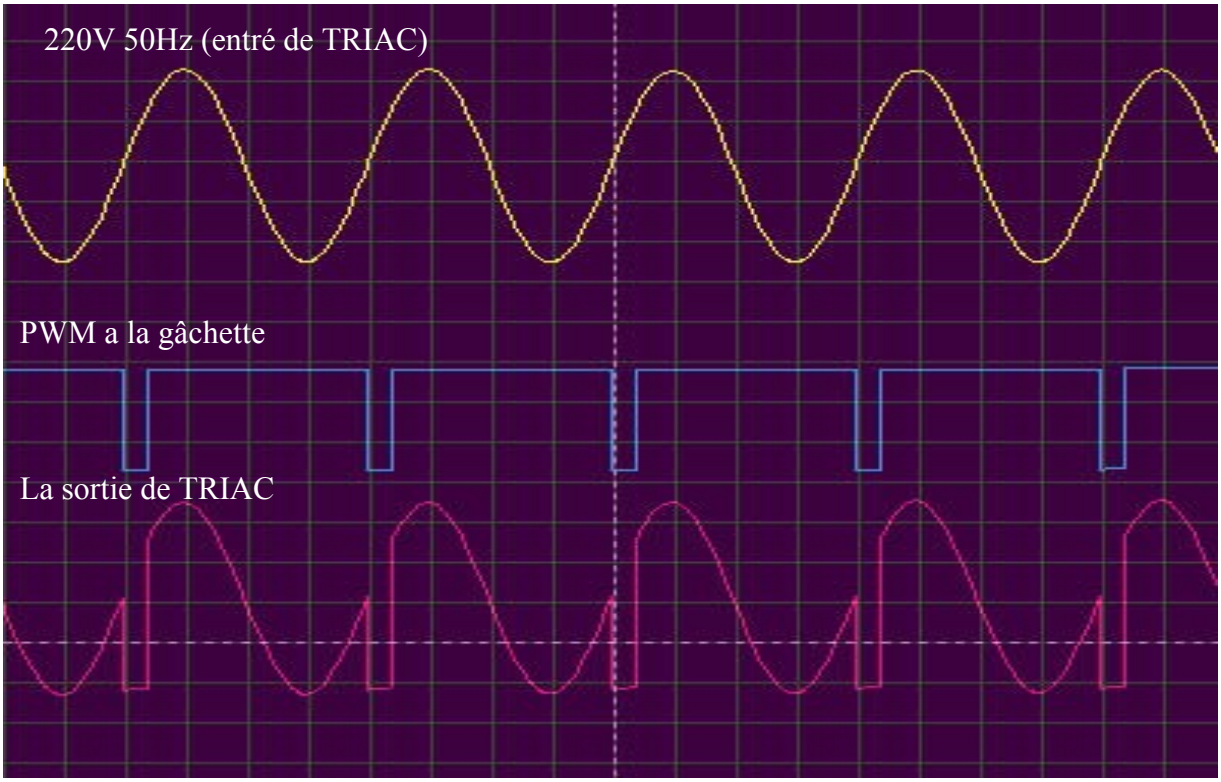


Figure : III-16. Avec PWM de 10%

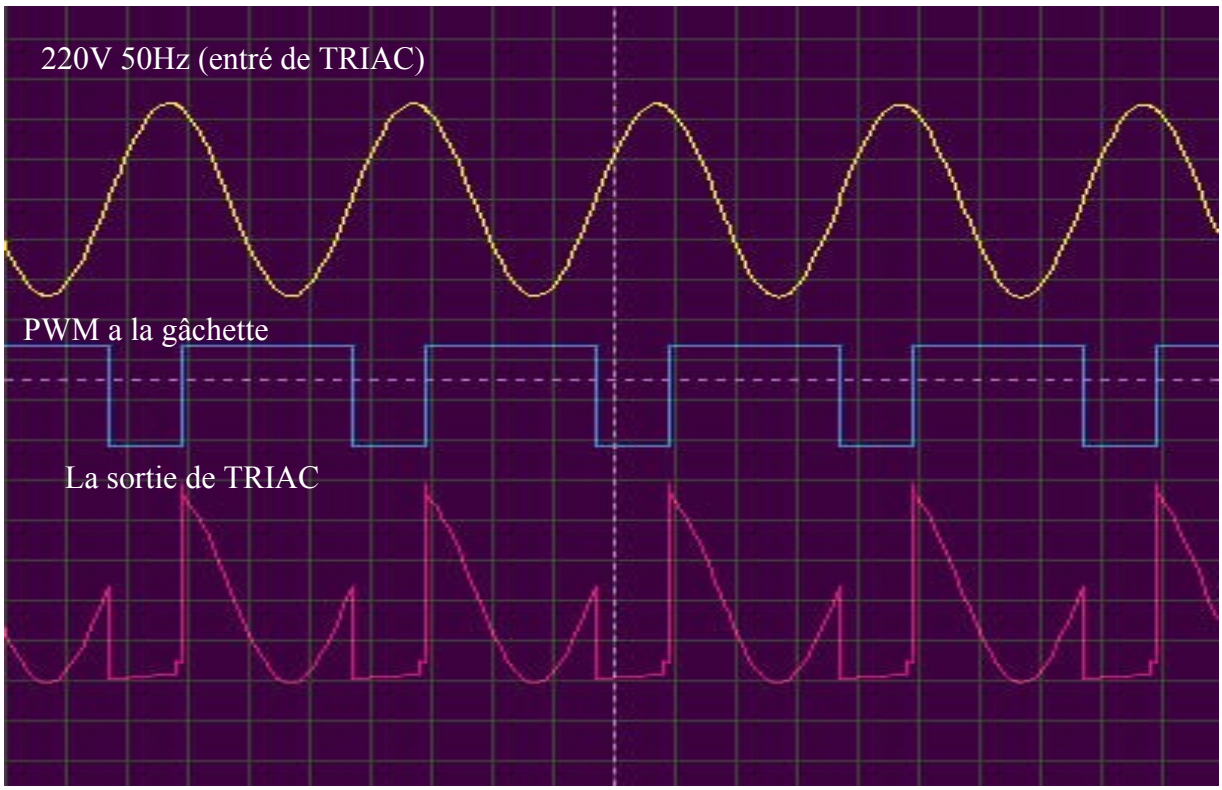


Figure : III-17. Avec PWM de 30%

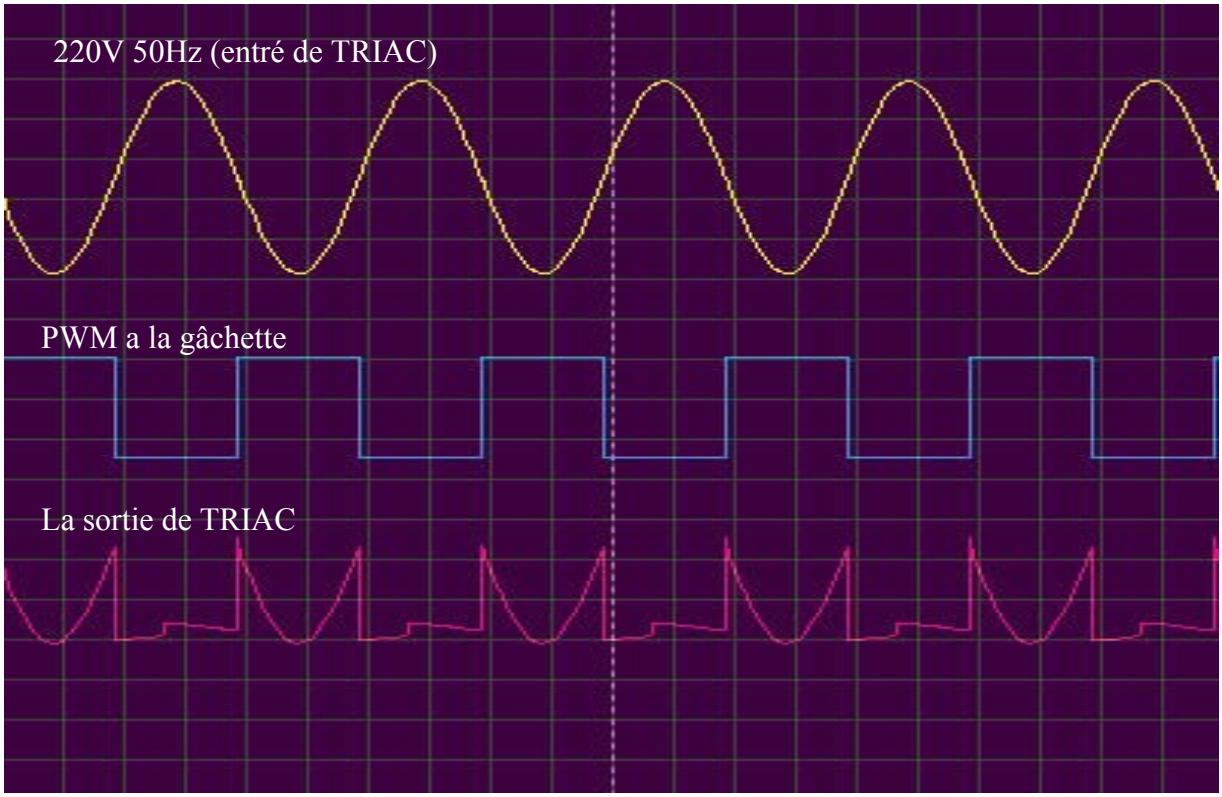


Figure : III-18. Avec PWM de 50%

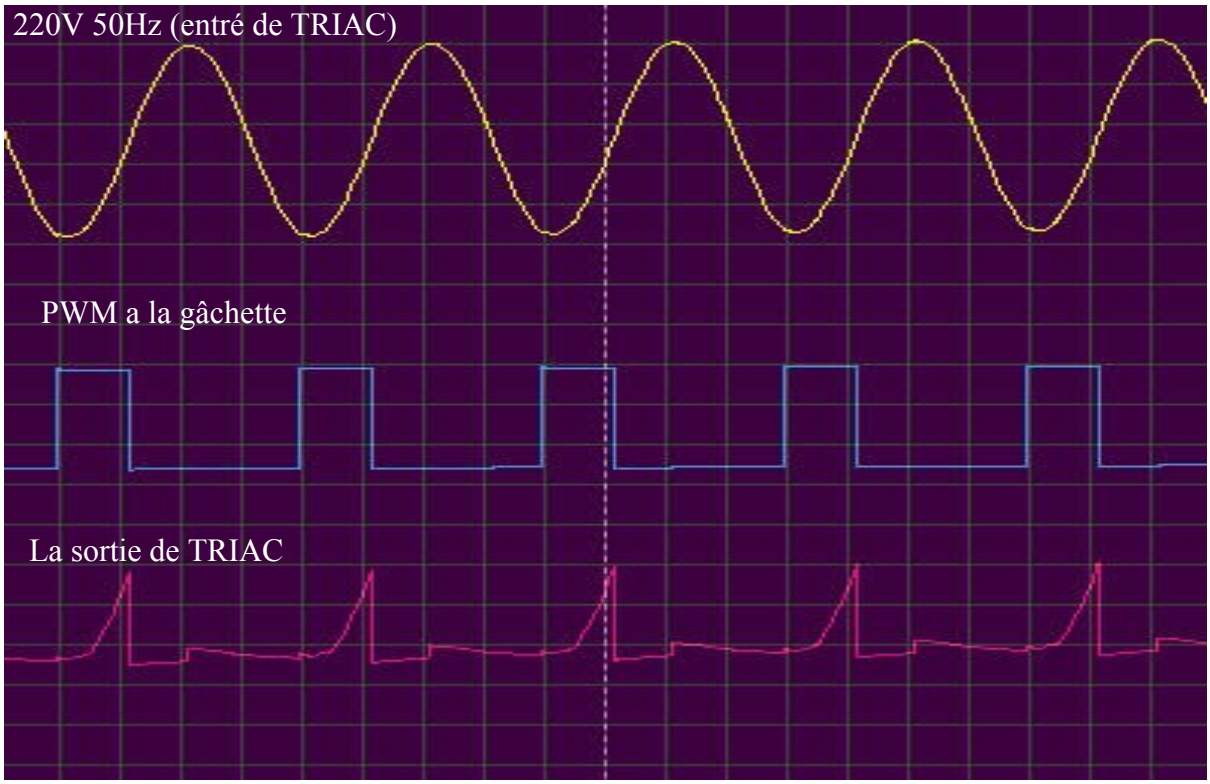


Figure : III-19. Avec PWM de 70%

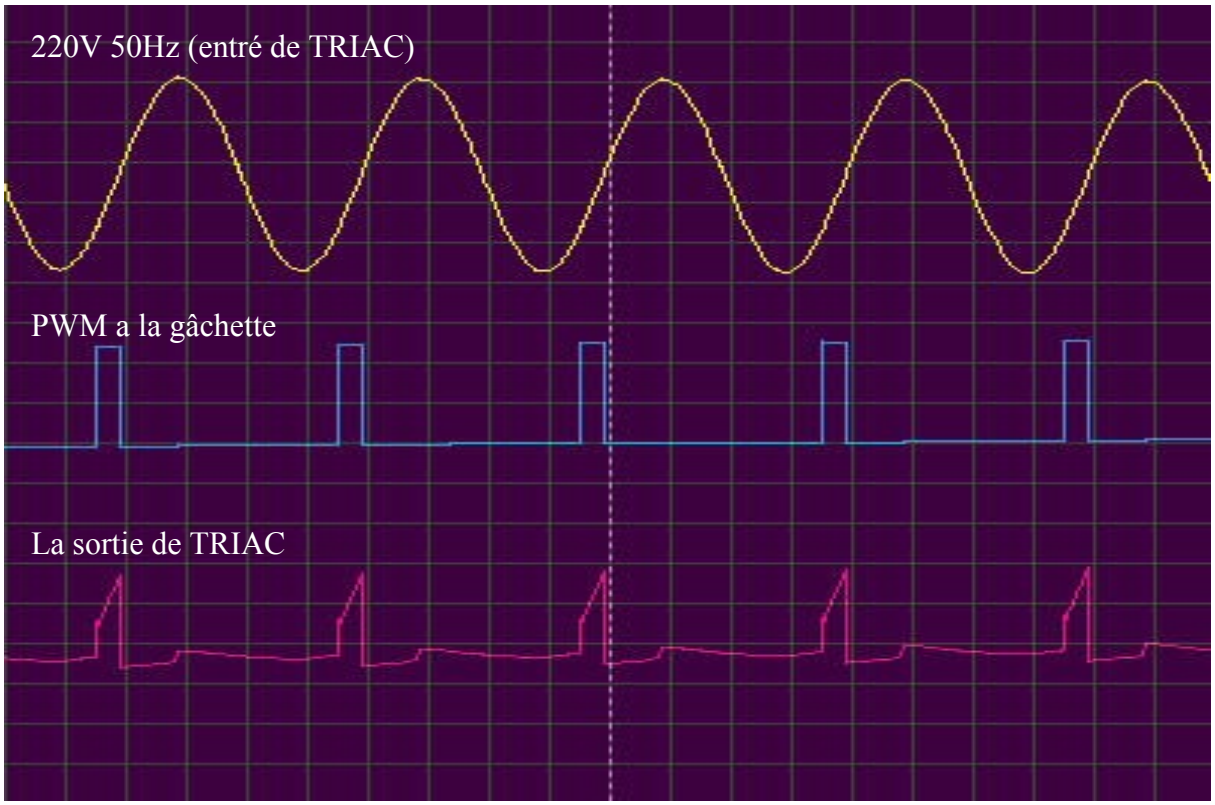


Figure : III-20. Avec PWM de 90%

VI.2. Modulateur de Largeur d'Impulsion (étage MLI)

VI.2.1 Introduction :

L'intérêt de notre régulateur PID est de fournir un signal de commande adapter au procède, il est donc indispensable de garder une proportionnalité entre le signal de commande et la puissance dissipée dans le procède (l'élévation de la température est la conséquence de la dissipation de puissance par effet joule).

Comme conclus dans le titre précédent, le moyen d'y parvenir est de moduler l'amplitude de signal de commande u(t) en un signal MLI ou PWM qui est un signal modulé en longueur d'impulsion.

VI.2.2. Constitution de l'étage MLI

Il est essentiellement constitué de quatre amplificateurs opérationnels :

- Deux sont montés en générateur de signal triangulaire (U1-4 et U1-2 sur le schéma) le troisième est un soustracteur car le signal triangulaire ne s'annule pas donc on le décale pour obtenir un signal triangulaire pur (U1-1 sur le schéma).

- Le quatrième, aussi en comparateur (U13 sur le schéma) reçoit le signal de commande u(t) et le signal triangulaire V_{triac} à sa sortie V_{mli} vaut :

$$\mathbf{V_{mli} = A\ [\ K\ U(t) - V_{triac}\ ]}$$

- Avec U(t) signal de commande issue du CNA .

- V_{triac} le signal triangulaire de référence $V_{mli} = 1.5\Delta_{2.5ms}$

- K facteur de mise en forme il vaut 1/3 .

- A est le gain du soustracteur il est très grand de l'ordre de 1000 afin de saturer rapidement la sortie du soustracteur pour obtenir un signal V_{mli} de forme carré

(Voir Figure : III-21)

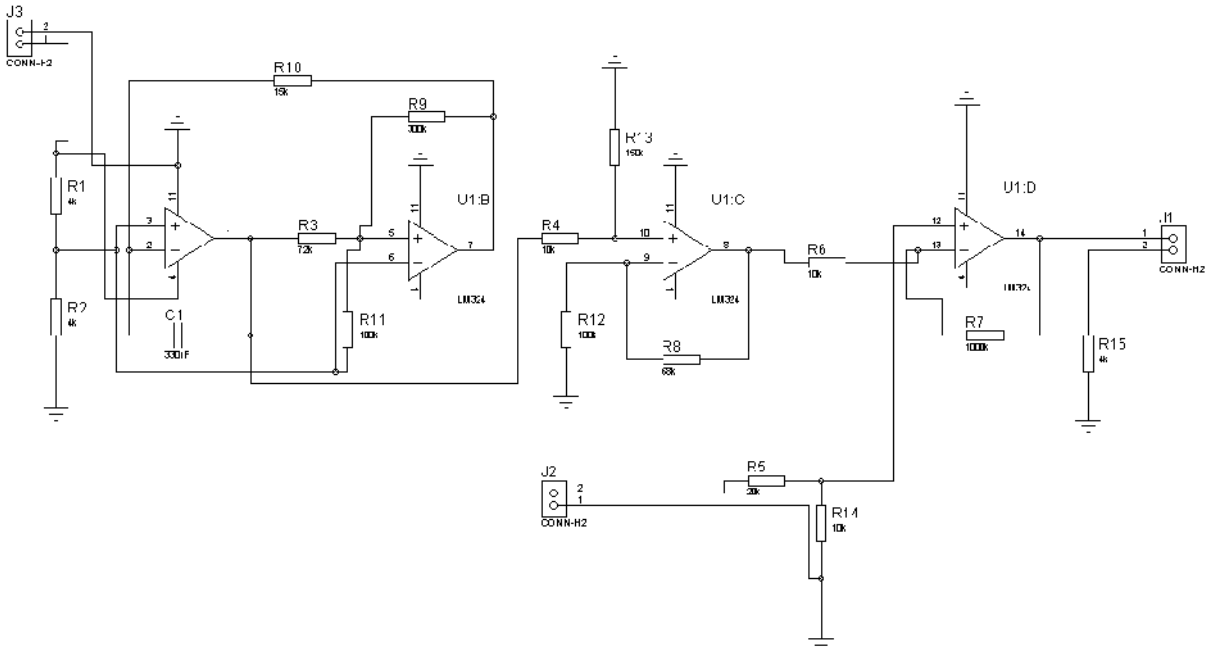


Figure : III-21.schéma électrique de l'étage PWM

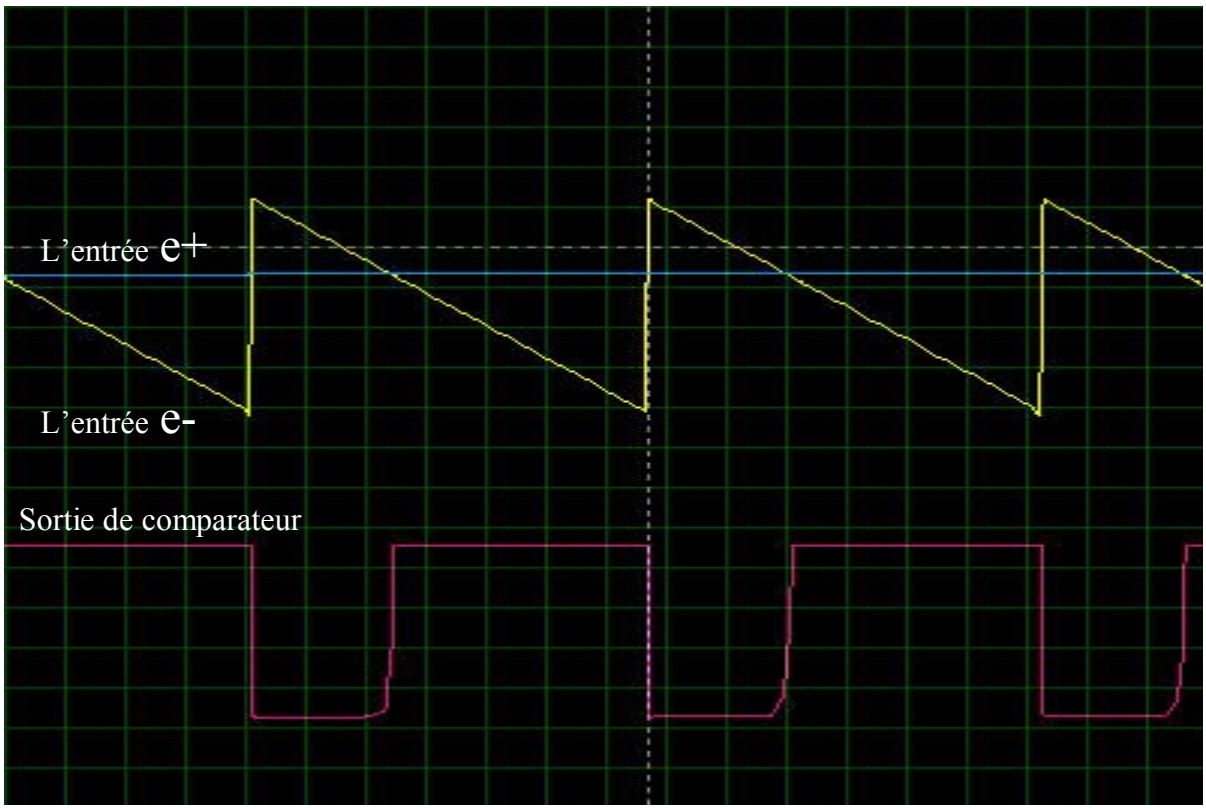


Figure III.22. Graphe de mesure a la sortie de comparateur

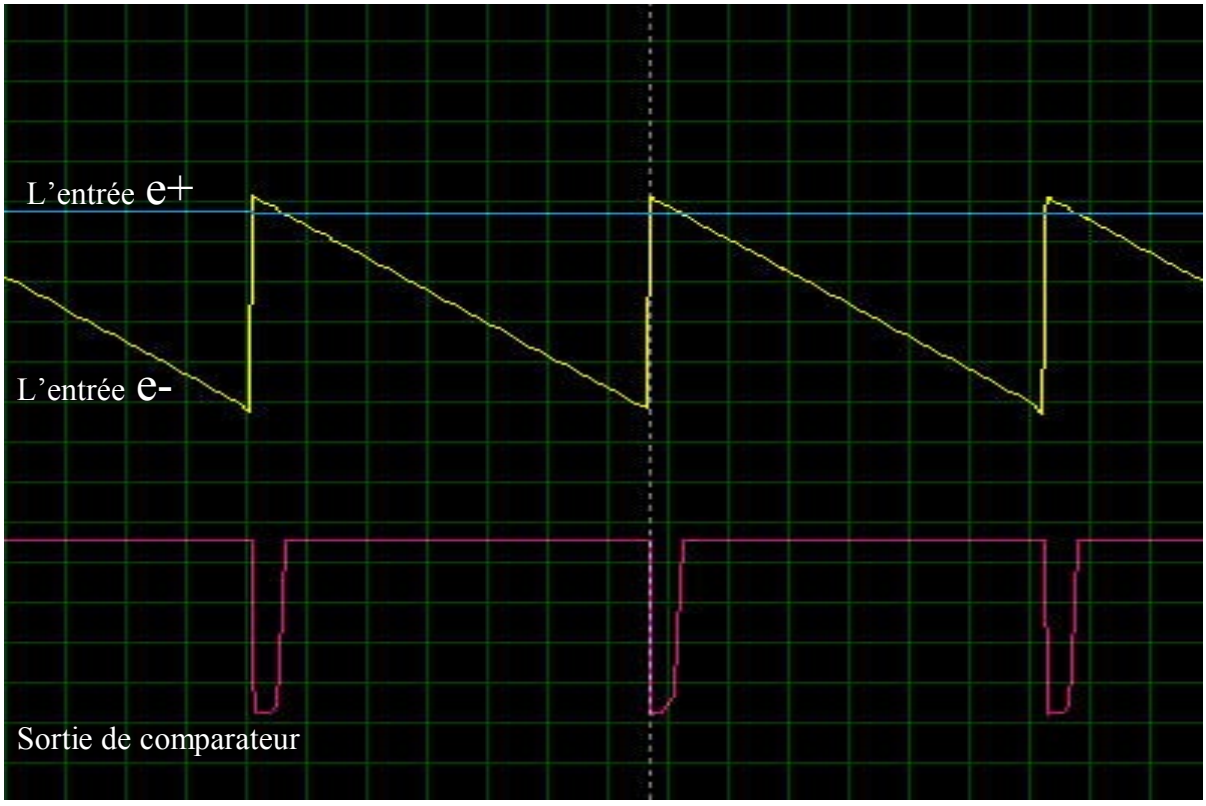


Figure III.23. Graphe de mesure a la sortie de comparateur

VII. La console

La console est l'interface utilisateur machine, elle permet de régler et de contrôler le fonctionnement du système, elle est constituée d'un clavier et un afficheur LCD.

VII.1. Le clavier

Il permet à l'utilisateur de fixer la consigne de régulation à tout moment.

Le clavier est constitué de trois boutons poussoirs :

A. **Le bouton config :** permet de basculer en mode consignement ou l'utilisateur peut modifier les déférents paramètres de régulation.

B. **Les boutons (+) et (-)** : par l'action sur le bouton (+) on incrémente(donc on augmente) la valeur de la consigne, logiquement l'action sur le bouton (-) décrémente(donc diminue) la valeur de la consigne. (Voir Figure : III-24)

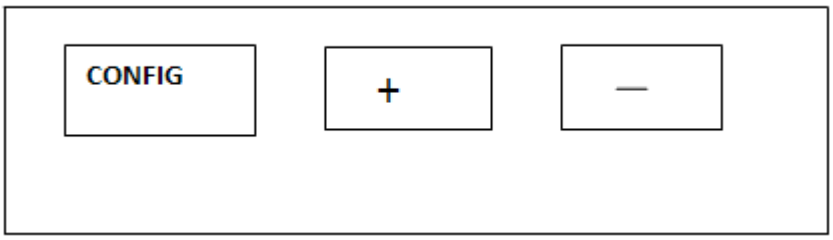


Figure III.24 : Représentation du clavier.

VII.2. L'afficheur LCD

L'afficheur à pour rôle de permettre à l'utilisateur de lire directement la valeur de la consigne, ainsi que la température de l'enceinte et le mode de fonctionnement.

Il a de ce fait une importance capitale car il fournie des informations directement exploitable du système.

VII.2.1. Description des afficheurs LCD

Les afficheurs à cristaux liquides sont des modules compacts intelligents et peu de composants externes pour un bon fonctionnement.

Plusieurs afficheurs sont disponibles sur le marché et ne différent les uns les autres, non seulement par leurs dimensions, (de 1 à 4 lignes de 6 à 80 caractères), mais aussi par leurs caractéristiques techniques et leurs tensions de service. Certains sont dotés d'un rétros éclairage de l'affichage. Cette fonction fait appel à des LED montées derrière l'écran du module. (Voir Figure : III-25)

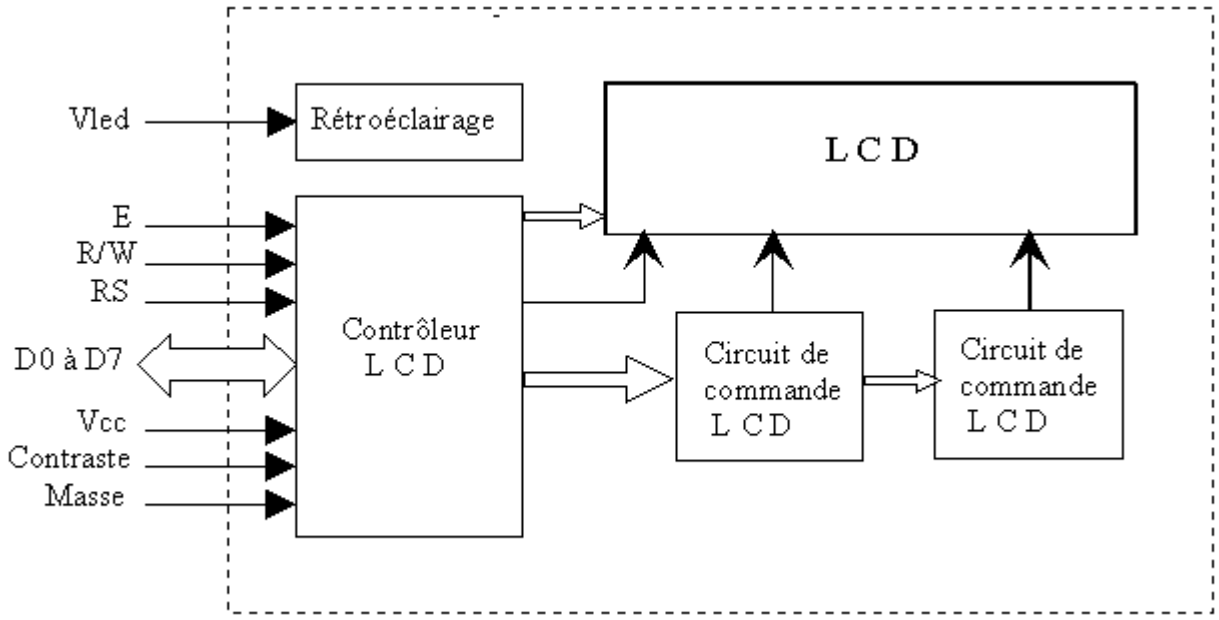


Figure III.25. Schéma fonctionnel d'un afficheur LCD

Comme le montre le schéma fonctionnel, l'affichage comporte d'autres composants que l'afficheur à cristaux liquides (LCD) seul.

Un circuit intégré de commande spécialisé, le LCD-contrôler, est chargé de la gestion. Du module. Le ‹‹ contrôleur›› remplit une double fonction : d'une part il commande l'affichage et de l'autre se charge de la communication avec l'extérieur.

VII.2.2. Caractéristique du module d'affichage DMC16433

(Voir Figure : III-26)

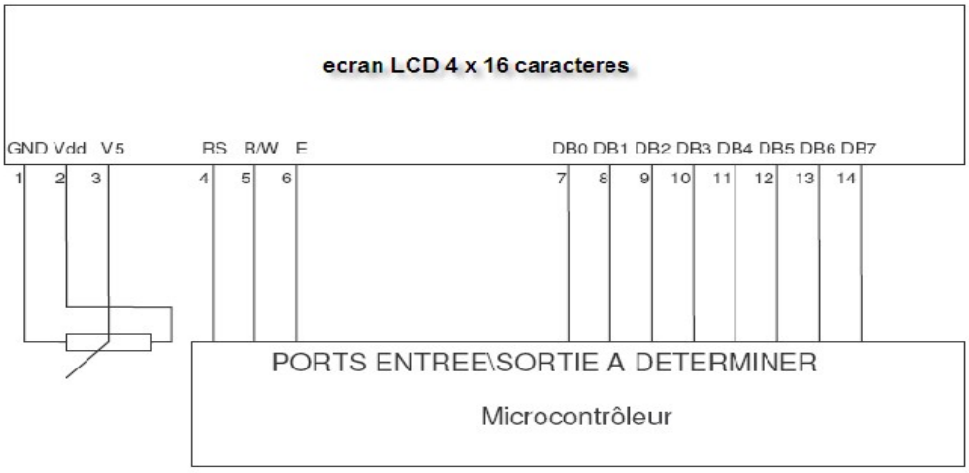


Figure III.26. Symbole électrique du module LCD DMC 16433

VII.2.3. Caractéristique électrique de l'afficheur

Comme illustré sur la figure II.33, le module d'affichage LCD DMC16433 est constitué de :

Un port bidirectionnel d'entrées sorties logiques, il contient 8 broches notées de DB0 à DB7, elles permettent de communiquer avec le périphérique.

Deux entrées de sélections notés RS et R/W, elles permettent de fixer le mode de fonctionnement et le contrôle des opérations d'écriture et de lecture. Le tableau ci-dessous résume les différentes combinaisons possibles et le fonctionnement correspondant.

Entrées		Opérations
RS	0	Lecture ou écriture dans les registres internes
	1	Lecture ou écriture du port
R/W	0	Ecriture
	1	Lecture

L'entrée **E** est l'entrée de validation, elle valide la valeur des entrées, donc le mode et l'instruction souhaitée.

L'entrée DB7 du port fait aussi office de flag (busy flag), il est positionné lorsque l'entrée RS est mise à 0, indiquant qu'une opération interne est en cours, donc aucune donnée ne doit être envoyé vers le module avant que le flag ne soit à l'état bas

Le module est alimenté par l'entrée Vcc avec une tension 5V, l'entrée V_{ss} est la masse, L'entrée V_{ee} peut être alimentée par une des tensions de -7 à 0 V, la valeur de cette tension permet d'ajuster le contraste du LCD.

La capacité d'affichage est de 16 caractères par 4 lignes, il y a trois modes possibles en une seule ligne 1 x 16, en deux lignes 2 x 8 ou quartes lignes 16 x 4.Les adresses correspondantes à la position de chaque caractère sur l'afficheur sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Colonne	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Ligne 1	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10
Ligne 2	41	42	43	44	45	46	47	48	49	4A	4B	4c	4D	4E	4F	50
Ligne 3	11	12	13	14	15	16	17	18	19	1A	1B	1C	1D	1E	1F	20
Ligne 4	51	52	53	54	55	56	57	58	59	5A	5B	5C	5D	5E	5F	60

La démarche à suivre pour afficher un caractère est :

1. Mettre les entrées de sélection RS et R/W à zéro, et sélectionner le mode d'affichage en positionnant DB4 et DB5, avec DB3 et DB2 à zéro, on valide on valide par E et on attend que le flag revient à zéro.
2. On met ensuite DB4 et DB5 à zéro et DB3, DB2 et DB1 à 1, on valide et on attend le flag, le curseur apparait a la fin de l'opération.
3. On positionne RS à 1 R/W à zéro, on envoie l'adresse de la case à afficher sur le port DB, et on valide et on attend le flag.
4. Le curseur est maintenant positionné sur la case nécessaire, on envoie le caractère en code ASCII, on valide.

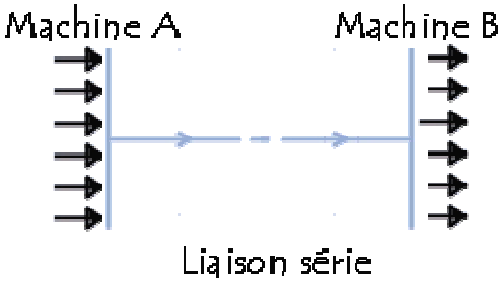
5. Le caractère est affiché, le curseur s'incrémente automatiquement.
6. On recommence à 4 jusqu'à la fin de la ligne.
7. Pour sauter à la ligne suivante, on met RS et R/W à zéro et en envoie le numéro de la case à laquelle le curseur doit sauter, et on valide.

On valide par l'envoie d'une impulsion positive de durée 2 µs sur l'entrée E du module.

VIII. Liaison série USB et RS 232

VIII.1. Présentation liaison série

Les liaisons séries permettant la communication entre deux systèmes numériques en limitant le nombre de fils de transmission. Le terme série désigne un envoi de données via un fil unique.



VIII.1. 1. Liaison USB

Présentation du bus USB

Le bus **USB** (*Universal Serial Bus*, en français *Bus série universel*) est, comme son nom l'indique, basé sur une architecture de type série. Il s'agit toutefois d'une interface entrée-sortie beaucoup plus rapide que les ports séries standards. L'architecture qui a été retenue pour ce type de port est en série pour deux raisons principales :

- l'architecture série permet d'utiliser une cadence d'horloge beaucoup plus élevée qu'une interface parallèle, car celle-ci ne supporte pas des fréquences trop élevées (dans une architecture à haut débit, les bits circulant sur chaque fil arrivent avec des décalages, provoquant des erreurs) ;
- les câbles série coûtent beaucoup moins cher que les câbles parallèles.

Les normes USB

Ainsi, dès 1995, le standard USB a été élaboré pour la connexion d'une grande variété de périphériques.

Le standard **USB 1.0** propose deux modes de communication :

- 12 Mb/s en mode vitesse élevé.
- 1.5 Mb/s à faible vitesse.

Le standard **USB 1.1** apporte quelques clarifications aux constructeurs de périphériques USB mais ne modifie en rien le débit. Les périphériques certifiés USB 1.1 portent le logo ci-dessus.

La norme **USB 2.0** permet d'obtenir des débits pouvant atteindre 480 Mbit/s. Les périphériques certifiés USB 2.0 portent le logo suivant :

En l'absence de logo la meilleure façon de déterminer s'il s'agit de périphériques USB à faible ou haut débit est de consulter la documentation du produit dans la mesure où les connecteurs sont les mêmes.

La compatibilité entre périphériques USB 1.0, 1.1 et 2.0 est assurée. Toute fois l'utilisation d'un périphérique USB 2.0 sur un port USB à faible débit (i.e. 1.0 ou 1.1), limitera le débit à 12 Mbit/s maximum. De plus, le système d'exploitation est susceptible d'afficher un message expliquant que le débit sera bridé.

VIII.1.2. Les connecteurs

Les connecteurs informatiques, généralement appelés << connecteurs d'entrée-sortie>> noté E/S, sont des interfaces permettant de relier des équipements à l'aide de câbles.

VIII.1.3. Connecteur USB

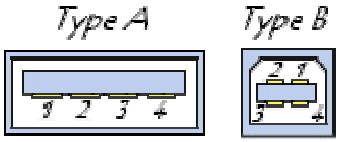
L'USB (Universel Serial Bus), est comme son nom l'indique basé sur l'architecture de type série, il s'agit d'une connexion à haute vitesse qui permet de connecter des périphériques externes à un ordinateur.

VIII.1.4. Types de connecteurs USB

Il existe deux types de connecteurs USB :

♦ Les connecteurs de type A, dont la forme est rectangulaire et servant généralement pour des périphériques peu gourmands en bande passante (clavier, souris, webcam …)

♦ Les connecteurs de type B, dont la forme est carrée et utilisées principalement pour des périphériques à haut débit (disque dur externe,…)



VIII.1.5. BROCHAGE

Broche	Désignation
1	Alimentation +5v (V_{USB}) 100 mA maximum
2	Données (D-)
3	Données (D+)
4	Masse (M)

L'architecture USB à pour caractéristique de fournir l'alimentation électrique aux périphériques en utilisant pour cela un câble composé de quatre fils ,la masse GND, l'alimentation V_{USB} et deux fils de données D- et D+.

Principe de bus USB

Le bus USB est un bus fonctionnant sur la hiérarchie, commandé par un PC unique, le PC utilise un protocole Maitre /Esclave pour communiquer avec les périphériques USB. Cela signifie que c'est le PC qui décide du transfert des données et que les différents périphériques ne peuvent pas établir de connexion entre eux tant que le maitre n'a pas donné l'autorisation, donc il y'aura pas le problème de collision.

VIII.1.6. Avantages de l'USB

- Faible cout de l'interface.
- Alimentation possible des dispositifs via le câble.
- Branchement et débranchement des périphériques sans avoir besoin d'arrêter le PC.
- Fiabilité et sécurité (détection et correction d'erreurs).

VIII.1.7. Facilité d'utilisation de l'USB

Le principal but du bus USB est la facilité d'utilisation qui se traduit suivant de multiples critères que voici :
Tout d'abord on peut dire que le protocole USB est une norme très souple ; une interface unique suffit pour commander plusieurs types de périphériques, il suffit juste de posséder le bon driver, ensuite, un point fort de l'USB est sa configuration automatique, on l'appelle aussi le « plug & play ». Cela signifie que si l'utilisateur connecte un périphérique USB, Windows détecte automatiquement ce périphérique et charge le driver approprié s'il est disponible dans les fichiers de Windows. Si ce n'est pas le cas, Windows demande d'installer le disque (CDRom) contenant ce driver afin qu'il le copie dans son répertoire de drivers (généralement c:/windows/system32/drivers) et ceci se fait une seule fois.

Lors du prochain branchement, le périphérique USB recharge automatiquement son driver, cette étape est alors transparente pour l'utilisateur. Il faut noter aussi qu'il n'est pas nécessaire, avec le protocole USB, de lancer un fichier d'installation ou de redémarrer (rebooter) le PC avant d'utiliser le périphérique.

VIII.1.8.Drivers

On appelle driver (pilote ou gestionnaire de périphérique en français) chaque programme permettant au système d'exploitation de gérer le matériel.

Le rôle du driver est de jouer l'intermédiaire entre le système et les cartes d'extension ou bien les périphériques externes, ...

Les drivers sont développés par les fabricants du matériel auquel ils correspondent.

VIII.1.9. Protocole USB

Le protocole USB est, comme tout les autres protocoles un protocole à encapsulation. Mais avant de s'intéresser à la trame proprement dite, voyant ce qu'il en est du protocole.

Le client driver communique les demandes de transfert des applications via des IRP (I/O Packet). Puis, l'USB driver traduit chaque transfert en une suite de transactions. Ensuite l'USB Host Controller driver regroupe les transactions en trames et finalement l'USB Host Controller traduit les transactions en paquets et enchaîne les trames.

Le synoptique ci dessous traduit de façon imagée les liens entre les différents éléments.

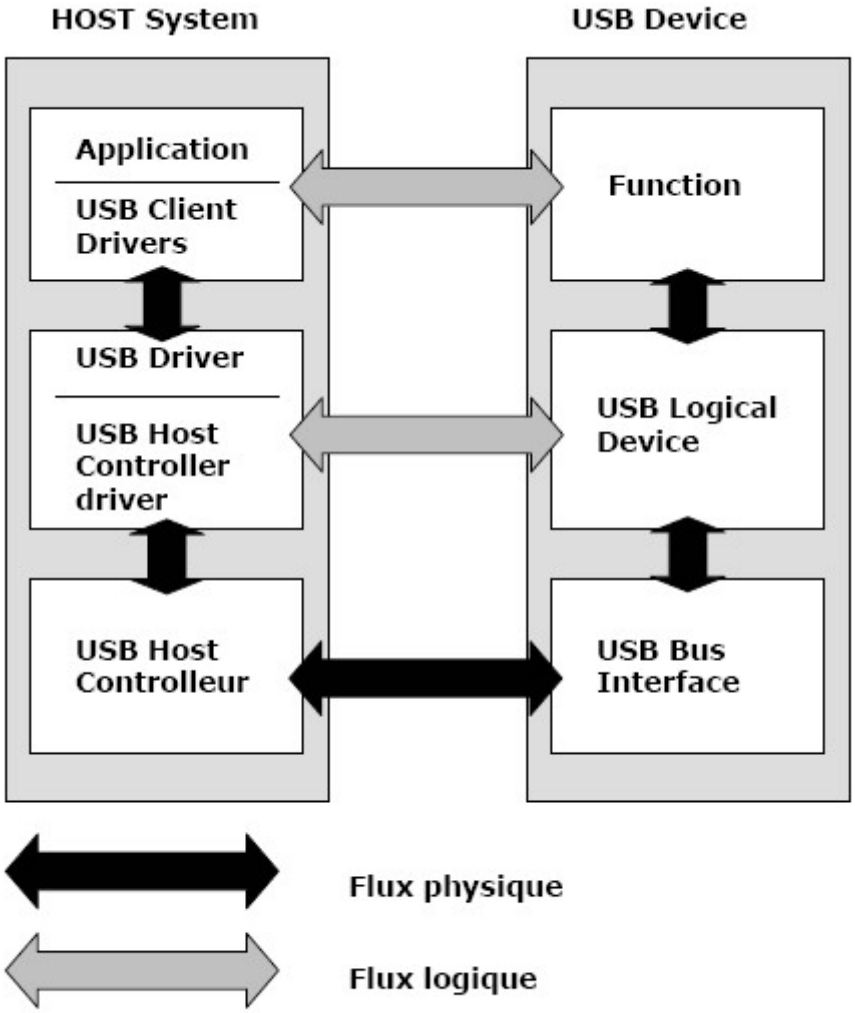
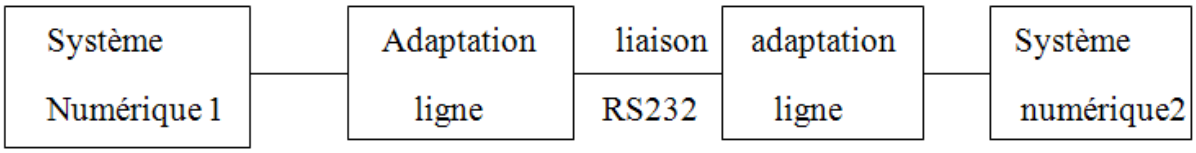


Figure III.27. le protocole USB

VIII.2. RS232

Est un port série, représente la première interface ayant permet aux ordinateur d'échanger des informations avec le monde extérieur. La liaison série aux normes RS232 est de type asynchrone, c'est-à-dire qu'elle ne transmet pas de signal d'horloge.

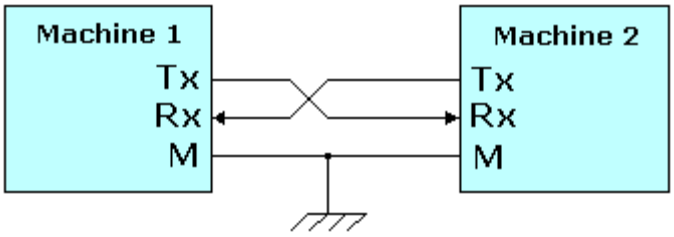
Le schéma fonctionnel est le suivant :



L'adaptation des données se fait à laide d'un circuit adaptateur de ligne (ex MAX232), qui transforme les niveaux logiques issus du système numérique en niveau logique compatible avec les normes RS232 et vice versa.

La transmission série nécessite un minimum de deux fils comportant les trames de données en émission (T_X) et en réception (R_X).

VIII.2.1. Principe



VIII.2.2. Protocole de transmission

Afin que les éléments de communication puissent se comprendre, il est nécessaire d'établir un protocole de transmission. Ce protocole devra être le même pour les deux éléments afin que la transmission fonctionne correctement.

Paramètres rentrant en jeu :

Longueur des mots : 7 bits ou 8 bits.

La vitesse de transmission : les différents vitesses de transmission sont réglables à partir de 110 bauds (bits/seconde) de cette façon : 110 b/s, 150 b/s, 300 b/s,600 b/s,…

La parité : le mot transmis peut être suivi ou non d'un bit de parité qui sert à détecter les erreurs éventuelles de transmission.

Bit de sart : indique la transmission d'un mot (niveau bas).

Bit de stop : indique que le mot est transmis (niveau haut).

Format des trames

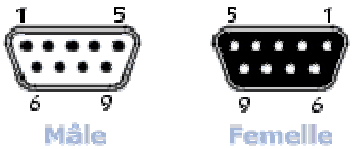
Bit de start en premier dans la trame puis les données (poids faibles en premier), la parité éventuelle et le(s) bit(s) de stop.

VIII.2.3. Le connecteur DB9

Le connecteur DB9 (à l'origine nommé *DE-9*) est une prise analogique, comportant 9 broches, de la famille des connecteurs D-Subminiatures (D-Sub ou

Sub-D).

Le connecteur DB9 sert essentiellement dans les liaisons séries, permettant la transmission de données asynchrones selon la norme RS-232 (RS-232C).



Noter qu'il existe des adaptateurs DB9-DB25 permettant facilement de convertir une prise DB9 en DB25 et inversement.

Brochage

Numéro	Nom	Désignation
1	CD - Carrier Detect	Détection de porteuse
2	RXD - Receive Data	Réception de données
3	TXD - Transmit Data	Transmission de données
4	DTR - Data Terminal Ready	Terminal prêt
5	GND - Signal Ground	Masse logique
6	DSR - Data Set Ready	Données prêtes
7	RTS - Request To Send	Demande d'émission
8	CTS - Clear To Send	Prêt à émettre
9	RI - Ring Indicator	Indicateur de sonnerie
	Shield	Blindage

IX. Calcule des paramètres de synthèse du procédé

IX.1. Introduction : le procédé dans notre projet est constitué de l'ensemble actionneur et processus.

Déterminer ses paramètres équivaut à déterminer sa fonction de transfert.

Pour se faire nous avons appliqué la méthode de la réponse indicielle comme cité au chapitre II et le modèle de Broïda pour fixer les paramètres de régulation Kp, Tp, Td.

Ces paramètres sont ceux d'un PID analogique, car la fonction de transfert du procédé sera continue.

En suite nous procéderons par identification d'un PID analogique à un PID numérique (méthode cité chapitre II), pour déterminer les constantes de régulation de notre PID numérique.

IX.1.2. La méthode d'expérimentation

Nous avons existé l'entrée de l'étage MLI par un signal e(t) = 6v, donc un échelon d'amplitude 5, puis nous avons relevé les valeurs de la température directement de la sortie de la chaine d'acquisition. Voir la figure III.28

IX.1.3. Analyse de la courbe et synthèse du procédé

Il est clair que la réponse obtenue est une réponse typique d'un système de premier ordre. La valeur de la sortie est de la forme :

$$Y(t) = G_0 \left(1 - e^{-\left(\frac{t-L}{T}\right)}\right)$$

G_0 est le gain statique du procédé il vaut 600 (déterminé graphiquement).

La réponse est celle d'un système retardé.

Pour déterminer les constantes L et T qui sont le retard apparent et le temps apparent nous avons utilisé la méthode de Broïda cité au chapitre II, les résultats obtenues sont :

$t_1 = 60$, $t_2 = 75$,donc T =82 et L = 33.

La fonction de transfert du procédé est donc :

$$G(s) = \frac{600}{1+82\,s}\, e^{-33s}$$

Le rapport $\frac{T}{L}$ vaut 2.5 donc la méthode Broïda confirme qu'un PID est applicable.

Les paramètres du PID correspondant déduits du tableau III.5.sont :

KP = 1.

Ti = 95.

Td = 13.

Ces paramètres correspondent à une PID mixte.

La commande du régulateur continue correspondant est :

$$U(t)=K_p\left[e(t)+\frac{1}{T_i}\int_0^t e(t)dt+T_d\frac{de(t)}{dt}\right]$$

La transformé en z de ce type de PID nous donne :

$$C(z)=G_{sr}\left(1+K_i\frac{z}{z-1}+K_d\frac{z-1}{z}\right)$$

On effectuant le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} C_0 = 1 + K_i + Kd = 1 + \frac{1}{T_i} + T_d \\ C_1 = -1 - 2K_d = -1 - 2T_d \\ C_2 = K_d = T_i \end{cases}$$

Kp = 1.

C0 = 14.

C1 = -27.

C2 = 13.

On obtient enfin l'algorithme de calcule du régulateur PID numérique :

$$U_n = 1\ (14Dn - 27D_{n-1} + 13D_{n-2}) + U_{n+1}$$

Avec D_n l'erreur ou la différence entre la consigne et la sortie à l'instant t = n.

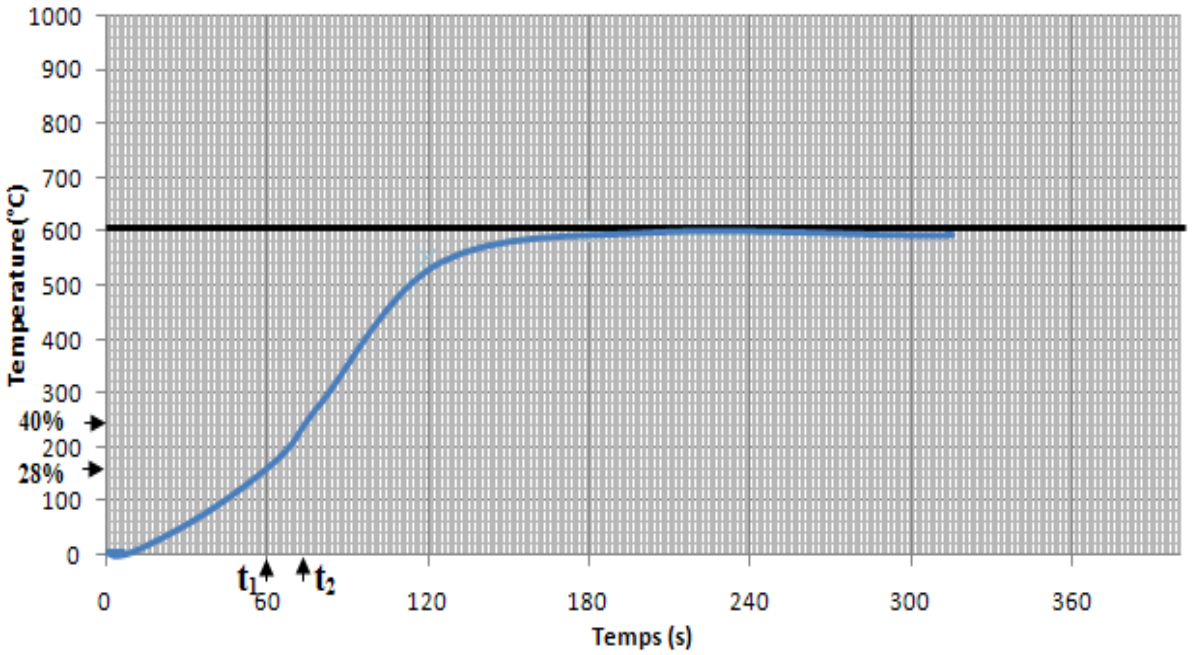


Figure III.28. Réponse indicielle du système

X. Partie simulation

Tous les schémas électriques ont été réalisés et simulés à l'aide de logiciel **ISIS (PROTEUS)**, ce dernier qui a fait ses preuves ces dernières années dans le domaine de la conception et simulation des circuits électroniques, plus exactement la simulation des montages numériques (à base des microcontrôleurs). Les figures III.29, III.30, et III.31 montrent le schéma utilisé pour la simulation, avec **ISIS (PROTEUS),** de la carte de commande, de la carte MLI et de la carte de puissance respectivement.

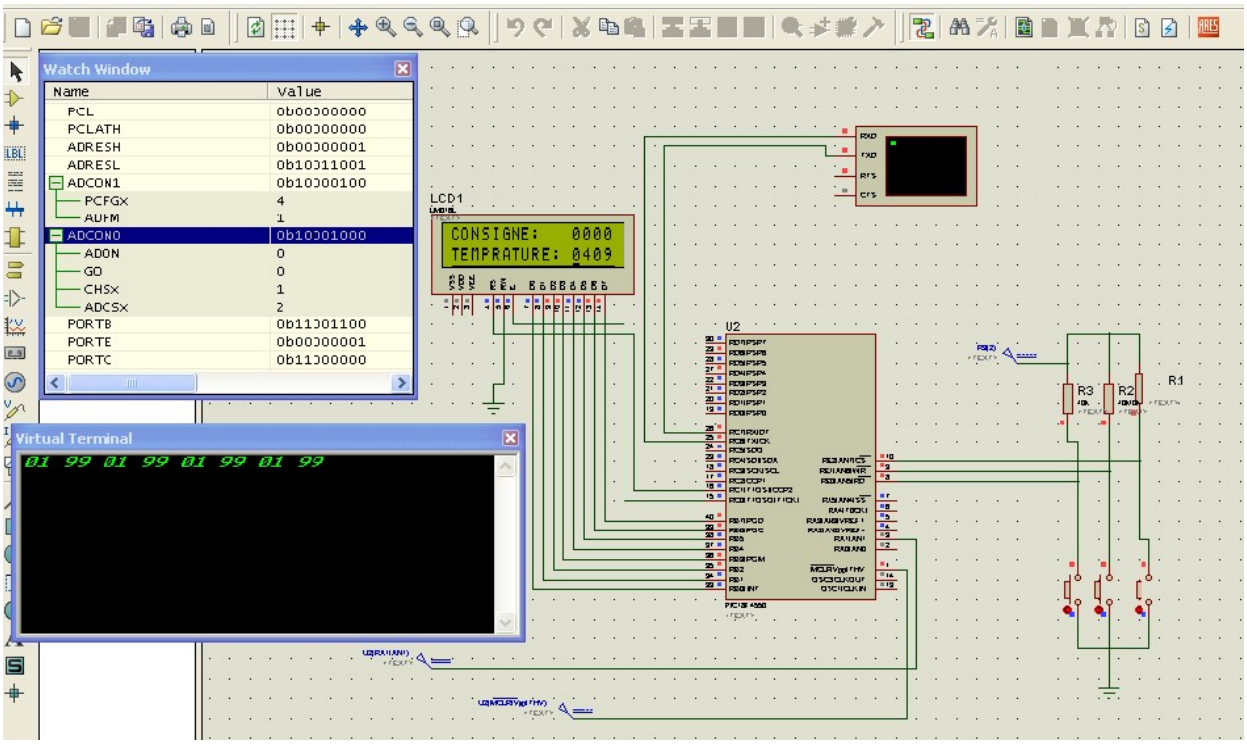


Figure III.29. Simulation de la carte de commande sous PROTEUS.

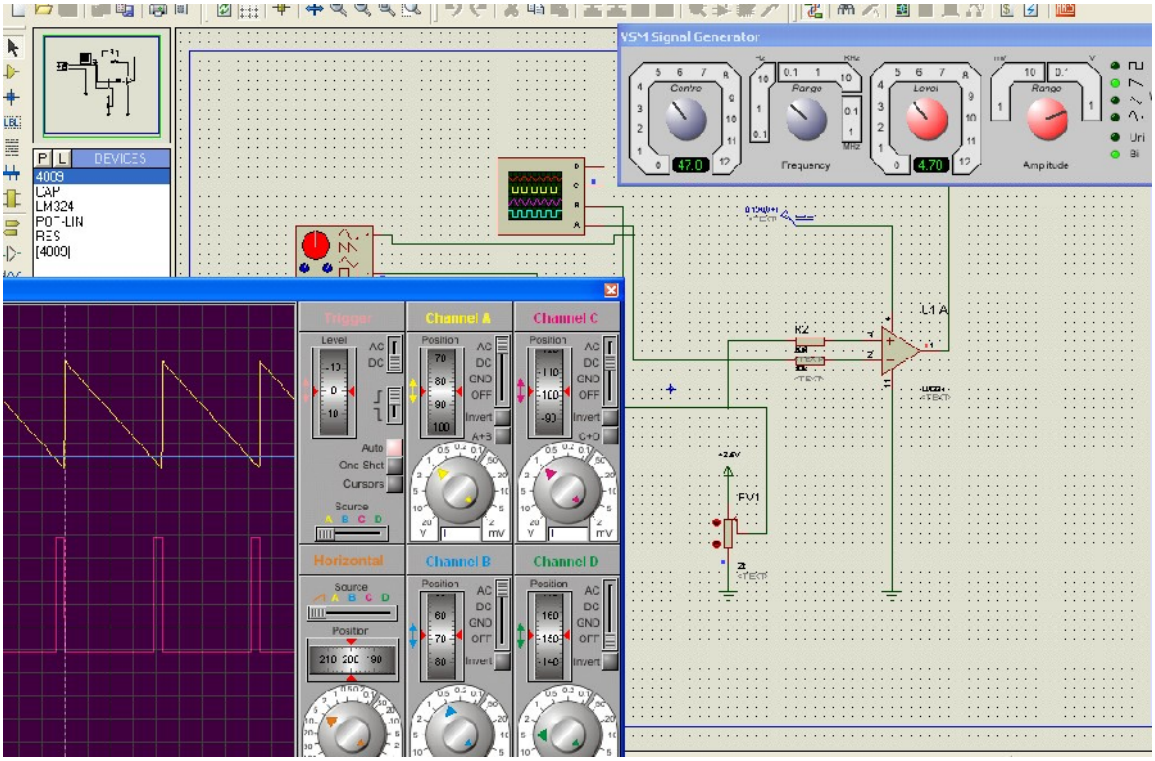


Figure III.30. Simulation de la PWM

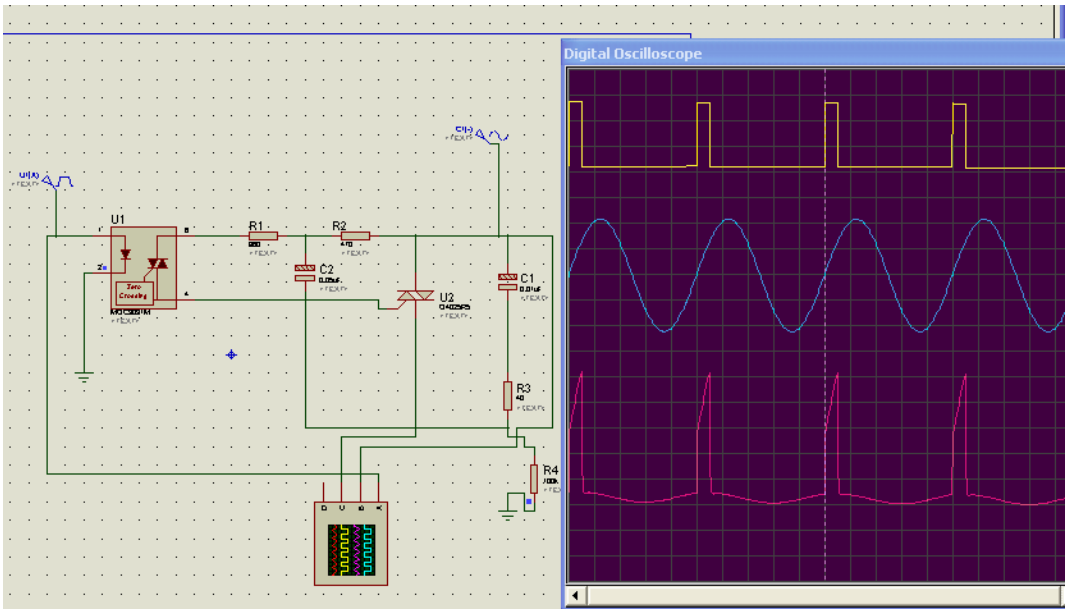


Figure III.31. Simulation de la carte de puissance sous PROTEUS.

X.1. Tracées des circuits imprimés

X.1.1. Conception des circuits imprimés

La conception des circuits imprimés à été réalisée avec **ARES (**voir figure**)**. Tous les circuits imprimés sont réalisés en simple face, pour réduire le cout de la réalisation. Les figures III.33. , III.34, et III.35, donnent respectivement les circuits imprimés de la carte de puissance, la carte de commande et communication et de la carte de conditionnement du signal.

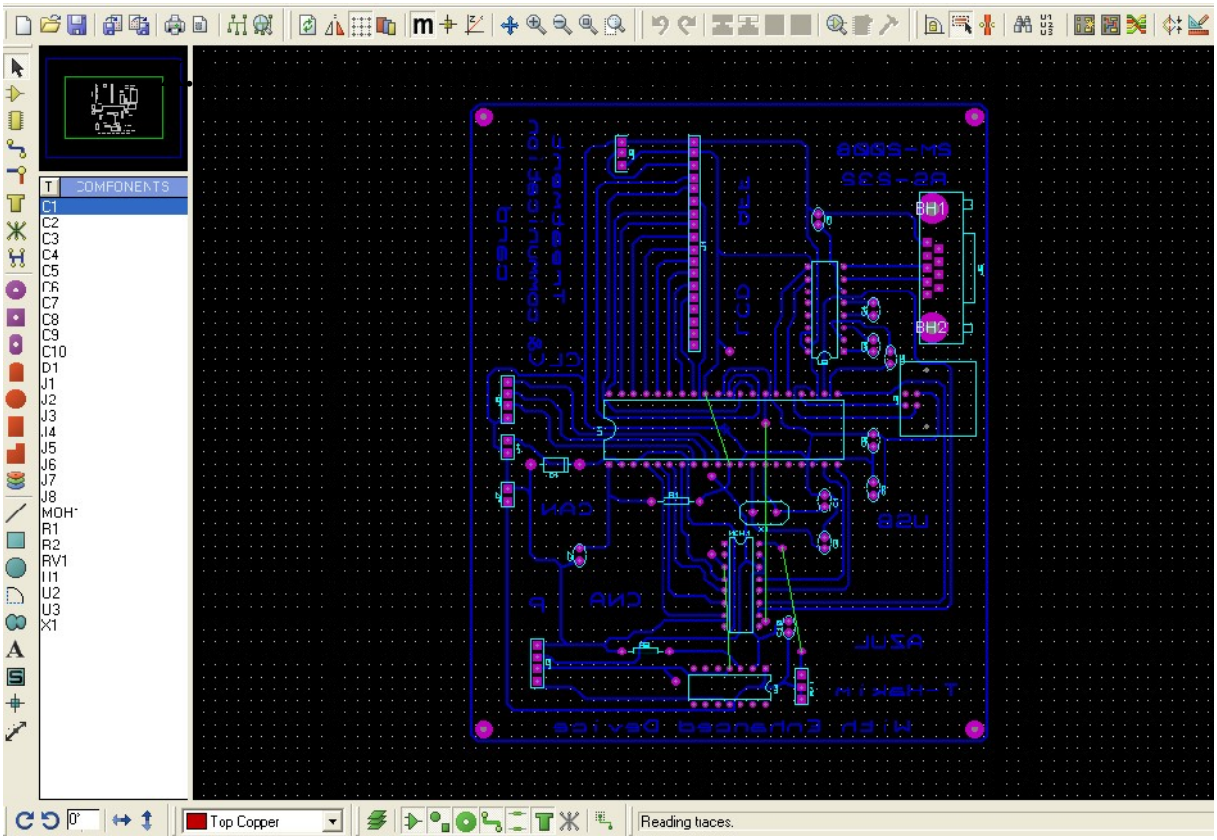


Figure III.32. vue d'un exemple d'un développement d'un circuit imprimé sous ARES (PROTEUS)

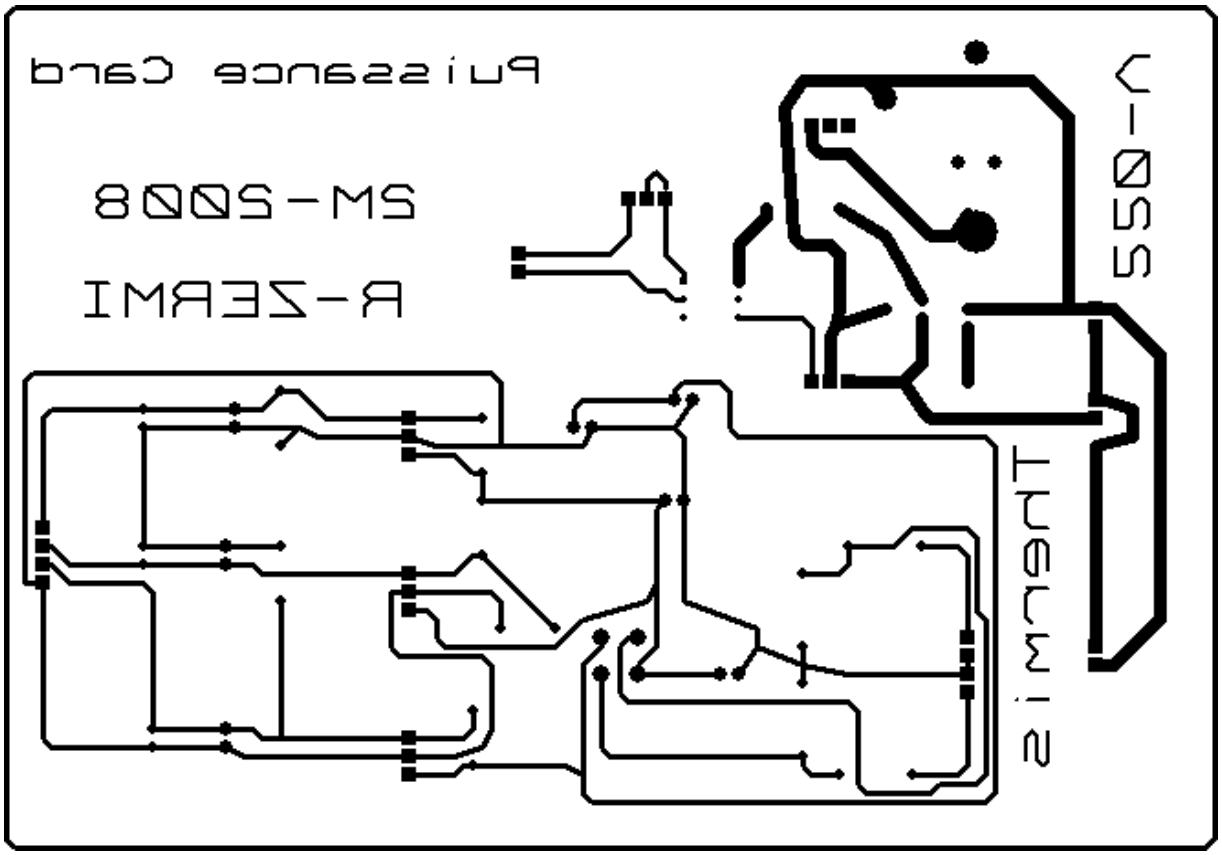


Figure III.33. Tracé de circuit imprimé de la carte de puissance

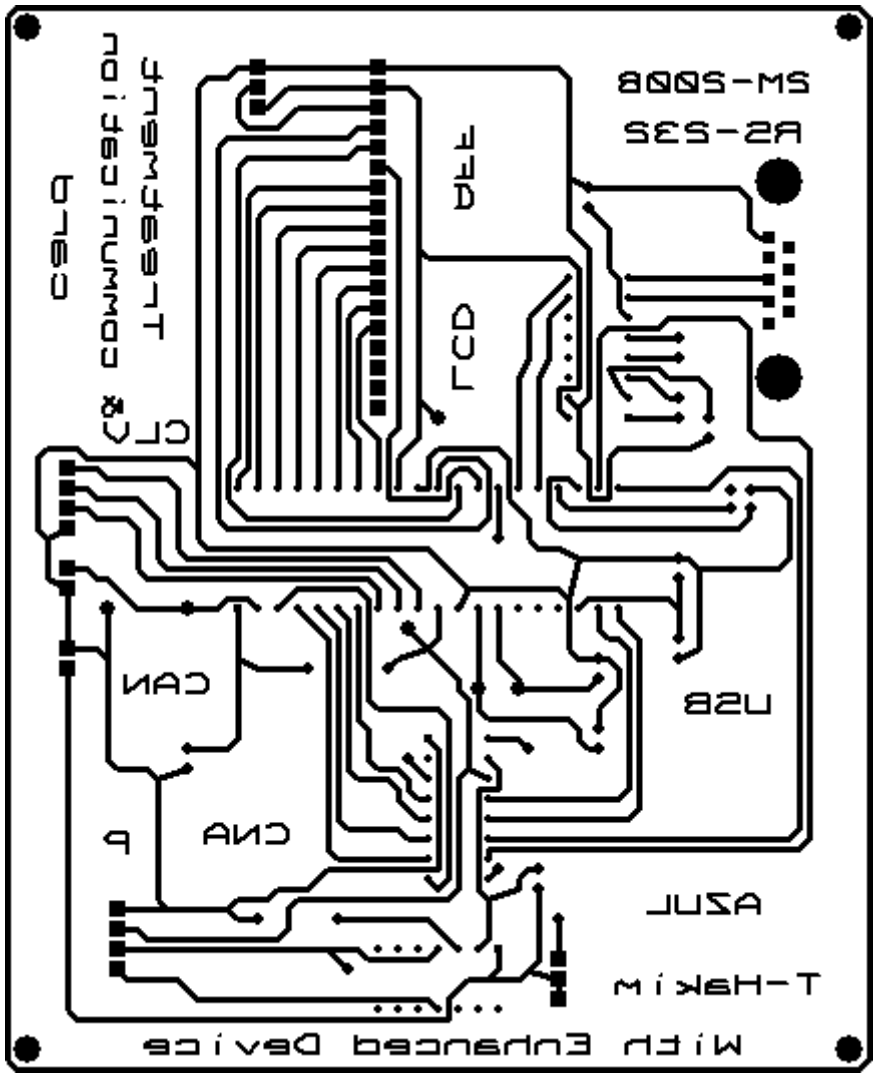


Figure III.34. Tracé de circuit imprimé de la carte de commande et communication.

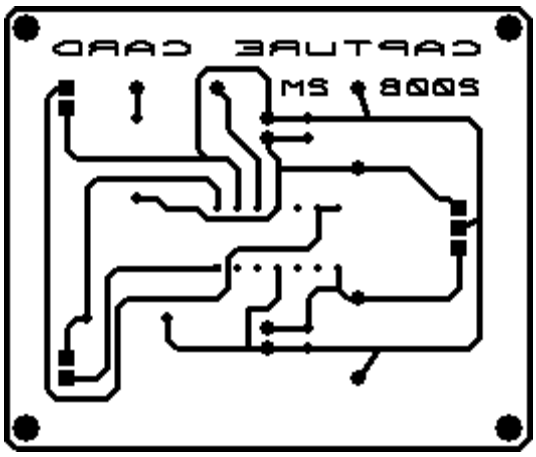


Figure III.35. Tracé de circuit imprimé de la carte de capteur

XI. Conception Logiciel (programmation)

La programmation de microcontrôleur est réalisée en assembleur avec MPLAB V8.1 qui est un environnement de programmation et de simulation de la famille des microcontrôleurs MICROCHIP (voir figure III.36).

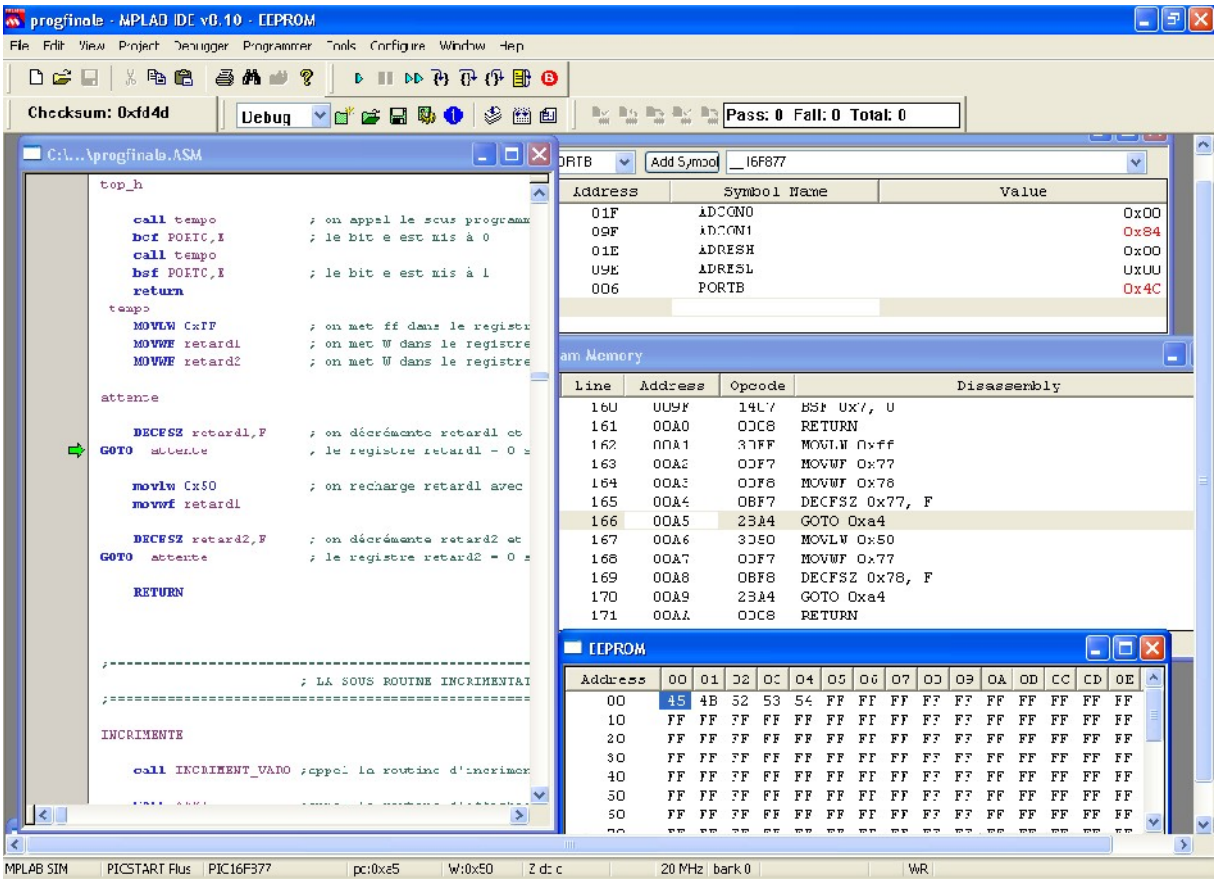
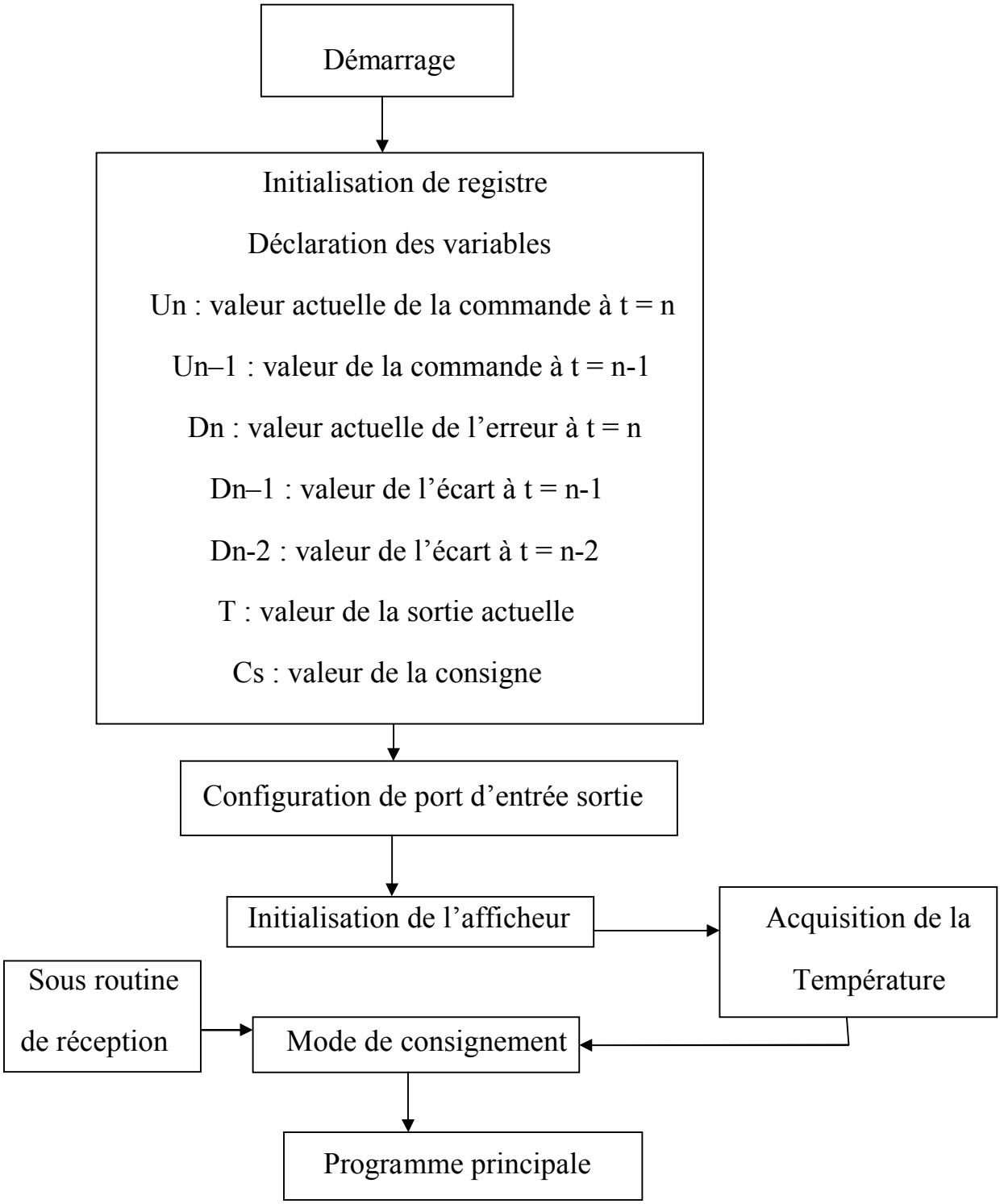


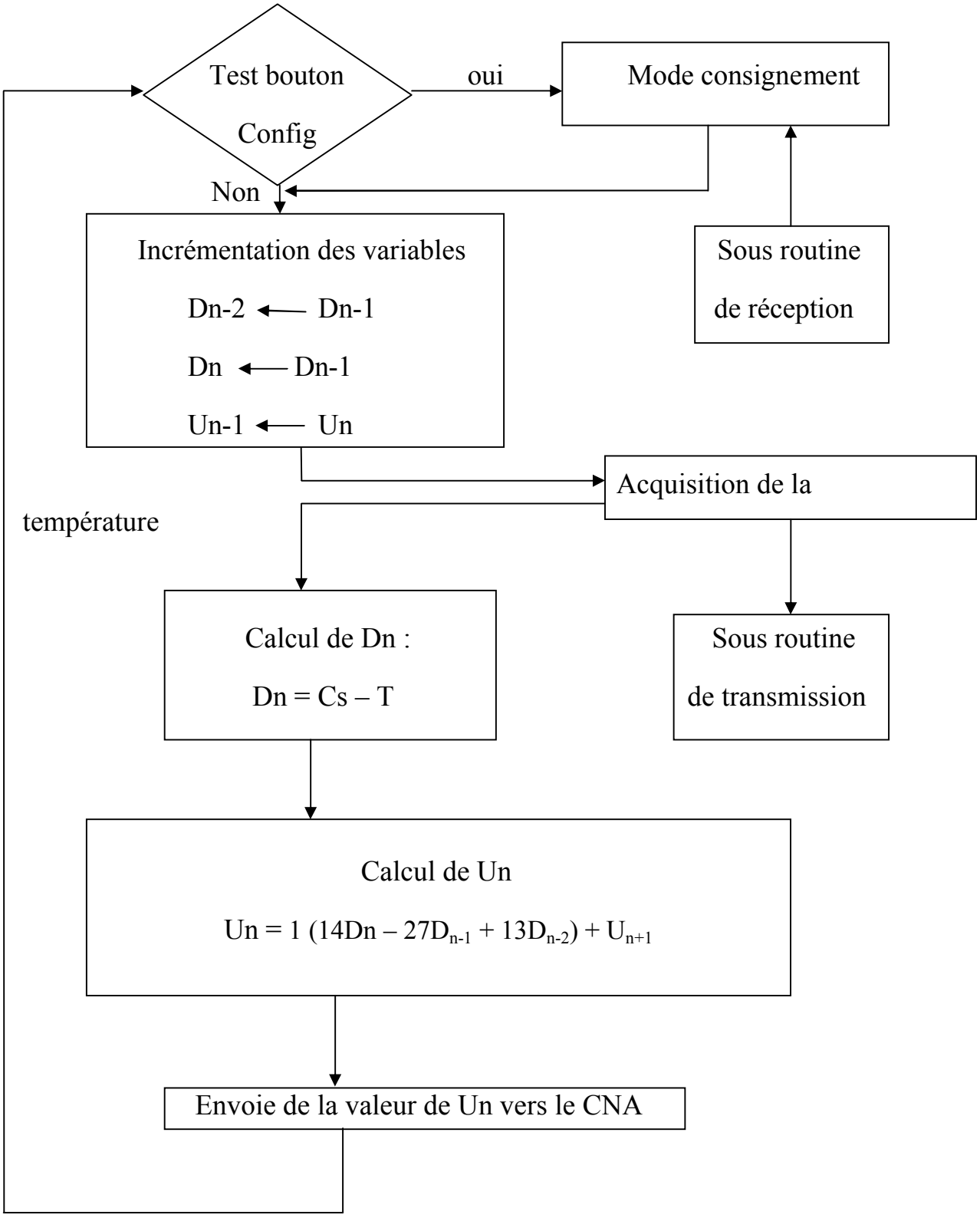
Figure III.36. Vue de l'interface de MPLAB 8.1

XI.1. Organigramme du programme

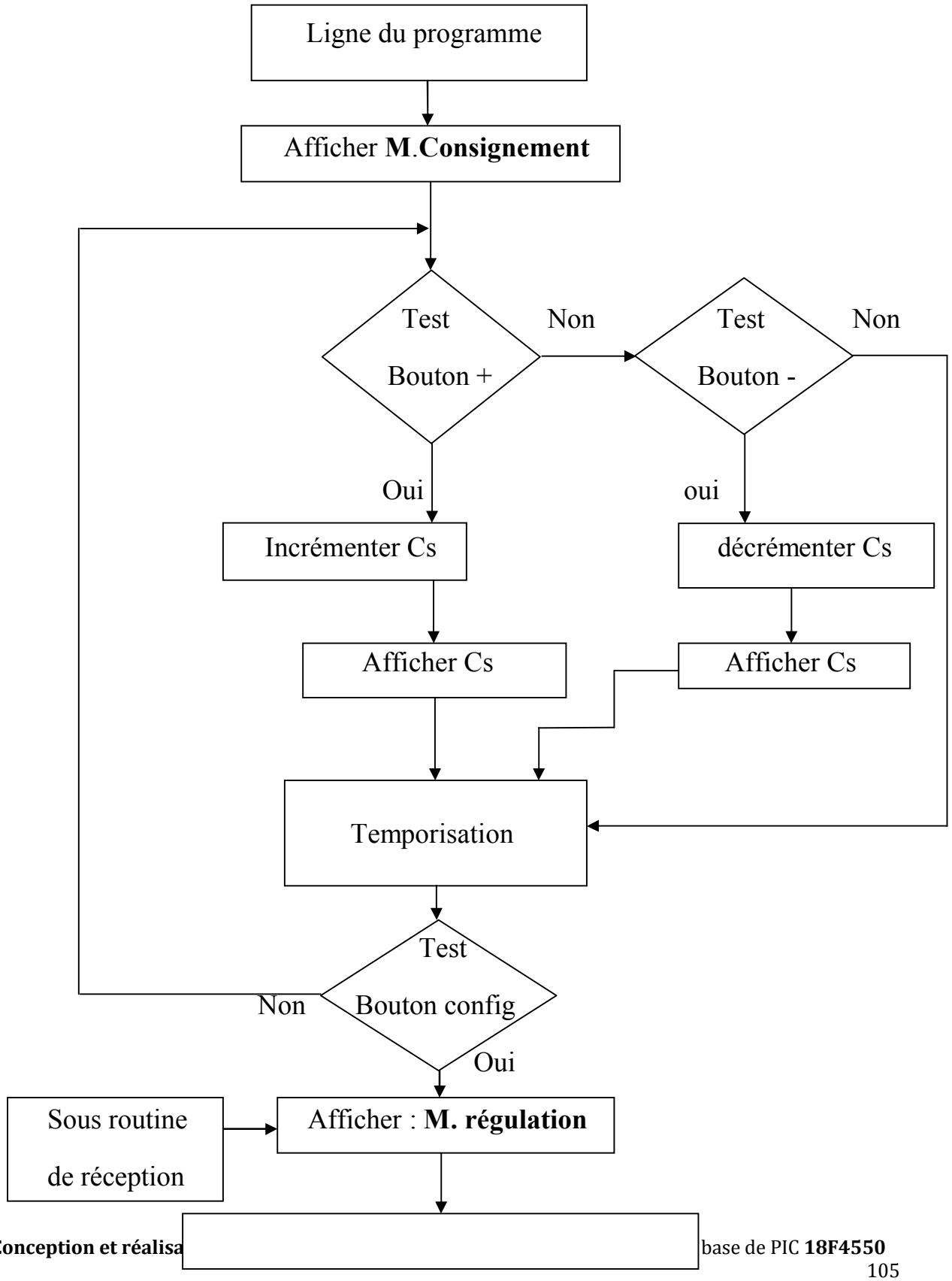
XI.1.1.Organigramme de l'Initialisation



VXI.1.2.Organigramme du programme principal



XI.1.3.Organigramme du sous programme de consignement



Retour à la ligne suivante du programme

XI.2.Interface d'acquisition

L'acquisition de la température est réalisée avec le logiciel LABVIEW de National Instrument qui est destiné pour ce type d'application, l'interface de l'acquisition est présentée dans la figure III.36. et son organigramme est donné dans la figure III.37.

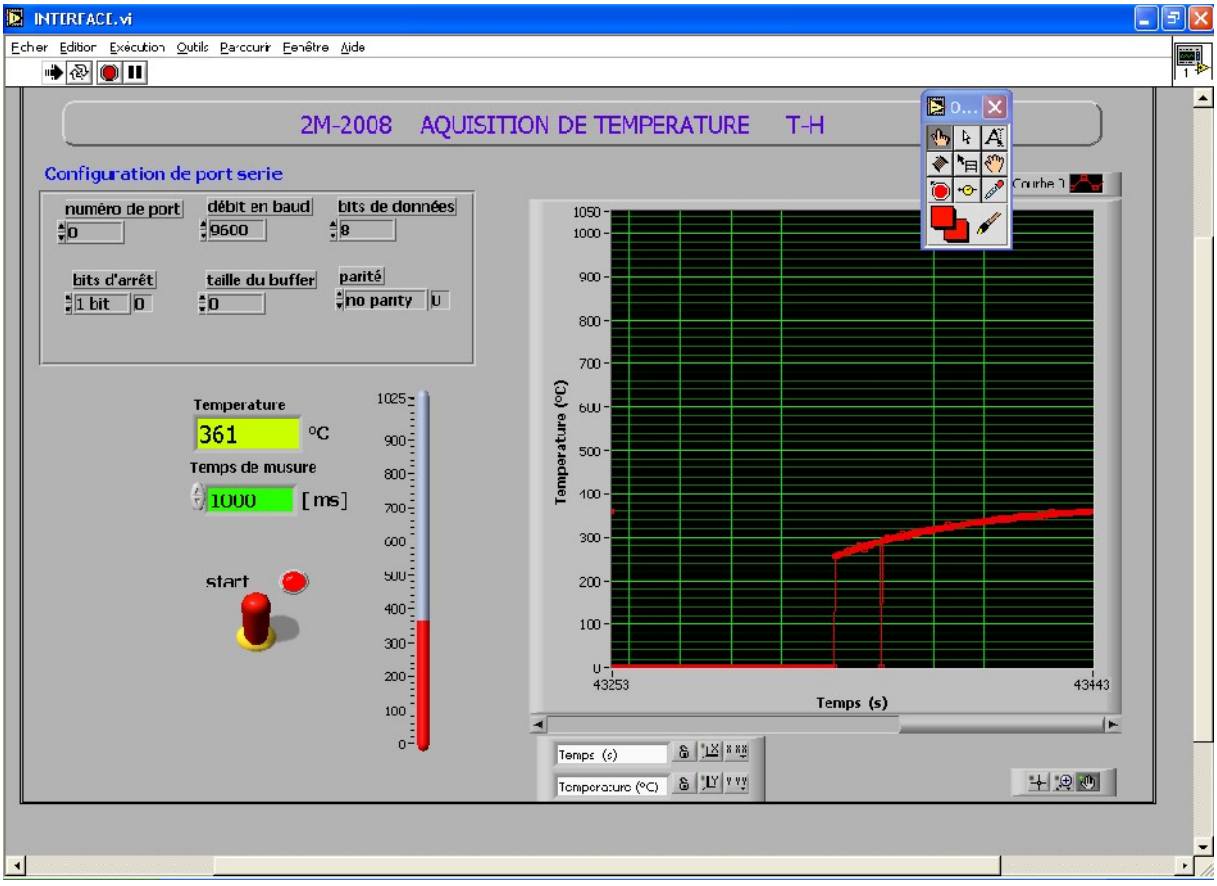


Figure III.36. Vue de le l'interface d'acquisition

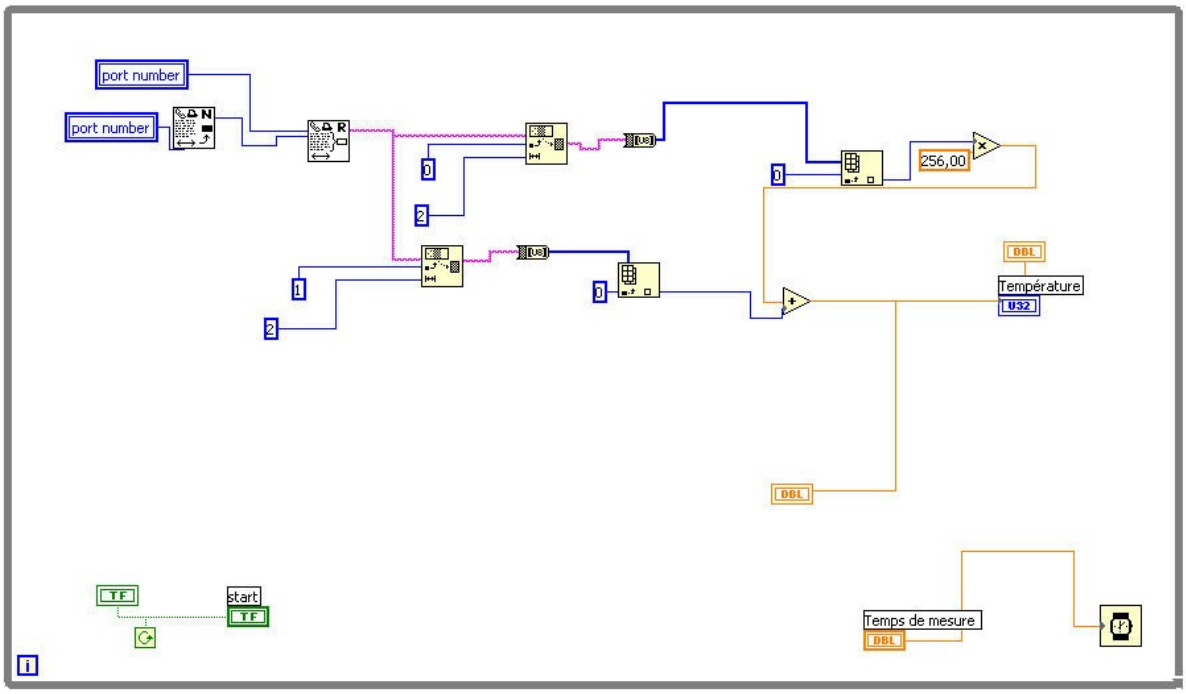


Figure III.37. L'organigramme sous LABVIEW

Conclusion Générale

Dans ce travail nous avons pu concevoir et réaliser une carte de commande PID et TOR. Il est important, de mentionner que cette carte de commande est principalement destinée pour faire une meilleur régulation d'un processus thermique. Elle est parfaitement adaptable pour commander n'importe qu'elle procédé, il suffit alors de modifier la carte de puissance et la carte du capteur d'une façon adaptable au procédé, donner la bonne fréquence pour la PWM et faire une petite intervention au niveau du programme, il s'agit alors d'une carte de commande universel autonome avec possibilité de commander a partir d'un PC.

L'utilisation de la commande numérique pour le pilotage des procédés, le régulateur PID en particulier, permet d'affiner la précision et d'augmenter considérablement la fiabilité de ce type de système.

Il est cependant intéressant d'ajouter une horloge pour le système afin de prévoir la possibilité d'une utilisation plus élaborée, de certains procédés.

Aussi l'utilisation d'un mode communication série entre le microcontrôleur et les autres étages, clavier, afficheur et CNA, avec un multiplexage des entrées de conversion, permettra de piloter plusieurs procédés à la fois, aussi l'ajout d'autres capteurs, permettra d'acquérir plus d'information sur le procédés, donc un meilleur contrôle du processus.

Pour l'amélioration, on peut proposer pour ce qu'ils intéressent d'adapter au même système une commande à distance (l'intégration de système dans un réseau avec une adresse IP) et une communication avec l'USB.

Nous avons pu à travers ce travail, mettre en pratique une partie des enseignements acquis durant le parcours de formation. Nous avons aussi pu élargir notre connaissance dans le domaine de la commande, traitement de signal et de la programmation.

Bibliographie

Ouvrage :

• **Asservissements Numérique –** Thierry HANS

YROLLES – paris 1993

• **Régulation et Asservissement -** Pierre GUYENT, Thierry HANS

YROLLES – paris 1992

• **Initiation à L'amplificateur Opérationnel –** André DUMAS

ELLIPSES – 1981

• **Thyristors, Triac -** R.Y. HONORAT

RADIO – 1987

• **Signaux et Systèmes Linéaires –** 2eme Edition- Y. THOMAS

MASSON EDITEUR – 1995

• **Les capteurs de l'instrumentation Industrielle –** 5eme Edition- Georges. Asch

DUNOD – 2001

Articles de la revue Techniques de l'ingénieur :

• **Régulateurs PID Analogiques et Numériques :**

- Alina BESANÇ0N- VODA
- Sylviane GENTIL
- N° R7416.

•**Composants de L'électroniques de puissance – François BERNOT N° 360**

Sources Internet :

• La programmation des Pics par BIGONOFF- Cinquième partie- Révision 2.

WWW.abcelectronique.com/bigonoff.

• Data Sheet LCD:

www.optrex.com

• Data Sheet pour divers composants électroniques :

www.datasheetcatalog.com