

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études
Présenté en vue de l'obtention
du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : communication

Thème:
**Conception et réalisation d'un régulateur
PID de la température d'un four
électrique**

Proposé et dirigé par

M^r GOUDJIL Mohamed

Encadré par :

M^{me} : BELHOCINE Farida

Présenté par :

M^{elle} : GOUDJIL Tawous

Année universitaire 2008/2009

Soutenu le :

Remerciements

Remerciements

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à ma promotrice M^{me} BELHOUCINE Farida pour avoir accepté d'encadrer ce travail ainsi que sa disponibilité, ses conseils et son soutien, à mon Co-promoteur M^r GOUDJIL Mohamed de m'avoir proposé un thème aussi intéressant, son suivi et l'intérêt qu'il a accordé à mon travail.

Mes remerciements s'adresse à monsieur le président et à messieurs les membres du jury, pour l'honneur qu'ils m'ont fait, en acceptant d'évaluer ce travail.

Je tiens également à remercier et à témoigné ma gratitude à mes amis et à tous ceux qui m'ont apporté leur contribution et leur soutien pour la réalisation de ce mémoire.

Je remercie ma famille qui m'as soutenu tout au long de mes études, et parfois aux prix de quelques sacrifices, sans qui je n'aurais pas pu atteindre ce niveau.

Sommaire

SOMMAIRE

I.	Introduction générale	1
	Chapitre I : Généralités sur la régulation automatique	
I.1	Introduction	2
I.2	Principe de la régulation	2
I.3	Eléments d'une chaîne de régulation de température	3
I.3.1	Actionneurs	3
I.3.1.1	Commutateurs tout ou rien	3
I.3.1.2	Gradateurs de puissance	6
I.3.2	Capteurs de température	8
I.3.2.1	Capteurs à résistance et à thermistance	8
I.3.2.2	Thermocouples	10
I.3.3	Régulateurs	12
I.3.3.1	Régulateur tout ou rien	12
I.3.3.2	Régulateur Proportionnelle, Intégrale et dérivée (PID)	13
I.4	Régulateur par machine numérique	15
I.4.1	Passage d'une structure de commande analogique à une structure numérique...	15
I.4.2	Algorithme de commande (PID discrétisé)	18
I.4.2.1	Terme proportionnel	18
I.4.2.2	Terme intégral	18
I.4.2.3	Terme différentiel	19
I.5	Conclusion	19
	Chapitre II : Conception matérielle	
II.1	Introduction	20
II.2	Présentation du schéma synoptique	20
II.3	Chaîne de mesure de la température	21
II.4	Carte de puissance	24
II.5	Clavier quatre touches	25
II.6	Carte d'affichage	26
II.7	Carte Principe	29
II.7.1	Microcontrôleur PIC16F877	29
II.7.1.1	Convertisseur A/N	31
II.7.1.2	Source d'interruptions	34
II.7.1.3	Timer TMR1	37
II.7.1.4	Oscillateur	38
II.7.1.5	Circuit de RESET	39
II.7.1.6	Entrées clavier	39
II.7	Alimentation	41
II.8	Conclusion	41
	Chapitre III : Conception logiciel	
III.1	Introduction.....	42
III.2	Gestion du menu	42
III.3	Gestion de la touche ON/OFF	47
III.4	Gestion de l'interruption TMR1	48
III.5	Programme principal	49
III.5.1	Routine PID	50
III.5.1.1	Implémentation du terme proportionnel	52
III.5.1.2	Implémentation du terme intégral	52
III.5.1.3	Implémentation du terme dérivé	53

III.5.1.4	Calcule de la sortie PID	54
III.6	Conclusion	54
	Chapitre IV : Réalisation pratique	
IV.1	Introduction	55
IV.2	Réalisation des circuits imprimés	55
IV.3	Câblage des différentes cartes	60
IV.4	Nomenclature	63
IV.5	Manuel d'utilisation	64
IV.6	Calibrage des régulateurs	66
IV.6.1	Méthodes de zigler nichols	67
IV.6.2	Méthode du régleur	68
IV.7	Conclusion	69
	Conclusion générale	70

Introduction générale

I. Introduction

De nos jours, les systèmes physiques animés par une commande automatique sont très répandus dans l'industrie. La majorité des procédés industriels nécessitent le contrôle d'un certain nombre de paramètres à savoir : la température, la pression, le débit ...etc. afin que la sortie mesurée d'un processus suive une trajectoire désirée, en dépit des perturbations éventuelles. L'un des objectifs premiers de l'instrumentation est l'étude et la conception d'un système de régulation approprié.

La différence entre les systèmes, ainsi que les différentes exigences formulées envers les performances requises, entraînent une demande de maintes stratégies, ayant une complexité et des objectifs variables. La limitation de la température joue un rôle très important, soit dans la protection des équipements industriels contre la dégradation et le vieillissement, ou bien dans la régulation et le maintien.

Dans ce sens, notre projet consiste à la conception et la réalisation d'un régulateur PID (Proportionnel, Intégral et Dérivé) de la température d'un four électrique destiné à l'élaboration de couches minces de matériaux ou pour les recuits thermiques.

Pour mener à bien notre travail, nous avons adopté le plan suivant :

Dans le premier chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur la régulation automatique et les différents éléments constituant une chaîne de régulation.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude détaillée de différents éléments du régulateur.

Tandis que le troisième chapitre traite la partie logicielle.

En fin dans le dernier chapitre nous avons présenté la méthode suivie pour la réalisation pratique ainsi que le manuel d'utilisation de notre régulateur.

Nous terminons notre mémoire par une conclusion générale.

Chapitre I : Généralités sur la régulation automatique

I.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter quelques notions générales sur la régulation automatique des processus physiques ainsi que la constitution d'une chaîne de régulation. Nous nous intéressons à la régulation de la température d'un procédé et particulièrement à l'implémentation d'une chaîne de régulation par machine numérique car c'est l'objet de notre travail.

I.2 Principe de la régulation

La régulation regroupe l'ensemble des techniques utilisées visant à contrôler une grandeur physique. Les grandeurs utilisées par un système de régulation sont :

- La grandeur réglée : c'est la grandeur physique que l'on désire régler, elle donne son nom à la régulation.
- La consigne : c'est la valeur que doit prendre la grandeur réglée.
- La grandeur réglante : c'est la grandeur physique qui a été choisie pour le contrôle de la grandeur réglée. Généralement elle n'est pas de même nature que la grandeur réglée.
- Les grandeurs perturbatrices : ce sont les grandeurs physiques qui influencent sur la grandeur réglée. Généralement elles ne sont pas de même nature que la grandeur réglée.
- L'organe réglant : c'est l'élément qui agit sur la grandeur réglante.

Si nous considérons un système de régulation de température à l'intérieur d'un four électrique, on a : La grandeur réglée est la température d'où le nom régulation de température. La grandeur réglante est la puissance électrique fournie à la résistance chauffante. Les grandeurs perturbatrices sont un courant d'air froid

Un exemple d'un type de chaîne de régulation est donné sur la figure I-1, elle est constituée des éléments suivants :

- L'organe de réglage ou régulateur : il élabore à partir de la consigne et de la grandeur mesurée un signal de commande de l'actionneur.
- Un actionneur agit sur la grandeur réglante en fonction du signal de commande issu du régulateur.

- Le procédé : c'est le système à réguler (grandeur réglée).
- Capteur : élément de mesure de la grandeur réglée.

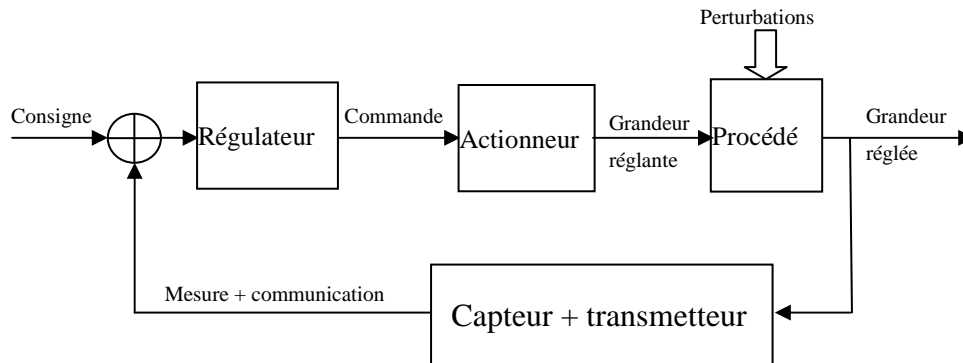


Figure I-1 : Chaîne typique de régulation

Le principe de fonctionnement de la régulation est le suivant : le régulateur élabore à partir de la consigne et de la mesure un signal de commande qui agit sur la grandeur réglée par l'intermédiaire d'un actionneur. La mesure est réalisée à l'aide d'un capteur qui converti la grandeur réglée en un signal électrique.

I.3 Eléments d'une chaîne de régulation de température

Dans ce qui suit nous allons parler des différents éléments constituant une chaîne de régulation de température.

I.3.1 Actionneurs

Dans le cas des systèmes utilisant le chauffage électrique on utilise deux types d'actionneurs : les commutateurs tout ou rien tels que les relais et les gradateurs de puissance.

I.3.1.1 Commutateurs tout ou rien

Les commutateurs tout ou rien sont des dispositifs à deux états : ouvert ou fermé. Lorsque le commutateur est fermé toute la puissance électrique est fournie à la charge. Tandis que s'il est ouvert la puissance fournie à la charge est nulle. Un exemple de tels commutateurs est les relais. Dans la pratique, on distingue deux types de relais : les relais mécaniques et les relais statiques.

a- Les relais mécaniques

Les relais mécaniques sont des commutateurs à électroaimant possédant un ou plusieurs contacteurs qui peuvent être uniquement normalement ouvert (ouvert au repos) ou peuvent être configurés par l'utilisateur, soit normalement ouverts ou normalement fermés (figure I-2).

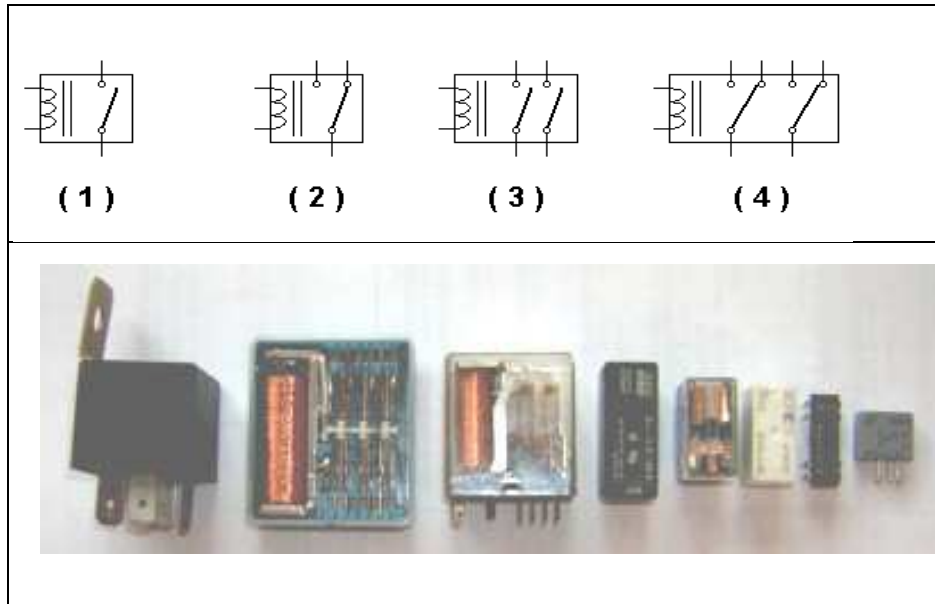


Figure I-2 : Différents types de relais mécanique

Ils sont composés de deux parties : une partie commande qui est la bobine et une partie puissance qui est le contacteur (voir figure 1-3).

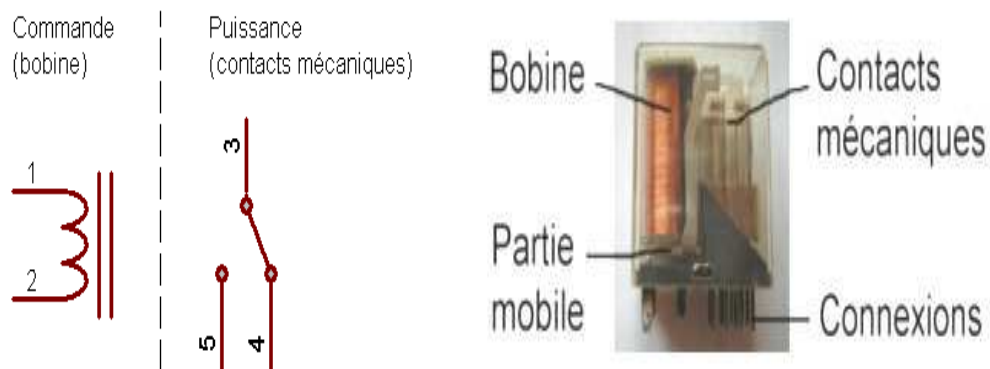


Figure I-3 : Constitution d'un relais mécanique

Sur la figure 1-4 sont donnés les schémas types de polarisation et de protection de tels composants.

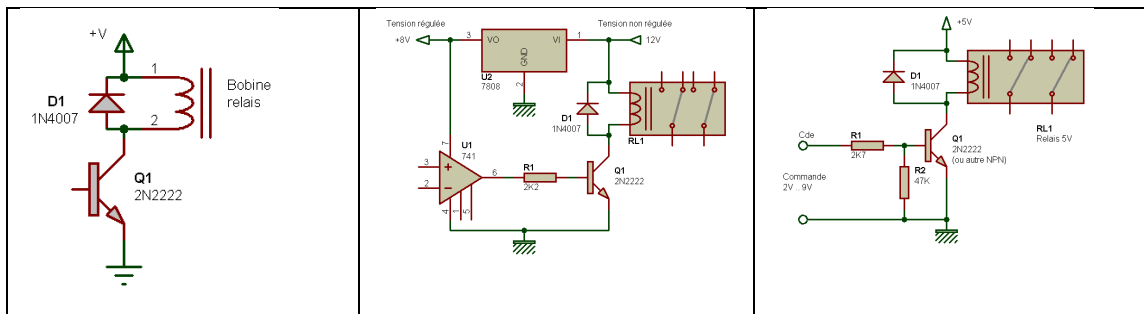


Figure I-4 : Circuits de polarisation de relais mécaniques

b- Les relais statiques

Se sont des composants dont le contacteur est réalisé par des semi-conducteurs de puissance (transistor de puissance, triac et thyristor). Pour assurer une isolation galvanique entre le contacteur et la partie commande, on utilise soit un couplage électromagnétique (transformateur) ou un couplage optique.

La figure 1-5 montre une photographie d'un relai statique et sont schéma interne. Dans ce type de relai le composant de puissance est optotriac doté de circuit de détection de passage par zéro. Son fonctionnement est décrit par les signaux de la figure 1-6.

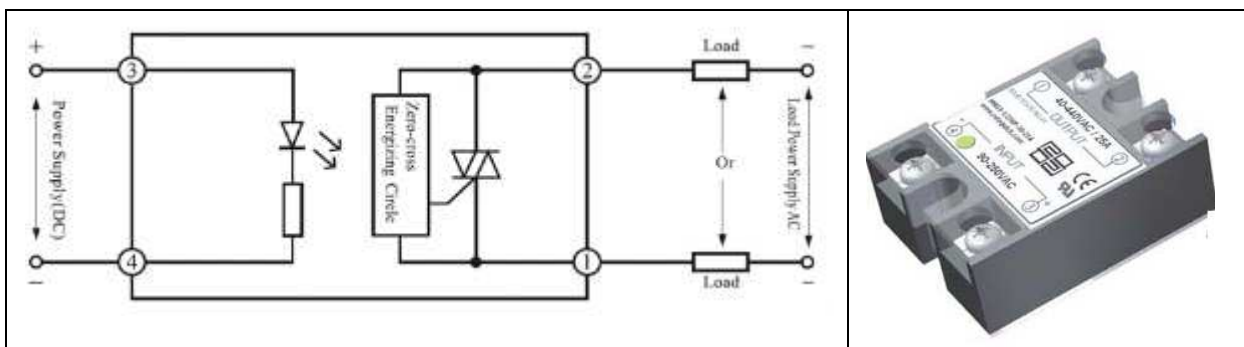


Figure 1-5: Exemple de relai statique et sont schéma interne

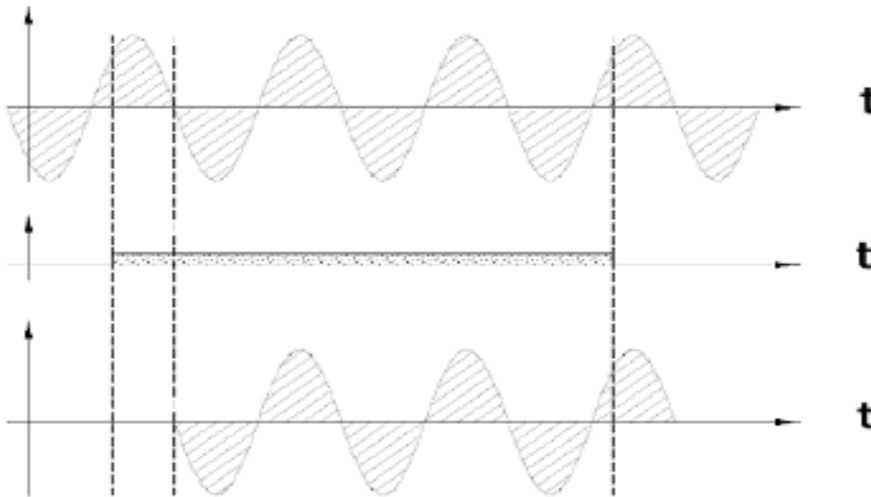


Figure 1-6 : Chronogramme de fonctionnement d'un relai statique
 (1) Tension du réseau d'alimentation. (2) signal d'entrée (commande)
 (3) tension de sortie

En effet lorsque le signal d'entrée est au niveau haut, le circuit de détection de passage par zéro envoie une impulsion sur la gâchette du triac à chaque passage par zéro du signal secteur. Ce qui rend le triac conducteur jusqu'au prochain passage par zéro.

1.3.1.2 Gradateurs de puissance

Un gradateur est un circuit de commande qui permet de contrôler la puissance absorbée par un récepteur en régime alternatif. Ce circuit se comporte comme un interrupteur commandé, il établit ou interrompt la liaison entre la source et la charge. Il se compose d'une partie puissance et d'une partie commande intégrées dans le même bloc.

- La partie puissance est constituée de deux thyristors montés « tête-bêche » pour les fortes puissances (> 10 kW) ou d'un triac pour les puissances inférieures.
- La partie commande est constituée de divers circuits électroniques permettant d'élaborer les signaux de commande des thyristors ou du triac à partir d'un ordre de commande extérieur.

On distingue deux types de gradateurs : gradateur à angle de phase et gradateur à train d'ondes.

La figure 1-7 montre un exemple de gradateur à angle de phase construit avec un triac commandé par un optotriac.

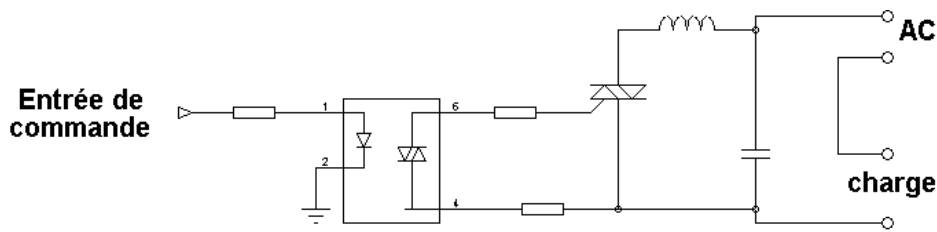


Figure I-7 : Gradateur à angle de phase

Le gradateur autorise le passage du courant durant un temps plus ou moins long de la demi-période. Ce temps est défini par le rapport cyclique qui est le rapport du temps de fermeture divisé par la demi-période, il est donc compris entre 0 et 1. Quand il est égal à 0 la tension de sortie est quasiment nulle et quand il est égal à 1 la tension de sortie est la même que celle du réseau (figure 1-8). Le signal de commande, appelé angle de retard à l'ouverture, doit être synchrone avec les passages par zéro de la tension du réseau.

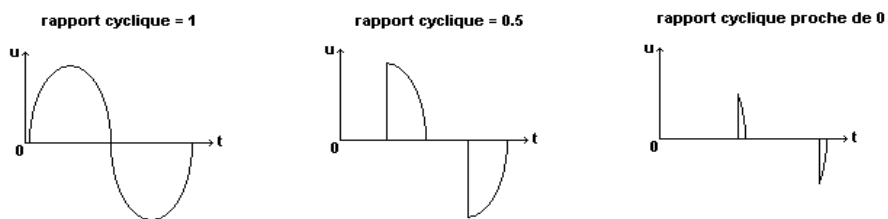


Figure I-8 : Chronogrammes de fonctionnement d'un gradateur à angle de phase

La figure 1-9 donne une représentation schématique d'un gradateur à train d'onde. Ce type de montage n'a pas besoin d'un circuit de synchronisation avec le passage par zéro de la tension du réseau car ce dernier est intégré dans l'optotriac.

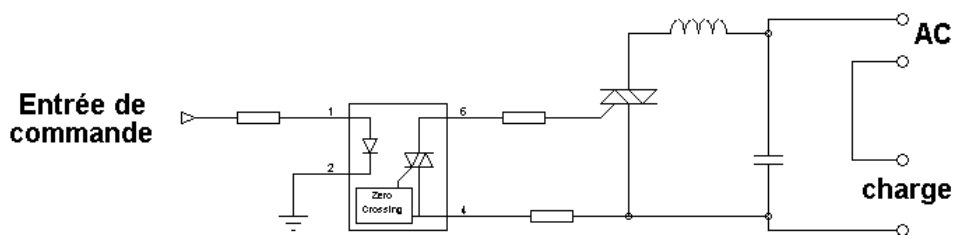


Figure I-9 : Gradateur à train d'ondes

Le gradateur autorise le passage du courant pendant une durée T_1 correspondant à un nombre entier de demi-périodes du secteur. Puis il coupe pendant le reste de la période T_2 de fonctionnement. On règle le transfert d'énergie en faisant varier le rapport T_1/T_2 (figure 1-10). Ce procédé est réservé aux machines à fortes inerties telles que les fours, le chauffage (dans ce cas inertie thermique).

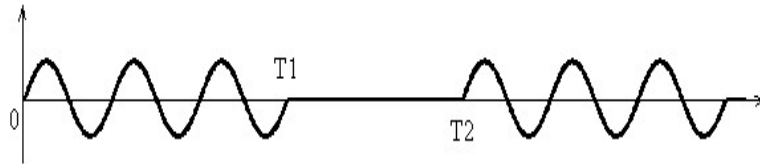


Figure I-10 : Signal de sortie d'un gradateur à train d'ondes

I.3.2 Capteurs de température

Dans la pratique, les capteurs de température les plus utilisés sont les capteurs à résistance électrique et les capteurs à effet thermoélectrique.

I.3.2.1 Capteurs à résistance et à thermistance

Le fonctionnement des capteurs à résistance et thermistance est basé sur le même phénomène physique ; l'influence de la température sur la résistance électrique d'un conducteur. La mesure d'une température est donc ramenée à la mesure d'une résistance. Comme la caractéristique résistance/température est de nature différente pour un métal et un agglomérat d'oxydes métalliques, deux cas sont distingués : les capteurs à résistance et les capteurs à thermistance.

Le principe de fonctionnement des capteurs à résistance est basé sur la variation de la résistance électrique d'un conducteur métallique en fonction de la température. La relation entre la résistance et la température est donnée par la formule I-1 où les coefficients a , b et c sont donnés, pour différents métaux, sur le tableau I-1

$$R(T) = R_0(1 + a T + b T^2 + c T^3) \quad (\text{I-1})$$

Où R_0 est la résistance à $T=0$ et a , b et c sont des coefficients qui sont fonction du matériau de la résistance utilisée. Sur le tableau I-1 sont données les valeurs de ces coefficients pour quelques matériaux.

Tableau I-1 : Valeurs des coefficients a, b et c pour quels que matériaux

Matériau	a	B	c
Cuivre	7	1,083	1,427
Nikel	6,38	1,453	1,672
Platine	9,81	1,769	1,392

La résistance des thermistances est très sensible à la variation de la température, il existe deux types de thermistance : à coefficient de température positif (CTP) ou à coefficient de température négatif (CTN) la relation entre la résistance électrique et la variation de la température est de la forme :

$$R(T) = R_0 \exp \beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \quad (\text{I-2})$$

Où β est un coefficient qui dépend de l'oxyde dont la thermistance est fabriquée.

On les fabrique sous forme de petit cylindres ($d = 1$ à 12mm , $L = 5$ à 50mm), de disques ou de perles (I-11).

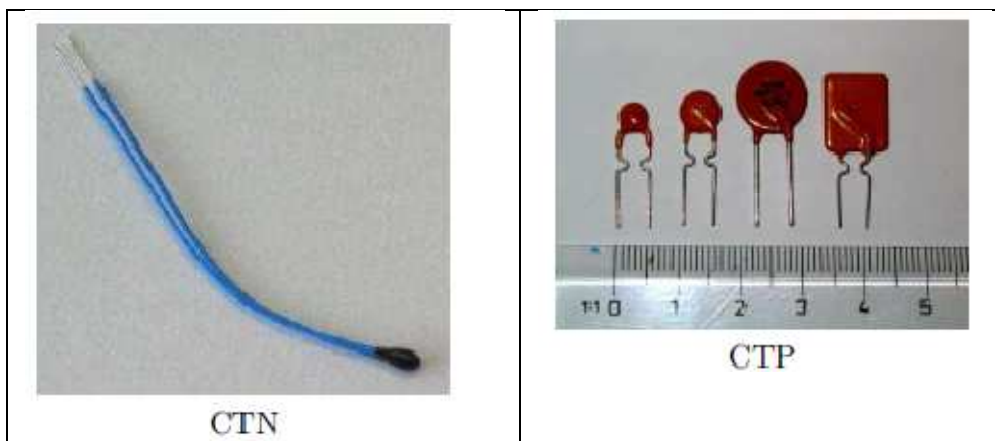


Figure I-11 : Photographie de thermistance.

Dans ce type de capteurs, la mesure de la température est ramenée à la mesure de la résistance. Cela est possible grâce à la loi d'ohme. En effet, la résistance est alimentée par un courant électrique I puis on mesure la tension à ses bornes.

I.3.2.2 Thermocouples

Un thermocouple est formé de deux fils d'un métal différent joints à leurs extrémités (par torsion, soudure ou brasure). Le chauffage de cette jonction génère une tension électrique (ou force électromotrice : FEM) de quelques millivolts (mV) appelée effet thermoélectrique.

L'effet thermoélectrique est découvert par Thomas Johann Seebeck en 1821 [1]. Il a déterminé expérimentalement qu'une tension existe entre les deux extrémités d'un conducteur quand celui-ci est soumis à un gradient de température, cette tension thermoélectrique est connue sous le nom de tension de Seebeck, elle est exprimée par la relation suivante :

$$\Delta V = S \Delta T \quad (\text{I-3})$$

Avec:

ΔV est la variation de la tension ;

S coefficient de Seebeck ;

ΔT est la variation de la température.

Pour mesurer la température d'un procédé, l'une des extrémités du thermocouple doit être en contact avec le procédé, et l'autre gardée à une température constante. L'extrémité en contact avec le procédé est appelée soudure chaude ou jonction de mesure, l'autre gardée à une température constante est appelée soudure froide ou jonction de référence (figure I-12).

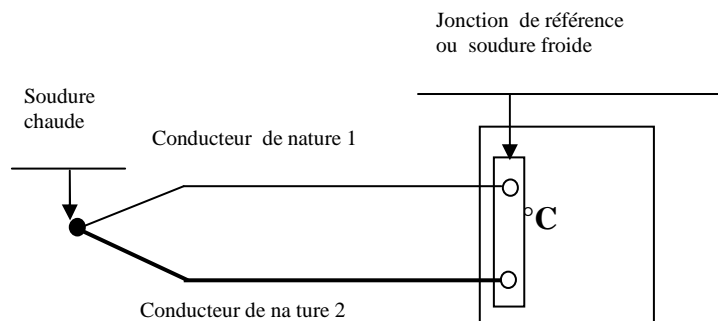


Figure. I-12. Diagramme de connexion d'un thermocouple

Dans la pratique, il existe plusieurs types de thermocouple. Ils se distinguent suivant la gamme de mesure ainsi que les matériaux utilisés pour leur fabrication. Le tableau I-2 sont résumés les différents types de thermocouples utilisés en milieux industriels.

Tableau I-2 : Caractéristiques des différents types de thermocouples utilisés en milieux industriels

Premier metal	Second metal	symboles	Type	Limite en °C	Force électromotrice en μv
Cuivre(cu)	Constantan(c)	Cu/C	T	-192à+400	4277 à 100°C
Fer(fe)	Constantan(c)	Fe/C	J	-194à870	27390 à 500°C
Chromel(cr)	Constantan(c)	Cr/C	E	1000	37000 à 500°C
Chromel(cr)	Alumel(Al)	Cr/Al	K	1370	41310 à 1000°C
Platine(pt)	Rhodium(Rh)	Pt/Rh	SRB	1700	10450 à 1000°C

Sur la figure I-13 sont données les caractéristique tension-température des différents thermocouples. Et sur le tableau I-14 sont données les tables de conversion pour thermocouples de types K et J.

Figure I-14 : Tables de conversion pour thermocouple de types K et J

Type K			Type J		
°F	°C	mV	°F	°C	mV
32	0	0.000	32	0	0.000
122	50	2.023	122	50	2.585
212	100	4.096	212	100	5.269
302	150	6.138	302	150	8.010
392	200	8.139	392	200	10.779
482	250	10.153	482	250	13.555
572	300	12.209	572	300	16.327
662	350	14.293	662	350	19.091
752	400	16.397	752	400	21.848
842	450	18.516	842	450	24.610
932	500	20.644	932	500	27.393
1022	550	22.776	1022	550	30.216
1112	600	24.906	1112	600	33.102
1202	650	27.025	1202	650	36.071
1292	700	29.129	1292	700	39.132
1382	750	31.214	1382	750	42.281
1472	800	33.275	1472	800	45.494
1562	850	35.313	1562	850	48.715
1652	900	37.326	1652	900	51.877
1742	950	39.314	1742	950	54.956
1832	1000	41.276	1832	1000	57.953
1922	1050	43.211	1922	1050	60.890
2012	1100	45.119	2012	1100	63.792

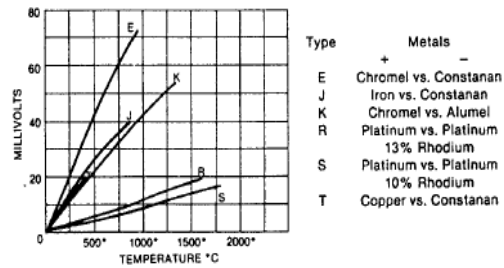


Figure I-13 : Caractéristiques des thermocouples

La tension de sortie des thermocouples est très faible, elle est de l'ordre de quelques milli-voltes. Avant qu'elle soit utilisée par l'organe régulant elle doit être amplifiée par un amplificateur d'instrumentation. Dans la pratique, on fait recours à des circuits spécialisés intégrant des amplificateurs d'instrumentation ainsi que des systèmes de compensation de la jonction froide.

I.3.3 Régulateurs

Le régulateur est l'organe intelligent de la chaîne de régulation. La figure I-14 donne une représentation de la structure interne d'un régulateur.

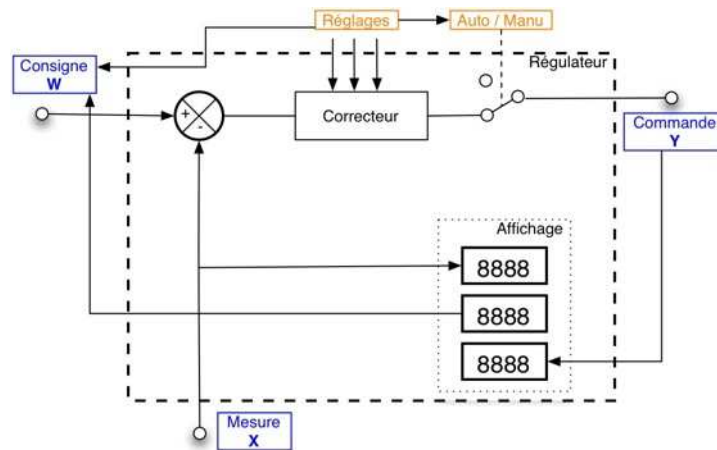


Figure I-14: Structure interne d'un régulateur

Les signaux d'entrées du régulateur sont la mesure X fournie par le bloc capteur transmetteur et la consigne qui est fournie soit localement ou externe. Le signal de sortie qui est le signal de commande. Comme il possède aussi des entrées de réglage pour l'ajustement de ses paramètres internes et une sortie d'affichage des valeurs de la consigne et de la grandeur mesurée. L'affichage de ces grandeurs se fait généralement en unités physiques.

Selon que le signal de commande est discontinu (il prend deux valeurs 0% ou 100%) ou continu (il prend toutes les valeurs intermédiaires comprises entre 0% et 100%), on distingue deux types de régulateurs : régulateur tout ou rien et régulateur PID.

I.3.3.1 Régulateur tout ou rien

Son fonctionnement se caractérise par deux états possibles pour la commande. Celui qui correspond à la commande maximale (100%) et celui qui correspond à la commande minimale (0%). Un seuil limite la fréquence de commutation du système pour éviter une fatigue prématurée des organes de réglage. Le réglage du régulateur se fait à l'aide de deux paramètres :

- La consigne W , fournie en unité de mesure ;
- Le seuil DIFF, donné généralement en de la consigne.

Ainsi, un régulateur à action inverse a la caractéristique, représenté par la figure I-15.

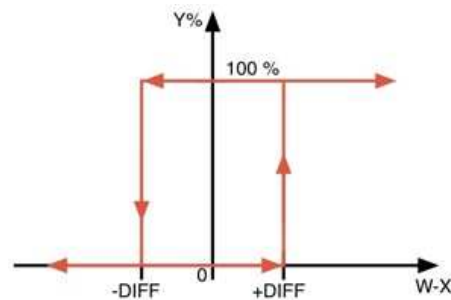


Figure I-15: Caractéristique d'un régulateur TOR

La grandeur réglée oscille autour du point de fonctionnement (figure I-16 et figure I-17). À chaque dépassement des seuils de commutation, la sortie du régulateur change d'état. Compte tenu de l'inertie du système, la valeur absolue de l'erreur $|E|$ peut dépasser le seuil DIFF. Sauf exception, la mesure ne peut pas être constante dans ce type de régulation. Le système est en régime d'instabilité entretenue.

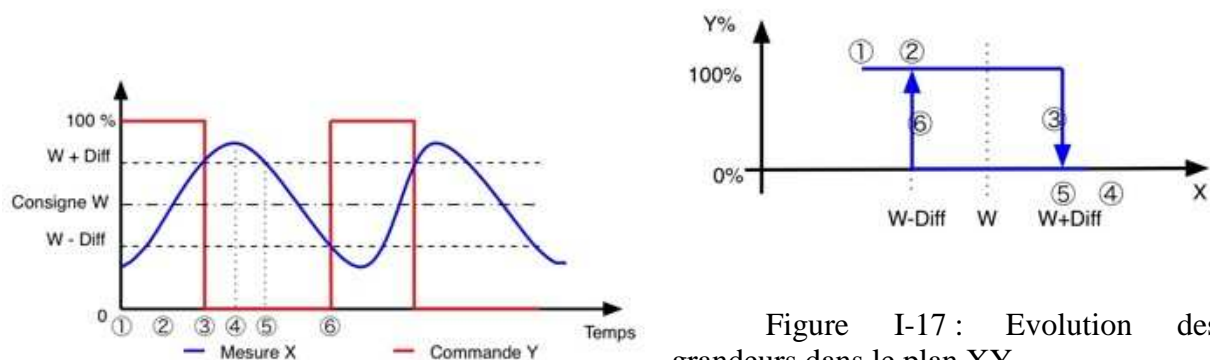


Figure I-17 : Evolution des grandeurs dans le plan XY

Figure 1-16 : Evolution des grandeurs dans le temps

1.3.3.2 Régulateur PID

Un régulateur PID est un correcteur qui combine trois actions (proportionnelle, intégrale et dérivée) pour déterminer le signal de sortie (commande).

a- Action proportionnelle

La sortie du régulateur est proportionnelle à l'erreur, elle est donnée par la formule suivante :

$$y(t) = Kp * \epsilon(t) = \frac{100}{BP} * \epsilon(t) \tag{I-4}$$

Où :

- Kp est le gain proportionnel

- $BP\% = \frac{Kp}{100}$ est la bande proportionnelle, elle est définie comme la variation, en pourcentage, de l'entrée du régulateur ϵ nécessaire pour que la sortie y varie de 100%.

b- Action intégrale

La commande est proportionnelle à l'intégrale de l'erreur, la commande est donnée par la formule :

$$y(t) = Ki * \int \epsilon(t) dt = \frac{1}{Ti} \int \epsilon(t) dt \tag{I-5}$$

Où :

- Ti est le temps intégral, définie en unité de temps.
- Ki le gain intégral, définie en coup par unité de temps.

c- Action dérivée

C'est une action qui amplifie les variations brusques de la consigne. Elle a une action opposée à l'action intégrale. Cette fonction est remplie par l'opérateur mathématique : 'dériver par rapport au temps'. Ainsi, dans un régulateur, on définit l'action dérivée à partir du temps dérivé Td avec :

$$y(t) = Td * \frac{d}{dt} \epsilon(t) \tag{I-6}$$

Suivant la manière dont les trois actions sont combinées, on distingue trois configurations possibles : série (figure I-18), parallèle (figure I-19) et mixte (figure I-20).

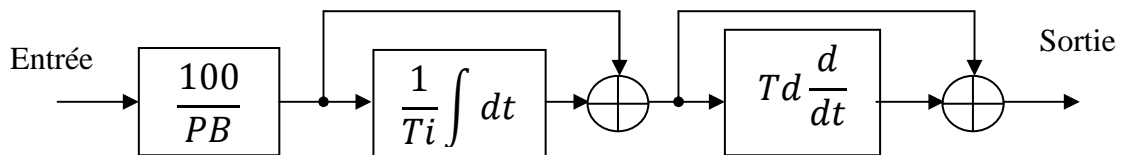


Figure I-18 : Configuration série d'un PID

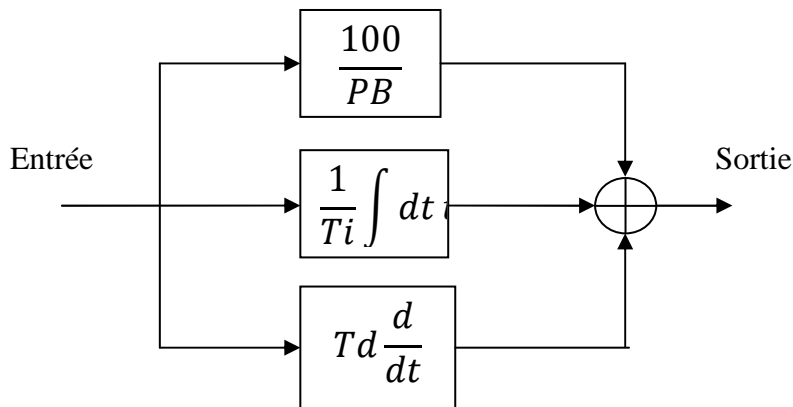


Figure-19: Configuration parallèle d'un PID

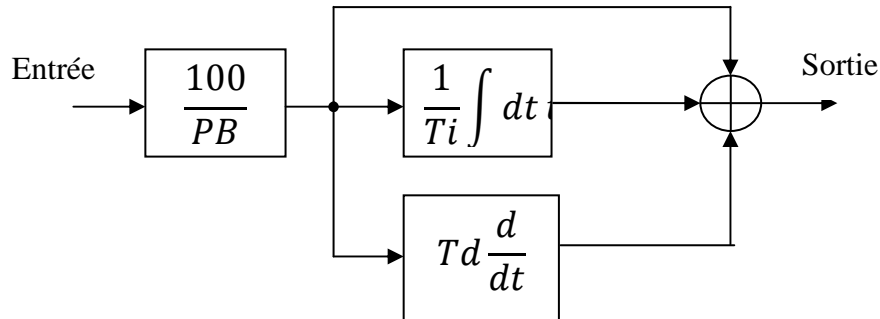


Figure I-20 : Configuration mixte d'un PID

I.4 Régulation par machine numérique

Dans les systèmes de régulation analogique, les fonctions élémentaires de l'équation différentielle régissant le fonctionnement du régulateur, sont réalisées à l'aide de composants actifs à semi-conducteur aux quels on rajoute des composants passifs pour leur polarisation. De tels systèmes offrent des possibilités appréciables pour le réglage des performances des systèmes commandés. Pour cela, on utilisant la rétroaction d'une part et d'autre part on réalisant des régulateurs à actions multiples (proportionnelle, intégrale, différentielle ou une combinaison des trois actions).

Dans ce genre de systèmes, les paramètres du régulateur sont optimisés, une seule fois, autour d'un point de fonctionnement donné. Or qu'en pratique, les paramètres d'un procédé évoluent et par la suite le point de fonctionnement du régulateur change. Ce qui rend ces systèmes inadaptés dans toutes les situations.

Ce manque d'auto-adaptative, nécessaire au bon fonctionnement de la régulation, peut être pallié par l'utilisation des machines informatiques capables de calculer, en temps réel, les paramètres de la commande. De tels systèmes offrent aussi la possibilité de réglage des paramètres du régulateur soit d'une manière automatique ou par l'intervention de l'utilisateur.

I.4.1 Passage d'une structure de commande analogique à une structure numérique

La structure fonctionnelle de pilotage d'un processus analogique peut être décomposée en deux sous-ensembles (figure-21) :

- le processus lui-même ;
- le bloc correcteur.

Ce bloc correcteur met en jeu les signaux suivants :

- le signal de consigne $c(t)$;
- le signal de retour primaire $z(t)$ élaboré par les éléments de retour, à partir de la sortie $y(t)$;
- l'erreur $e(t) = c(t) - z(t)$;
- le signal de commande $u(t)$ élaboré par les éléments de commande, à partir de l'erreur $e(t)$.

La fonction de ce second sous-ensemble, le correcteur, est alors de générer $u(t)$ à partir de $y(t)$ et de $c(t)$, selon une loi dite de correction qui, dans le cas analogique, se présente le plus souvent sous la forme de relations différentielles entre ces trois grandeurs.

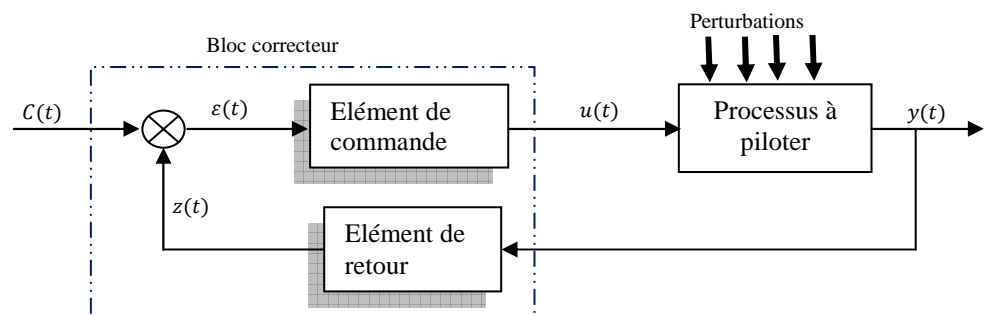


Figure I-21 : Structure fonctionnelle de commande d'un procédé analogique.

Lorsque l'on veut effectuer le pilotage du processus à partir d'une machine numérique (calculateur, automate...), il convient de réaliser un double interfaçage permettant de passer de l'univers analogique à l'univers numérique et inversement. Les éléments d'interfaçage utilisés sont les convertisseurs analogique-numérique (CAN) et numérique-analogique (CNA) qui s'intègrent dans la structure précédente selon le schéma de la figure I-22.

Dans le schéma de la figure I-22, la fonctionnalité du bloc correcteur est évidemment la même que précédemment. Toutefois, les lois de correction se présentent ici sous la forme de relations de récurrence traitées par le calculateur. Pour cela, celui-ci dispose d'un signal d'évaluation du temps (l'horloge temps réel) qui permet de cadencer les suites d'échantillons $\{U(n)\}$, $\{Y(n)\}$ et $\{C(n)\}$ associées respectivement aux fonctions $u(t)$, $y(t)$ et $c(t)$. Ce cadencement est effectué selon une période T_e qui est la période d'échantillonnage du bloc correcteur.

Dès lors, le rôle du calculateur est d'élaborer, en temps réel, la suite $\{U(n)\}$, à partir des suites $\{C(n)\}$ et $\{Y(n)\}$, et de commander les convertisseurs de manière à réaliser l'interfaçage avec le processus à piloter.

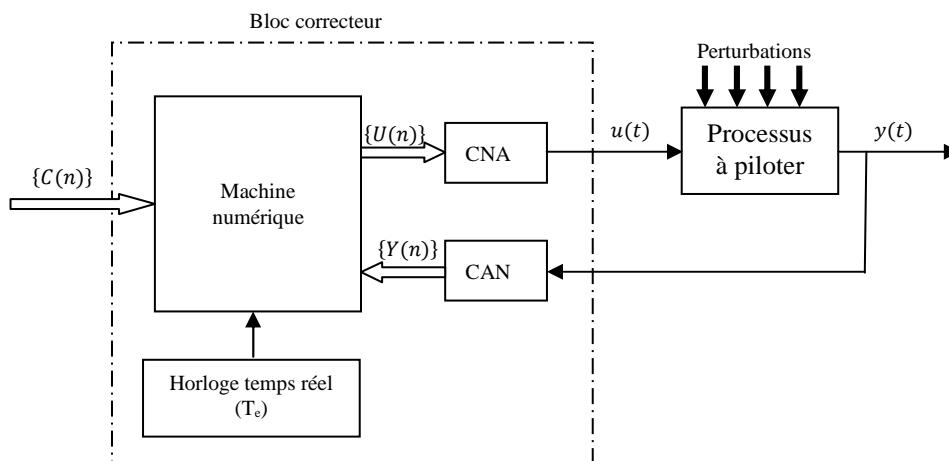


Figure I-22 : Structure numérique de pilotage d'un processus analogique.

Dans le cas des systèmes commandés par actionneur fonctionnant par modulation de la largeur de l'impulsion tels que les gradateurs de puissance, on élimine le convertisseur numérique analogique. On parle alors de commande directe. La figure-23 montre un exemple de système de régulation de température dont l'élément chauffant est commandé par un gradateur de puissance ce qui ne nécessite pas de convertisseur numérique analogique.

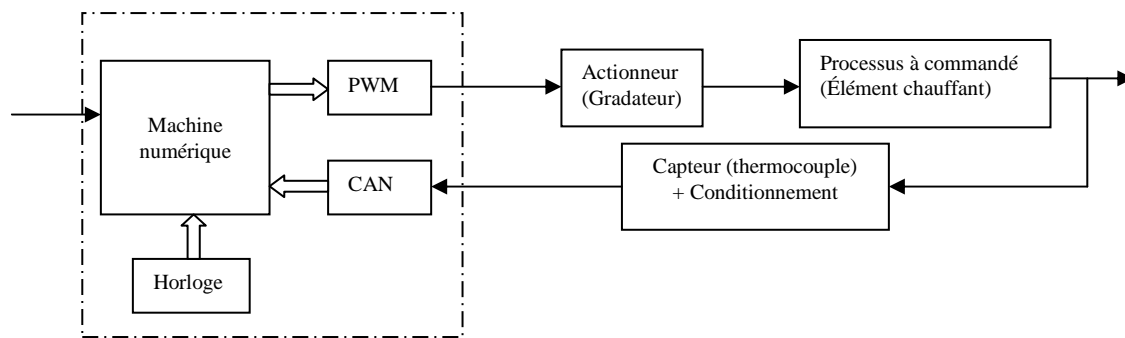


Figure I-23 : Structure de régulation de température dans laquelle on a supprimé la CNA

I.4.2 Algorithme de commande (PID discrétisé)

Pour l'implémentation du régulateur PID dans un système de commande par machine numérique, on cherche à remplacer les équations continues régissant le fonctionnement du régulateur par des équations discrètes. D'une autre manière, écrire les relations de récurrence entre les différentes suites d'échantillons $U(n)$, $Y(n)$ et $C(n)$.

I.4.2.1 Terme proportionnel

Dans le cas de régulation analogique le terme proportionnel est le produit de l'erreur $\epsilon(t) = c(t) - y(t)$ par le gain proportionnel Kp donné par :

$$U_p(t) = Kp * \epsilon(t) \quad (\text{I-7})$$

Cette équation est remplacée dans les systèmes numérique par :

$$Up(n) = Kp * \epsilon(n) = Kp * (C(n) - Y(n)) \quad (\text{I-8})$$

I.4.2.2 Terme intégral

Il s'agit de remplacer l'intégrale continue par une forme discrète. La technique utilisée en analyse numérique pour le calcul de l'intégrale est la somme cumulée des échantillons précédents. C'est-à-dire l'intégrale $\int_0^t \epsilon(t)dt$ est remplacée par la somme $\sum_0^n U(n)$. Le terme intégral qui est le produit du gain intégral par l'intégrale de l'erreur est donné par :

$$U_i(n) = Ki * \sum_0^n \epsilon(n) \quad (\text{I-9})$$

I.4.2.3 Terme différentiel

Le calcul de la dérivée de l'erreur utilisée dans le calcul du terme dérivé est ramené au calcul de la différence fine. Ainsi le terme dérivé donné par le produit du gain dérivé par la dérivée de l'erreur est donné par :

$$U_d(n) = Kd * (\epsilon(n) - \epsilon(n - 1)) \quad \text{(I-10)}$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$\begin{aligned} U(n) &= U_p(n) + U_i(n) + U_d(n) \\ &= Kp * \epsilon(n) + Ki * \sum_0^n \epsilon(n) + Kd (\epsilon(n - 1) - \epsilon(n)) \end{aligned} \quad \text{(I-11)}$$

I-5 Conclusion

Jusque ici, nous avons vu que les paramètres de la structure de régulation par machine numérique sont accessibles à l'utilisateur, et donc ils peuvent être ajustés, à volonté, suivant le processus que l'on veut commander. Ce qui fait de cette régulation la plus adaptée pour la commande de processus. Dans ce présent travail nous proposons la réalisation d'une commande numérique de température d'un four électrique. Ceci est par l'implémentation d'un régulateur PID en utilisant un microcontrôleur PIC 16F877A. Le fonctionnement du montage fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II : Conception matérielle

II.1 Introduction

On se propose dans ce chapitre de présenter le système de régulation de température qui a pour but de maintenir la température d'un procédé ayant une gamme de température de 0 à 600°C, par une variation du courant électrique dans une résistance pilotée par gradateur. Ce dernier fournit de l'énergie au processus quand sa température est trop diminuée, et se bloque dès qu'elle est jugée convenable. Cela permettra de mettre en évidence les différents composants d'une boucle de régulation et de comprendre les actions PID du régulateur pour atteindre les performances désirées.

II.2 Présentation du schéma synoptique

La figure II-1 montre le schéma synoptique de notre régulateur, il est constitué essentiellement de six différents blocs qui sont les suivants :

- Chaîne de mesure de la température
- Carte de puissance
- Clavier 4 touches
- Carte d'affichage
- L'unité centrale
- L'alimentation

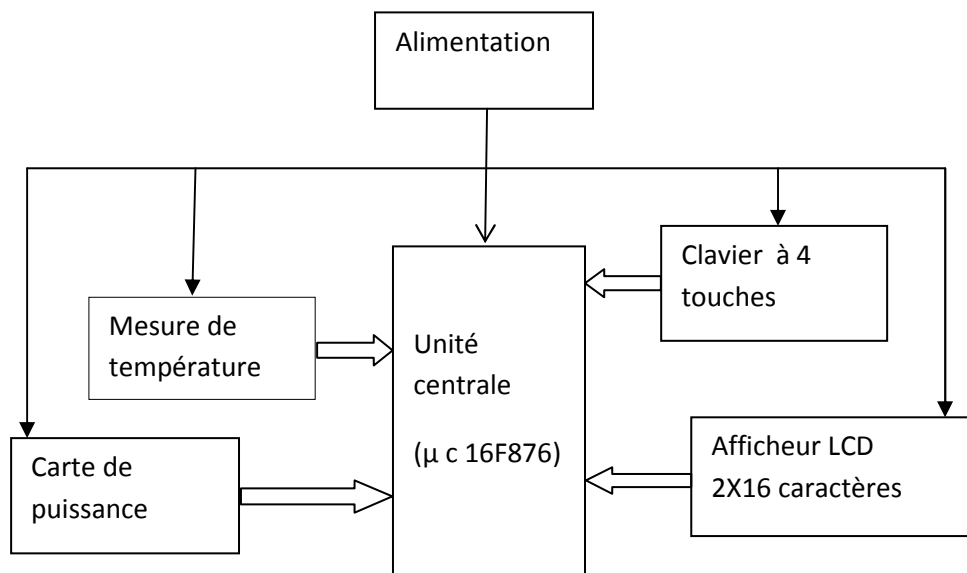


Figure II-1. Schéma synoptique

Sur la figure II-4 est donné le schéma électrique de notre réalisation, dans ce qui suit nous allons présenter l'étude détaillée de chaque bloc.

II.3 Chaîne de mesure de la température

La chaîne de mesure de la température peut être décomposée, comme le montre le synoptique de la figure II-2, en quatre blocs : le capteur, le bloc de conditionnement, le limiteur et le bloc d'adaptation d'impédance. Le schéma électrique de la chaîne de mesure est présenté en figure II- 3.

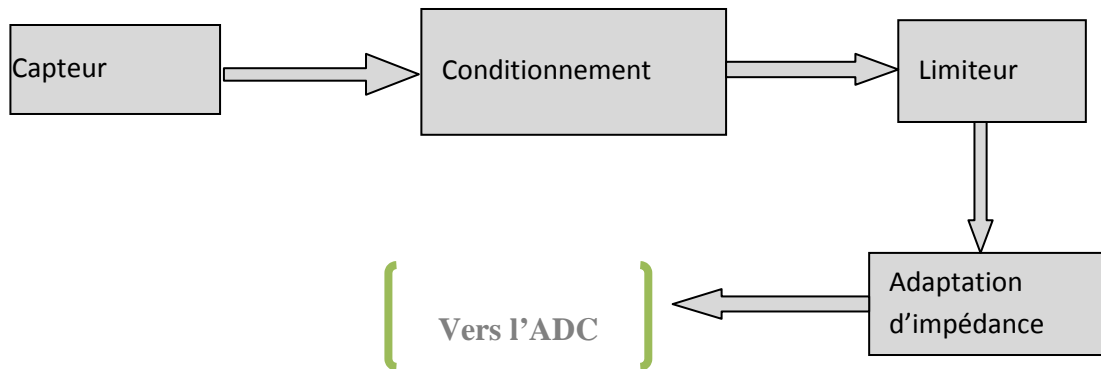


Figure II- 2 : Schéma synoptique de la chaîne de mesure

Le capteur utilisé pour la mesure de température est un thermocouple de type K dont le principe de conversion de la température en tension électrique est présenté au premier chapitre. Comme la gamme de mesure est de 0°C à 600°C, la tension maximale mesurée à la sortie du thermocouple est de 24,9 mV. Comme cette tension est très faible, elle doit être amplifiée avant d'être envoyée sur l'entrée du convertisseur analogique numérique du microcontrôleur. C'est le rôle du circuit de conditionnement.

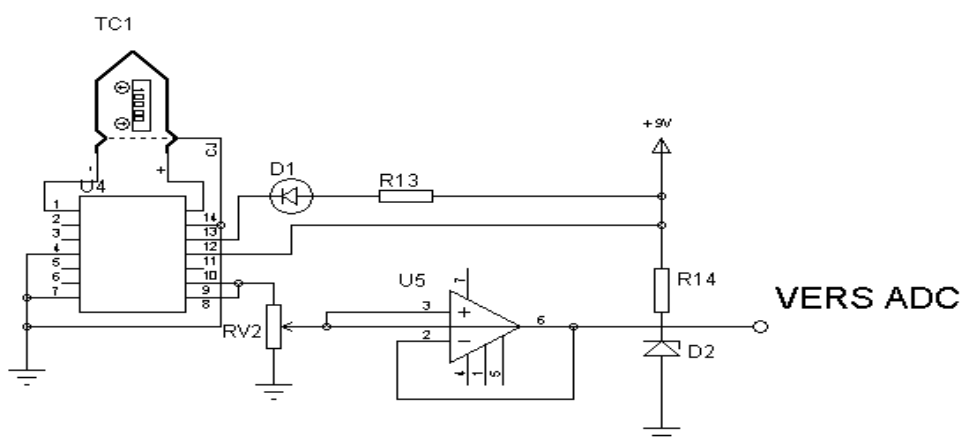


Figure II-3 : Schéma électrique de la chaîne de mesure

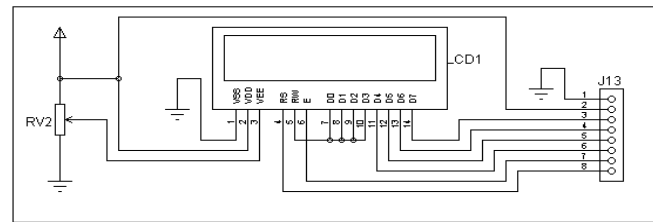
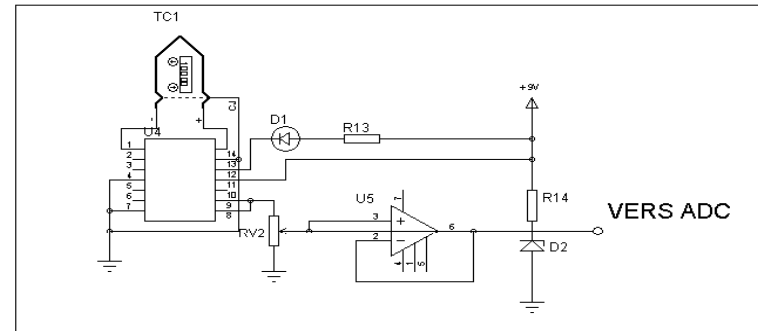
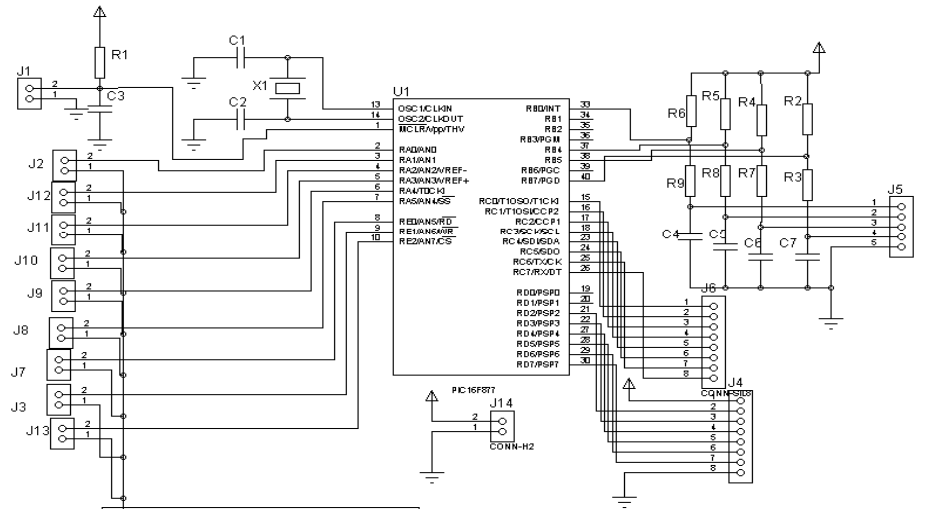
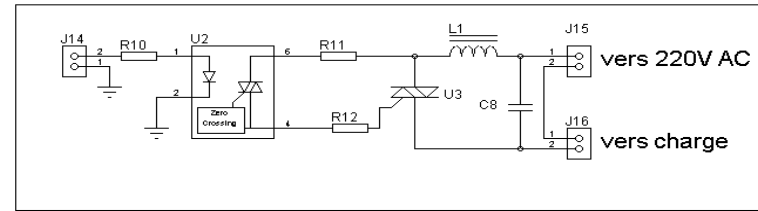
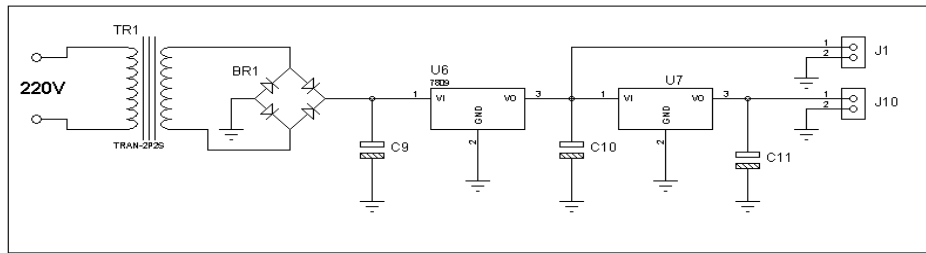


Figure II-4

Le conditionnement du signal issu du thermocouple est réalisé par le circuit intégré AD595 de chez **ANALOG DEVICE** dont le schéma bloc est représenté sur la figure II-5. Il intègre un amplificateur d'instrumentation qui permet d'amplifier le signal de sortie du thermocouple. De plus l'AD595 possède un circuit interne de compensation de la jonction froide. Le circuit est calibré initialement pour un gain de $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ dans le cas d'utilisation avec un thermocouple de type K.

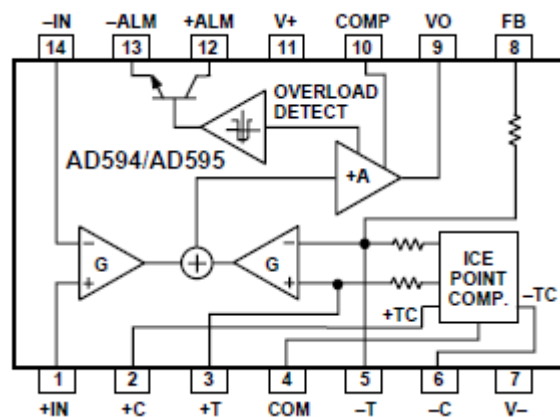


Figure II-5 : Schéma bloc du circuit intégré AD595.

L'AD595 est doté d'un circuit de détection de coupure des fils de branchement du thermocouple. Dans le cas où survient une coupure au niveau des fils de connexion du thermocouple, le transistor devient saturé. L'émetteur et le collecteur du transistor sont accessibles respectivement sur les broches 13 (-ALM) et 12(+ALM) qui peuvent être configurés pour déclencher un circuit d'alarme. Dans notre application, ils sont utilisés pour allumer une LED qui indique la coupure d'un des fils de connexion du thermocouple. Cela est réalisé en connectant la broche -ALM à la masse et une LED en série avec une résistance de limitation de courant entre la broche +ALM et la tension d'alimentation.

La tension délivrée en sortie (broche 9) est fonction de la température. Dans notre application la température maximale mesurée est de 600°C ce qui correspond à une tension de 6V en sortie de circuit. Or le convertisseur de microcontrôleur ne peut supporter une tension excédant 5V, la sortie de l'AD595 est connectée sur un diviseur de tension. La division est réalisée par une résistance variable. Cette division sera compensée par programmation.

La sortie du diviseur est connectée sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel $\mu\text{A} 741$ monté en suiveur. Montage qui présente haute impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

Cela permet d'adapter le circuit de mesure à l'entrée de l'ADC. La diode Zener connectée à la sortie de l'amplificateur opérationnel forme avec la résistance R un écrêteur de tension dont le rôle est de protéger l'entrée de l'ADC de toute tension excédant 5V.

II.4 La carte de puissance

La carte de puissance consiste en un gradateur à train d'onde dont le schéma électrique est représenté sur la figure II-6. Il utilise un optotriac MOC3042 doté d'un circuit de détection du passage par zéro de la tension secteur. Ce dernier est a double rôle : d'une part, il assure l'isolation galvanique entre la tension 220V du secteur et la partie basse tension et synchronise le déclenchement du triac d'autre part. Les résistances R2 et R3 servent pour abaisser la tension du secteur car l'optotriac ne supporte des tensions supérieures à 115V. La bobine L1 en série avec le condensateur C1 forment un filtre antiparasite. La résistance R1 permet de limiter le courant circulant dans la LED de l'optotriac.

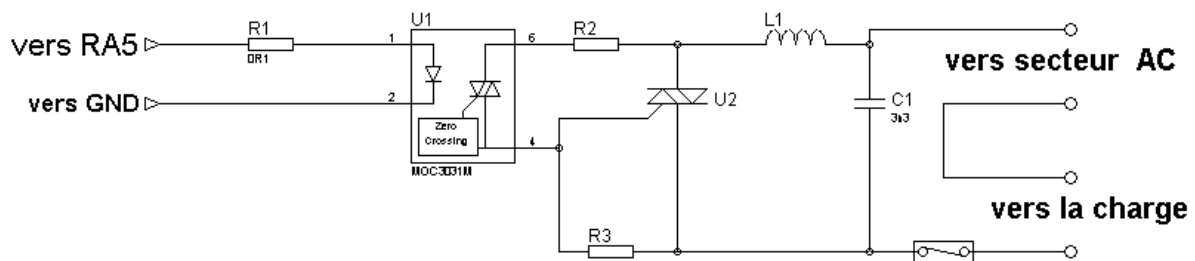


Figure II-6 : Schéma électrique de la carte de puissance.

Le microcontrôleur envoie un signal carré sur la broche RA5 dont la fréquence est fixée à une valeur de quelques Hz tandis que le rapport cyclique est variable. Durant le niveau haut du signal l'optotriac se charge d'envoyer une impulsion de déclenchement sur la gâchette du triac à chaque passage par zéro de la tension secteur. La modulation de la puissance fournie à la charge est réalisée par la variation du rapport cyclique du signal d'entrée. A titre illustratif, les chronogrammes des figure II-7 (a) et(b) correspondent respectivement à des modulations de 100% et de 50% de la puissance fournie à la charge(en bleu le signal d'entrée et en jaune le signal fournie à la charge).

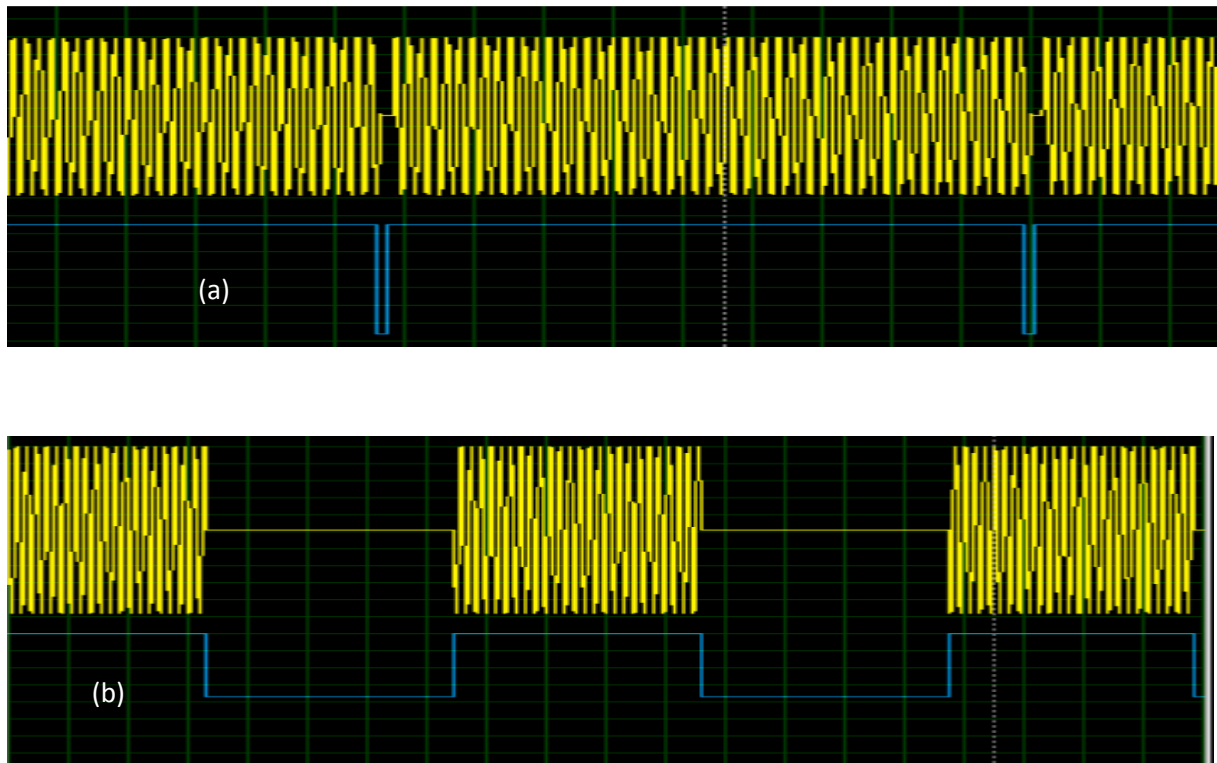


Figure II-7 :

- (a) Modulation de 100% de la puissance
- (b) Modulation de 50% de la puissance

(En bleu le signal d'entrée et en jaune le signal fourni à la charge)

II.5 Clavier quatre touches

Le schéma électrique du clavier est donné par la figure II-8, il est constitué de quatre boutons poussoirs montés comme le montre la figure II-8, leurs rôles sont résumés sur le tableau II-1. L'appui sur l'un des quatre boutons ramène la broche correspondante du PORTB, qui se trouve initialement à 5V à cause de la résistance interne de rappel, à la masse et une interruption est générée au niveau du microcontrôleur. Ce dernier arrête l'exécution du programme principal et se branche vers le sous programme de gestion de l'interruption correspondante. Il est à noter que le bouton ON_OFF est prioritaire tandis que les trois autres boutons qui servent aux différents réglages sont désactivés lorsque le régulateur est mis en marche.

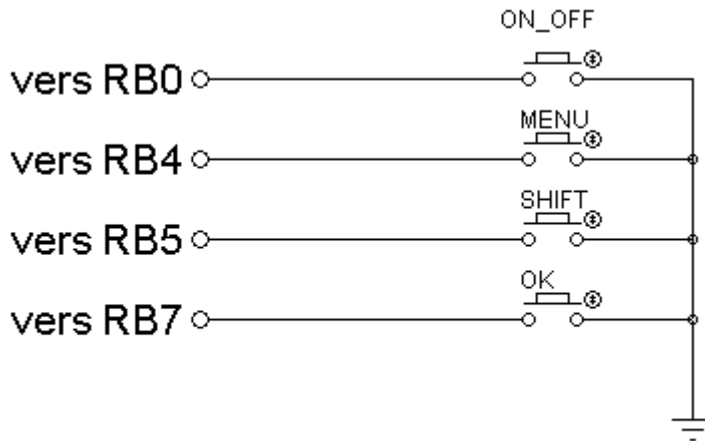


Figure II-8 : Schéma électrique du clavier quatre touches

Tableau II-1 : Fonctions des différents boutons

Bouton	Broche du PORTB correspondante	Fonction
ON_OFF	RB0	Permet de mettre en marche le régulateur ou de l'arrêter
MENU	RB4	Permet d'accéder au menu de réglage elle est désactivée quand le régulateur est en marche.
SHIFT	RB5	Permet la navigation dans le menu comme elle permet aussi d'incrémenter les valeurs des différents paramètres. elle est désactivée quand le régulateur est en marche.
OK	RB7	Utilisé pour la validation des sous menus ou des valeurs des paramètres. elle est désactivée quand le régulateur est en marche.

II.6 Carte d'affichage

Le schéma électrique de la carte d'affichage est représenté sur la figure II-9. Il est constitué d'un module LCD comportant 14 broches qui permettent de piloter ce dernier par un système à μ p ou μ C. La fonction des différentes broches est résumée sur le tableau II-2.

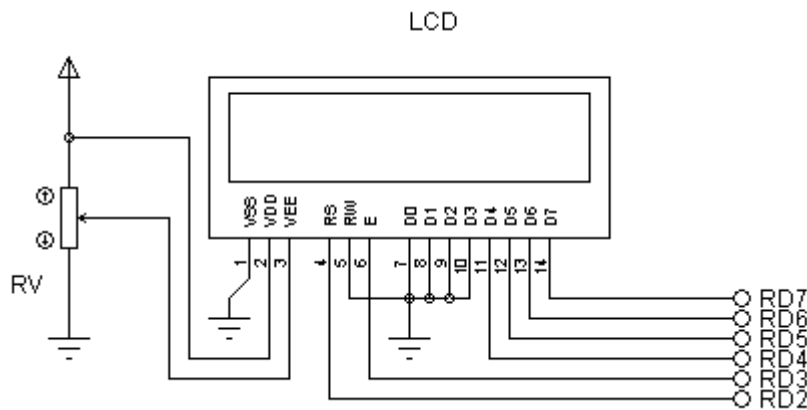


Figure II-9 : Schéma électrique de la carte d'affichage

Le principe de fonctionnement du module est assez complexe ce ci est dû à la complexité de sa structure interne comme le montre le schéma fonctionnel de la figure II-11. Il comporte :

- l’afficheur LCD, proprement dit, qui est une matrice 2 x 16 de caractères.
- Circuits de commande spécialisés qui permettent de gérer la matrice de caractères et l’échange de données avec le système à μC ou μP .

Tableau II-2 : Fonction des différentes broches du module LCD

Broche	Nom	Fonction
1	V _{SS}	Masse.
2	V _{DD}	Tension d’alimentation qui est de 0 à 5V
3	V ₀	Cette tension permet, en la faisant varier entre 0 et +5V, le réglage du contraste de l’afficheur.
4	RS	Cette broche indique au contrôleur que les bits présentés sur D ₄ à D ₇ véhiculent une instruction à exécuter (RS=0) ou un paramètre à afficher (RS=1).
5	R/ \bar{W}	Read/Write 0 écriture 1 lecture
6	E	Entrée de validation, elle permet de valider les données sur un front descendant. Lorsque E=0 alors le bus de données est à l’état haute impédance.
7	D ₀	Bus de données bidirectionnels permet l’affichage des caractères selon un code fourni avec l’afficheur.
8	D ₁	
9	D ₂	
10	D ₃	
11	D ₄	
12	D ₅	
13	D ₆	
14	D ₇	

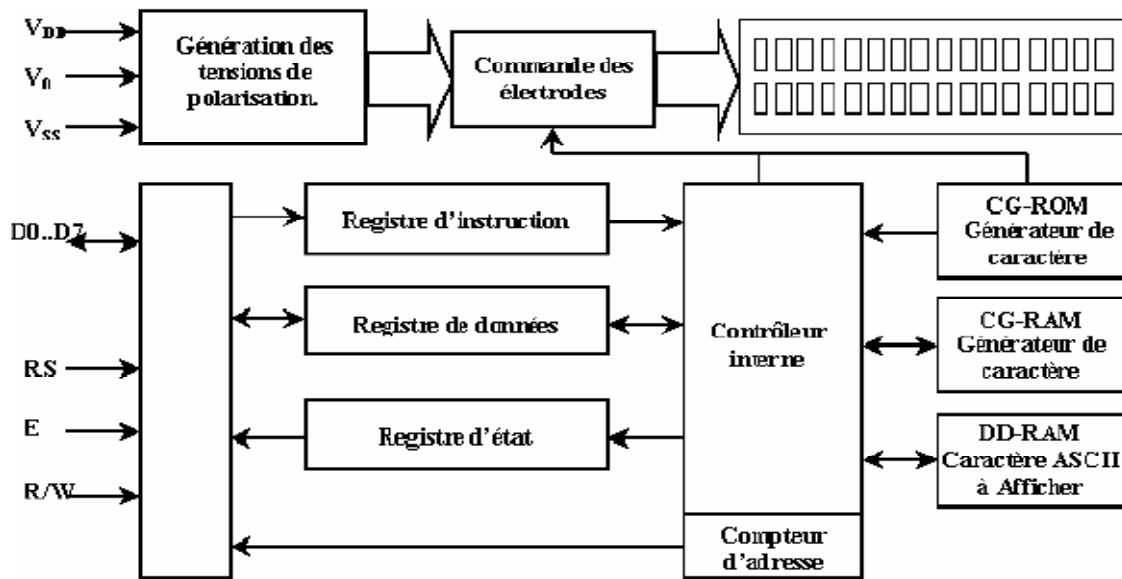


Figure II-10 : Schéma fonctionnel de l'afficheur LCD

La communication entre le module et le système à μC ou μP se fait sur un bus de données de 8bits (figure II-11-a) ou sur un bus de 4bits (figure II-11-b). Dans le dernier cas les broches D0, D1, D2 et D3 doivent être connecté à la masse.

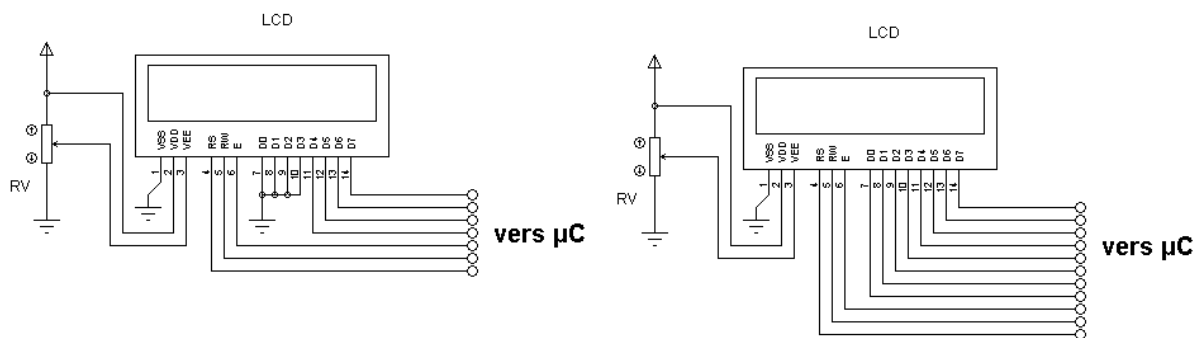


Figure II-11 : Interfaçage du module LCD avec un système à μC ou μP :

- (a) en mode 8 bits
- (b) en mode 4 bits

II.7 La carte principale

Le schéma électrique de la carte principale est donné sur la figure II-12, elle est construite autour du microcontrôleur PIC16F877 de la société MICROCHIP auquel on rajoute un minimum de composant externes pour le rendre fonctionnel.

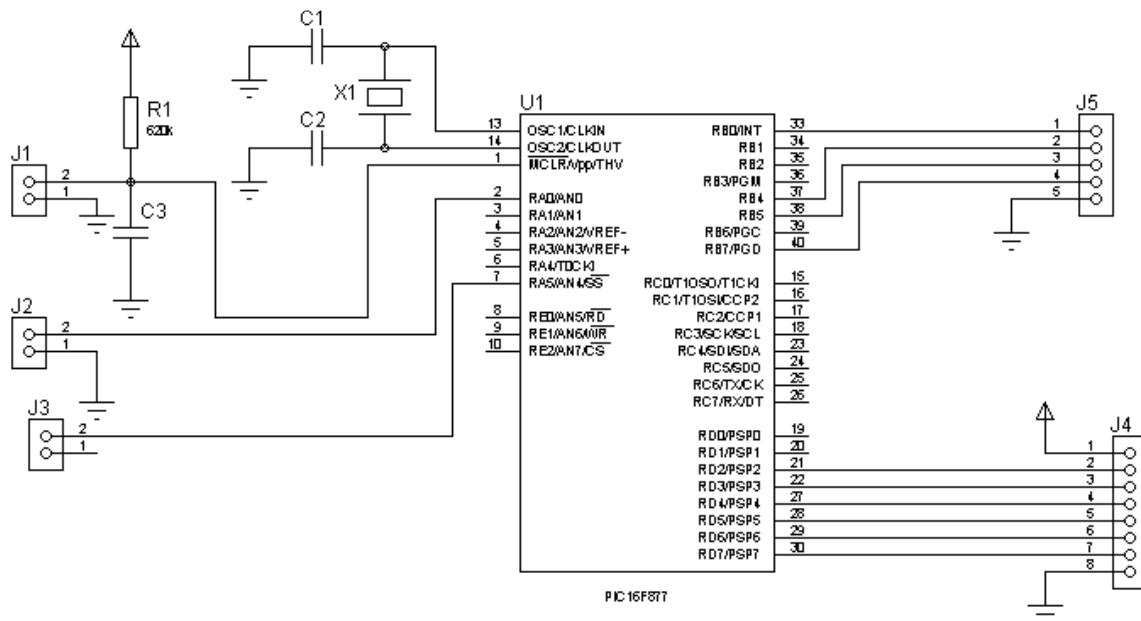


Figure II-12 : Schéma électrique de la carte principale

II.7.1 Microcontrôleur PIC16F877

Le microcontrôleur PIC16F877 est un système à microprocesseur dont l'architecture interne est du type **Harvard**, elle utilise deux bus différents pour l'adressage de la mémoire programme et la mémoire de données.

Le schéma bloc du microcontrôleur est donné sur la figure II-13, il intègre 8K mots de 13 bits comme mémoire programme, 368 octets de mémoire de données organisée sur 4 banques et 256 octets de mémoire EEPROM.

Comme tout système à microprocesseur, il contient :

- une unité arithmétique et logique qui se charge de l'exécution des différentes opérations. Ceci est sous le contrôle de l'unité de commande et l'unité de synchronisation.

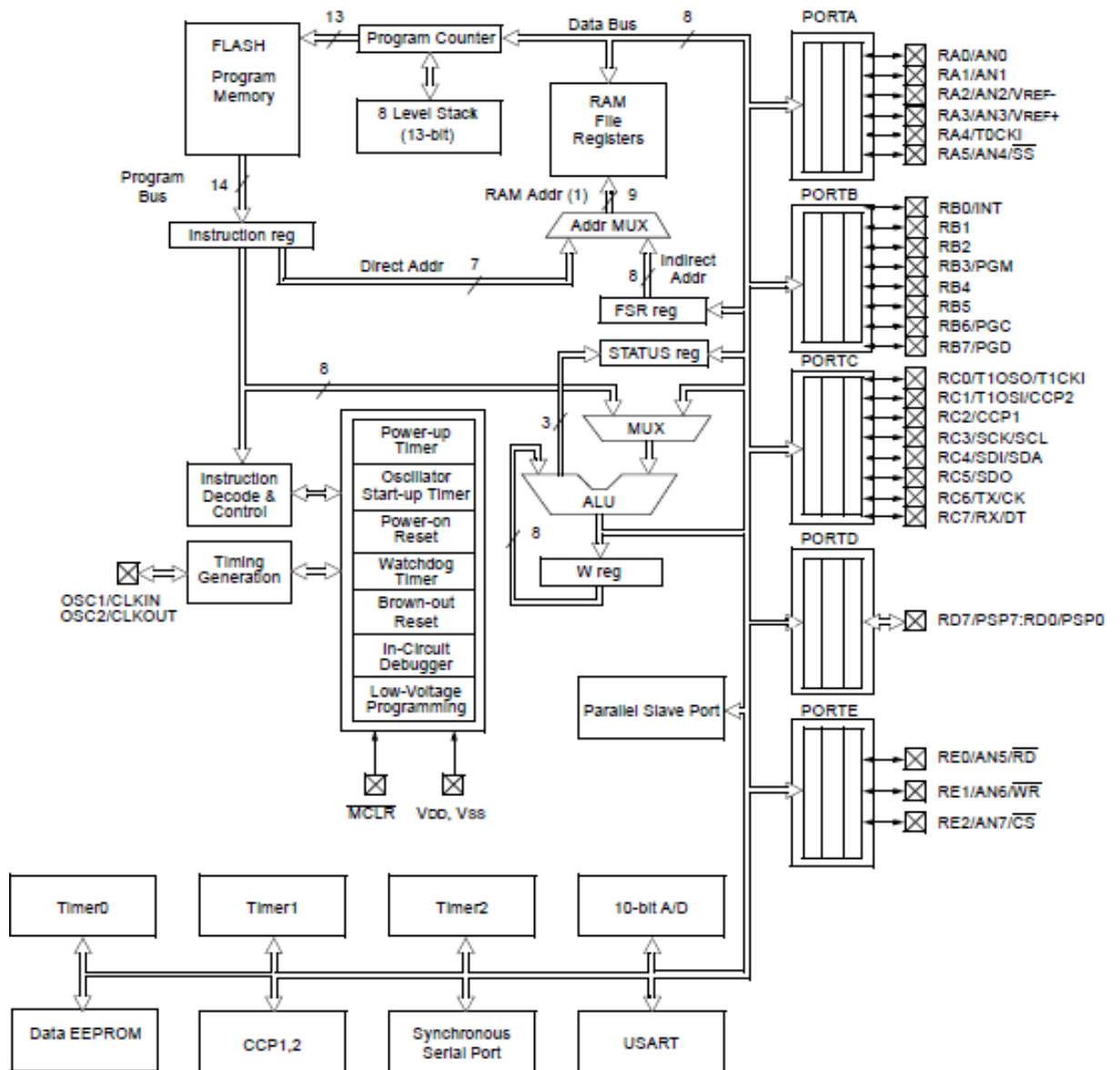


Figure II-13 : Schéma bloc du microcontrôleur 16F877

- 5 E/S parallèles programmables individuellement en entrée ou en sortie : «3 ports sur 8 bits (PORTB, PORTC et le PORTD), un port sur 5 bits (PORTA) et un port sur 3 bits (PORTE). L'accès aux données se fait par l'intermédiaire du registre PORTX du port correspondant et la direction de chaque broche est contrôlée par le bit correspondant du registre TRISX du même port.
- Un convertisseur analogique sur 10 bits dont nous détaillerons le fonctionnement par la suite du texte.
- 3 timers : TMR0, TMR1 et TMR2. Par la suite nous nous intéressons au fonctionnement de TMR1 car c'est ce dernier qui est utilisé dans notre montage.
- Un module CCP (capture compare pulse width modulation)

- Un module MSSP (master synchronous serial port)
- Un module USART (Universal Synchronous Asynchronous Receiver transmitter)

Dans la suite du texte nous nous limitons à l'étude des registres principaux qui régissent le fonctionnement du microcontrôleur et le module ADC utilisé dans notre application.

II.7.1.1 Convertisseur A/N

Dans notre application le signal électrique issu du thermocouple est un signal continu qui doit être discrétisé pour pouvoir être traité par le calculateur, cette discrétisation ou numérisation est assurée par le convertisseur numérique analogique interne du PIC 16F877. Un schéma simplifié du convertisseur est représenté par la figure II-14.

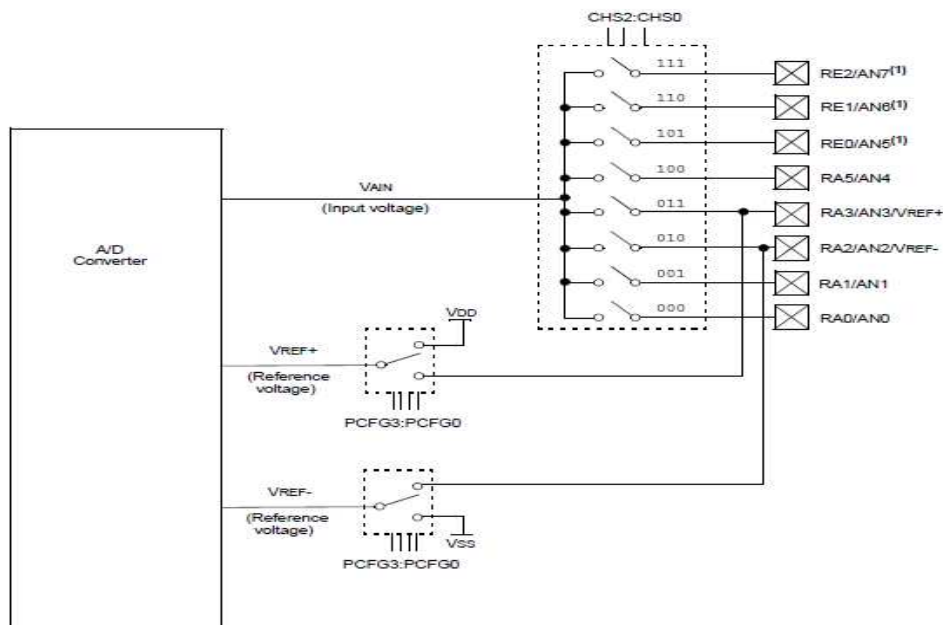


Figure II-14 : Schéma fonctionnel de l'ADC

Le fonctionnement du convertisseur est régi par les registres suivants :

- Le registre ADCON0 dont la signification des différents bits est donnée sur la figure II-15 contrôle les opérations du module.
- Le registre ADCON1 dont la signification des différents bits est donnée sur la figure II-16 permet la configuration des différentes entrées (entrées analogiques, VREF- et VREF+).
- Les registres ADRESL et ADRESH dans lesquels se trouve le résultat de la conversion.

R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	U-0	R/W-0
ADCS1	ADCS0	CHS2	CHS1	CHS0	GO/DONE	—	ADON
bit7							bit0

R = Readable bit
 W = Writable bit
 U = Unimplemented bit, read as '0'
 - n = Value at POR reset

bit 7-6: **ADCS1:ADCS0: A/D Conversion Clock Select bits**

- 00 = FOSC/2
- 01 = FOSC/8
- 10 = FOSC/32
- 11 = FRC (clock derived from an RC oscillation)

bit 5-3: **CHS2:CHS0: Analog Channel Select bits**

- 000 = channel 0, (RA0/AN0)
- 001 = channel 1, (RA1/AN1)
- 010 = channel 2, (RA2/AN2)
- 011 = channel 3, (RA3/AN3)
- 100 = channel 4, (RA5/AN4)
- 101 = channel 5, (RE0/AN5)⁽¹⁾
- 110 = channel 6, (RE1/AN6)⁽¹⁾
- 111 = channel 7, (RE2/AN7)⁽¹⁾

bit 2: **GO/DONE: A/D Conversion Status bit**

- If ADON = 1
- 1 = A/D conversion in progress (setting this bit starts the A/D conversion)
- 0 = A/D conversion not in progress (This bit is automatically cleared by hardware when the A/D conversion is complete)

bit 1: **Unimplemented: Read as '0'**

bit 0: **ADON: A/D On bit**

- 1 = A/D converter module is operating
- 0 = A/D converter module is shutoff and consumes no operating current

Figure II-15 : Le registre ADCON0

U-0	U-0	R/W-0	U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
ADFM	—	—	—	PCFG3	PCFG2	PCFG1	PCFG0
bit7				bit0			

R = Readable bit
 W = Writable bit
 U = Unimplemented bit, read as '0'
 - n = Value at POR reset

bit 7: **ADFM: A/D Result format select**
 1 = Right Justified. 6 most significant bits of ADRESH are read as '0'.
 0 = Left Justified. 6 least significant bits of ADRESL are read as '0'.

bit 6-4: **Unimplemented: Read as '0'**

bit 3-0: **PCFG3:PCFG0: A/D Port Configuration Control bits**

PCFG3: PCFG0	AN7 ⁽¹⁾ RE2	AN6 ⁽¹⁾ RE1	AN5 ⁽¹⁾ RE0	AN4 RA5	AN3 RA3	AN2 RA2	AN1 RA1	AN0 RA0	VREF+	VREF-	CHAN / Refs ⁽²⁾
0000	A	A	A	A	A	A	A	A	VDD	VSS	8/0
0001	A	A	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	VSS	7/1
0010	D	D	D	A	A	A	A	A	VDD	VSS	5/0
0011	D	D	D	A	VREF+	A	A	A	RA3	VSS	4/1
0100	D	D	D	D	A	D	A	A	VDD	VSS	3/0
0101	D	D	D	D	VREF+	D	A	A	RA3	VSS	2/1
011x	D	D	D	D	D	D	D	D	VDD	VSS	0/0
1000	A	A	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	6/2
1001	D	D	A	A	A	A	A	A	VDD	VSS	6/0
1010	D	D	A	A	VREF+	A	A	A	RA3	VSS	5/1
1011	D	D	A	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	4/2
1100	D	D	D	A	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	3/2
1101	D	D	D	D	VREF+	VREF-	A	A	RA3	RA2	2/2
1110	D	D	D	D	D	D	D	A	VDD	VSS	1/0
1111	D	D	D	D	VREF+	VREF-	D	A	RA3	RA2	1/2

A = Analog input
 D = Digital I/O

Note 1: These channels are not available on the 28-pin devices.
Note 2: This column indicates the number of analog channels available as A/D inputs and the number of analog channels used as voltage reference inputs.

Figure II-16 : Le registre ADCON1

La numérisation du signal électrique se fait suivant les étapes ci-dessous:

1. Le PIC connecte la pin sur laquelle se trouve la tension à numériser à un condensateur interne, qui va se charger via une résistance interne jusqu'à la tension appliquée.
2. Lorsque le condensateur est chargé, il se déconnecte de la pin et il se connecte au CAN interne.
3. Le PIC procède à la conversion par la mise à 1 du bit ADON du registre ADCON0.

II.7.1.2 Sources d'interruptions

Le microcontrôleur PIC16F877 possède 14 sources d'interruption qui peuvent être classé en deux catégories : les interruptions primaires et les interruptions périphériques.

Les interruptions primaires : elles sont au nombre de 3, elles sont contrôlées par le registre INTCON dont la signification de chaque bits est donnée sur le tableau II-3. Leur mise en service se fait par le positionnement du bit concernant l'interruption ainsi que le bit de validation des interruptions globales.

Tableau II-3 : signification des bits du registre INTCON

N° du bit	nom	Signification
Bit 7	GIE	(global interrupt enable) sa mise à 1 valide toutes les interruptions non masquées et sa mise à 0 les désactivent.
Bit 6	PEIE	(peripheral interrupt enable) sa mise à 1 valide toutes les interruptions périphériques non masquées et sa mise à 0 les désactivent.
Bit 5	TOIE	(TMR0 interrupt enable) sa mise à 1 valide l'interruption TMR0 et sa mise à 0 la désactive
Bit 4	INTE	(RB0/INT enable) sa mise à 1 valide l'interruption externe sur RB0 et sa mise à 0 la désactive
Bit 3	RBIE	(RB port change interrupt enable) sa mise à 1 valide l'interruption du changement d'état de l'une des broches RB4 :RB7 et sa mise à 0 la désactive
Bit 2	TOIF	(TMR0 interrupt flag) il est mis à 1 lors du débordement du TMR0
Bit 1	INTF	(RB0/INT interrupt flag) il est mis à 1 lorsque il se produit une interruption sur RB0
Bit 0	RBIF	(RB0 port change interrupt flag) il est mis à 1 lorsque il se produit un changement d'état sur l'une des broches RB4 :RB7

- Les interruptions périphériques : le microcontrôleur PIC16F877 possède plusieurs sources d'interruption que ne peut en gérer le registre INTCON. Donc les autres bits de validation vont se trouver dans d'autres registres. Ces registres sont PIE1 et PIE2 et les flags correspondants se trouvent dans PIR1 et PIR2. Les détails de ces registres sont présentés sur les tableaux II-4, II-5, II-6 et II-7.

La mise en service de ces interruptions se fait par les trois étapes suivantes :

1. validation du bit correspondant du registre PIE1 ou PIE2.
2. Validation du bit PEIE du registre INTCON.
3. Validation GIE du registre INTCON.

Tableau II-4 : Signification des bits du registre PIE1 (un bit mis à 1 autorise l'interruption correspondante et un bit mis à zéro la masque).

N° bit	Nom du bit	signification
Bit 7	PSPIE	Autorisation d'interruption de lecture écriture du PSP (Parallel Slave Port)
Bit 6	ADIE	Autorisation d'interruption de l'ADC
Bit 5	RCIE	Autorisation d'interruption de l'USART (Universal serial asynchronous reciver)
Bit 4	TXIE	Autorisation d'interruption de l'USART (Universal serial asynchronous transmitter)
Bit 3	SSPIE	Autorisation d'interruption du SSP (Serial Synchronous Port)
Bit 2	CCP1IE	Autorisation d'interruption du CCP1
Bit 1	TMR2IE	Autorisation d'interruption du TMR2
Bit 0	TMR1IE	Autorisation d'interruption du TMR1

Tableau II-5 : Signification des bits du registre PIE2 (un bit mis à 1 autorise l'interruption correspondante et un bit mis à zéro la masque).

N° bit	Nom du bit	signification
Bit 7	X	Non utilisé
Bit 6	X	Non utilisé
Bit 5	X	Non utilisé
Bit 4	EEIE	Autorisation d'interruption de fin d'écriture en EEPROM
Bit 3	BCIE	Autorisation d'interruption de collision du bus
Bit 2	X	Non utilisé
Bit 1	X	Non utilisé
Bit 0	CCP2IE	Autorisation d'interruption CCP2

Tableau II-6 : Signification des bits du registre PIR1 (un bit mis à 1 autorise l'interruption correspondante et un bit mis à zéro la masque).

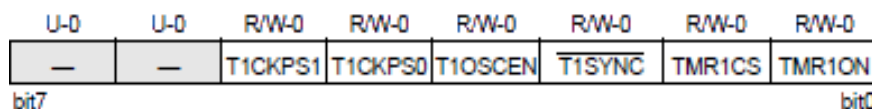
N° bit	Nom du bit	signification
Bit 7	PSPIF	Flag de l'interruption de lecture écriture du PSP (Parallel Slave Port)
Bit 6	ADIF	Flag de l'interruption de l'ADC
Bit 5	RCIF	Flag de l'interruption de l'USART (Universal serial asynchronous receiver)
Bit 4	TXIF	Flag de l'interruption de l'USART (Universal serial asynchronous transmitter)
Bit 3	SSPIF	Flag de l'interruption du SSP (Serial Synchronous Port)
Bit 2	CCP1IF	Flag de l'interruption du CCP1
Bit 1	TMR2IF	Flag de l'interruption du TMR2
Bit 0	TMR1IF	Flag de l'interruption du TMR1

Tableau II-7 : Signification des bits du registre PIR2 (un bit mis à 1 autorise l'interruption correspondante et un bit mis à zéro la masque).

N° bit	Nom du bit	signification
Bit 7	X	Non utilisé
Bit 6	X	Non utilisé
Bit 5	X	Non utilisé
Bit 4	EEIE	Flag de l'interruption de fin d'écriture en EEPROM
Bit 3	BCIE	Flag de l'interruption de collision du bus
Bit 2	X	Non utilisé
Bit 1	X	Non utilisé
Bit 0	CCP2IE	Flag de l'interruption CCP2

II.7.1.3 Timer TMR1

Le TIMER1 peut fonctionner soit en mode timer ou en mode compteur, il consiste en un registre sur 16 bits : TMR1H pour le poids fort et TMR1L pour le poids faible, il est accessible en lecture et en écriture. La configuration du mode de fonctionnement du module est accessible par le registre T1CON. La figure II-17 illustre la signification de ses différents bits.



bit 7-6: **Unimplemented:** Read as '0'

bit 5-4: **T1CKPS1:T1CKPS0:** Timer1 Input Clock Prescale Select bits

11 = 1:8 Prescale value

10 = 1:4 Prescale value

01 = 1:2 Prescale value

00 = 1:1 Prescale value

bit 3: **T1OSCEN:** Timer1 Oscillator Enable Control bit

1 = Oscillator is enabled

0 = Oscillator is shut off (The oscillator inverter is turned off to eliminate power drain)

bit 2: **$\overline{T1SYNC}$:** Timer1 External Clock Input Synchronization Control bit

TMR1CS = 1

1 = Do not synchronize external clock input

0 = Synchronize external clock input

TMR1CS = 0

This bit is ignored. Timer1 uses the internal clock when TMR1CS = 0.

bit 1: **TMR1CS:** Timer1 Clock Source Select bit

1 = External clock from pin RC0/T1OSO/T1CKI (on the rising edge)

0 = Internal clock ($F_{OSC}/4$)

bit 0: **TMR1ON:** Timer1 On bit

1 = Enables Timer1

0 = Stops Timer1

Figure II-17 : Signification des bits du registre T1CON

II.7.1.4 Oscillateur

L'horloge de synchronisation des opérations de notre microcontrôleur est fournie par l'oscillateur interne dont la fréquence des oscillations est stabilisée par un quartz externe auquel on rajoute deux condensateurs comme montré par le schéma de la figure II-18. Le choix des condensateurs dépend de la fréquence du quartz utilisé. Sur le tableau II-8 sont données les valeurs recommandées par le constructeur pour différentes fréquences du quartz.

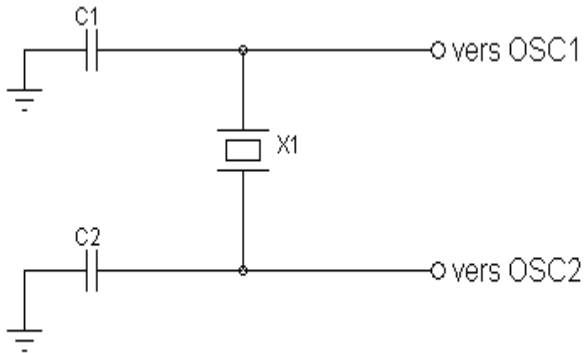


Figure II-18 : Oscillateur à quartz

Tableau II-8 : Valeurs des condensateurs pour différentes fréquences du quartz

Mode	Fréquences du quartz	Valeurs de C1 et C2
LP	32KHz	33pF
	200KHZ	15pF
XP	200KHZ	46-68pF
	1MHz	15pF
	4MHz	15pF
HS	4MHz	15pF
	8MHz	15-33pF
	20MHZ	15-33pF

II.7.1.5 Circuit de RESET

Le signal de RESET est fourni par le condensateur C1 qui se charge à travers la résistance R1 (figure II-19). Son rôle est d'introduire un retard pour la remise à zéro lors de l'alimentation du montage pour laisser le temps à l'oscillateur interne de se stabiliser. Le rôle du bouton poussoir monté en parallèle au condensateur C1 est de ramener la broche MCLR du pic à zéro pour effectuer une remise à zéro en cas où le système ne répond plus.

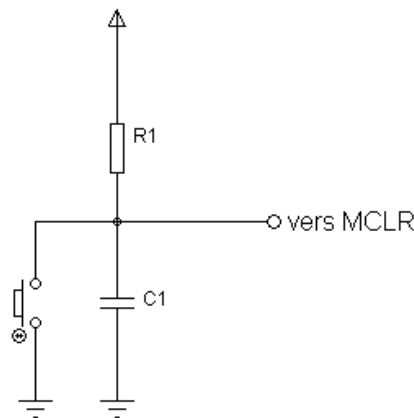


Figure II-19 Circuit de RESET

II.7.1.6 Entrées clavier

Les boutons poussoirs et commutateurs deux positions sont les plus simples dispositifs qui peuvent changer l'état des entrées du microcontrôleur. Or, de tels dispositifs utilisent des contacts mécaniques qui (suite à leur état de surface ou à leur élasticité ou à la présence de la crasse sur leur surface) produisent des rebondissements. Ces derniers se présentent sous forme de plusieurs impulsions sur une durée de 0,01 à 100ms (voir détail 1 de la figure II-20).

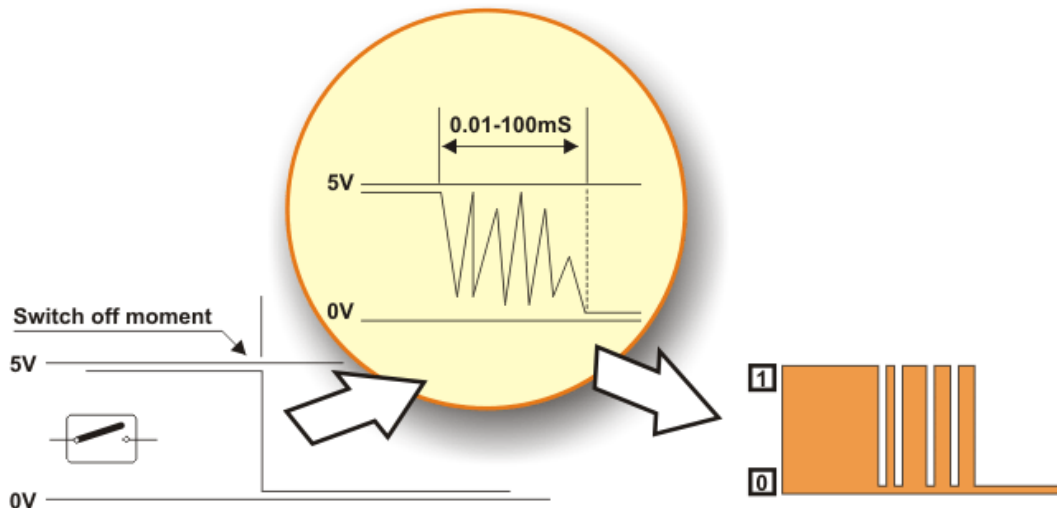


Figure II-20 : Effet de rebondissements produits par un bouton poussoir.

Ainsi, le signal observé sur l'entrée correspondant à l'allure de celui détaillé de la figure II-20. Pour remédier à ce problème, on a utilisé un circuit RC pour filtrer le signal envoyé sur les entrées clavier (figure II-21).

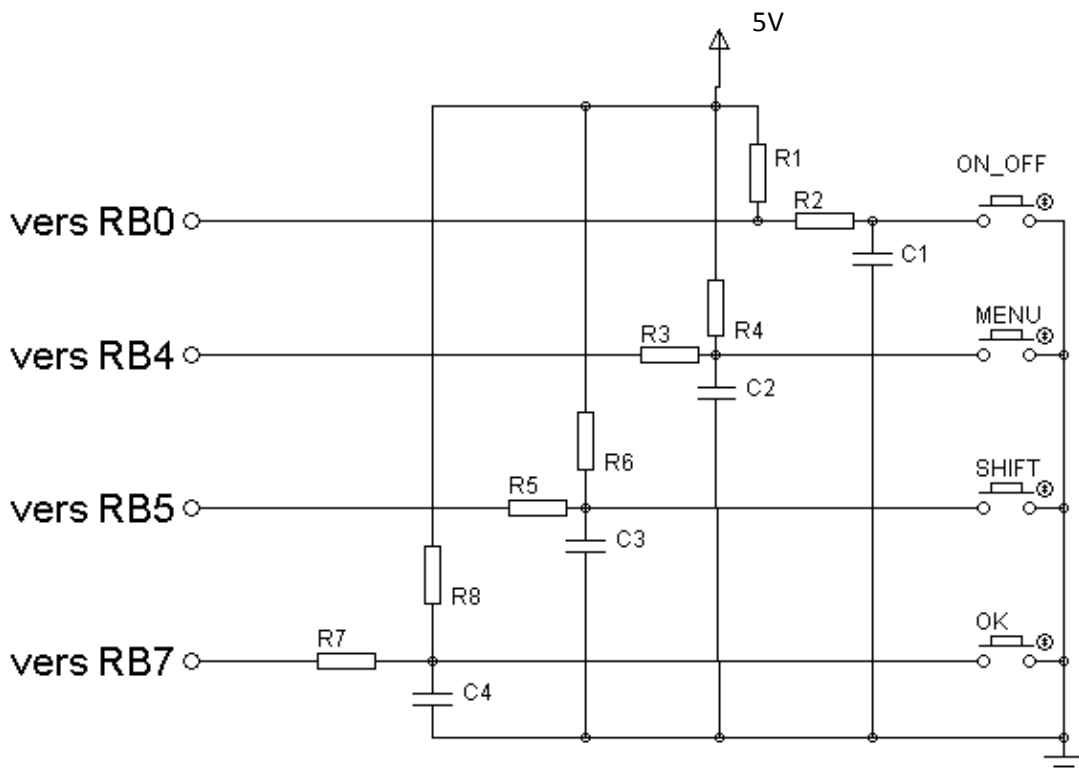


Figure II-21 : Circuit anti rebondissements

II-8 Alimentation

L'alimentation de notre montage est constituée d'un transformateur abaisseur qui fournit en son secondaire une tension alternative d'amplitude 12V. Cette tension alternative est redressée par le pont de diode puis régulée par le régulateur de tension LM 7809 qui délivre en sortie une tension de 9V continue pour l'alimentation de la carte de mesure. A la sortie du régulateur 9V est placé un régulateur 5V (7805) qui délivre la tension d'alimentation des autres parties du montage. Le schéma électrique de l'alimentation est donné sur la figure II-22.

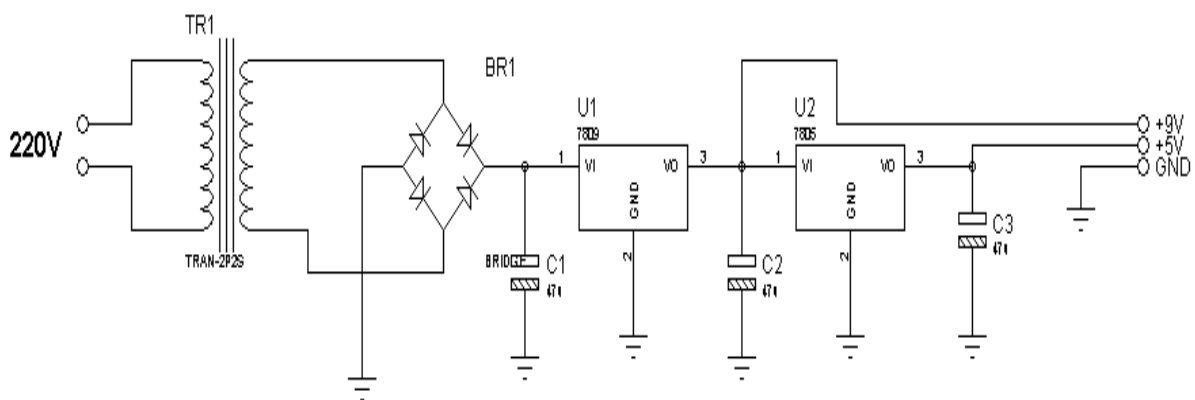


Figure II- 22 : Schéma électrique de l'alimentation

II-9 Conclusion

Après avoir expliqué les détails électriques du fonctionnement de notre montage, il nous reste la partie logicielle, c'est-à-dire le programme à inscrire dans le microcontrôleur. Cela fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III : Conception logiciel

II.1 Introduction

Pour la réalisation du programme inscrit dans la mémoire flash de notre microcontrôleur, nous avons utilisé le compilateur MicroC for PIC de mikroelektronika disponible gratuitement sur le site internet www.mkroe.com. Il supporte les microcontrôleurs PIC12, PIC16 et PIC18. Il est doté de bibliothèques spécialisées pour la gestion des différents modules internes du microcontrôleur ainsi que pour la gestion de certains modules les plus utilisés tels que les afficheurs LCD, les lecteurs de cartes mémoires ...

Dans ce qui suit nous allons décrire les différentes tâches exécutées par le microcontrôleur et les organigrammes correspondants.

III.2 Gestion du menu

Pour la gestion du menu nous avons utilisé une variable (menu_var) qui nous indique à chaque fois dans quel sous menu on est (tableau III-1) et un registre d'état (etat_menu) dont les bits nous indiquent l'état du sous menu (voir tableau III-2).

Tableau III-1: Valeur de la variable « menu_var ».

Menu_var	Menu correspondant
1	Sous menu réglage consigne
2	Sous menu réglage Kp
3	Sous menu réglage Kd
4	Sous menu réglage Ki

Tableau III-2 : Signification des bits du registre « etat_menu »

bits	Val.	Signification	bits	Val.	Signification
0	1	Menu actif	4	1	Sous menu réglage Ki actif
	0	Menu non actif		0	Sous menu réglage Ki non actif
1	1	Sous menu réglage consigne actif	5	X	Non utilisé
	0	Sous menu réglage consigne non actif			
2	1	Sous menu réglage Kp actif	6	X	Non utilisé
	0	Sous menu réglage Kp non actif			
3	1	Sous menu réglage Kd actif	7	X	Non utilisé
	0	Sous menu réglage Kd non actif			

Le menu est géré par le sous programme de gestion de l'interruption du changement d'état sur l'une des broches RB4, RB5, et RB7 du port B. Pour déterminer quelle est la touche qui a généré l'interruption, on sauvegarde le contenu du port B dans une variable masque et on fait une pause de 0,10 ms pour éliminer l'effet des rebondissements. En suite, on réalise un ou exclusif entre la variable masque et la nouvelle valeur du port B. Ainsi, la variable masque prend la valeur de 16 si c'est la touche MENU qui a généré l'interruption, la valeur 32 si c'est la touche SHIFT et 128 si c'est la touche OK. L'organigramme de gestion de l'interruption port B est donné sur la figure III-1.

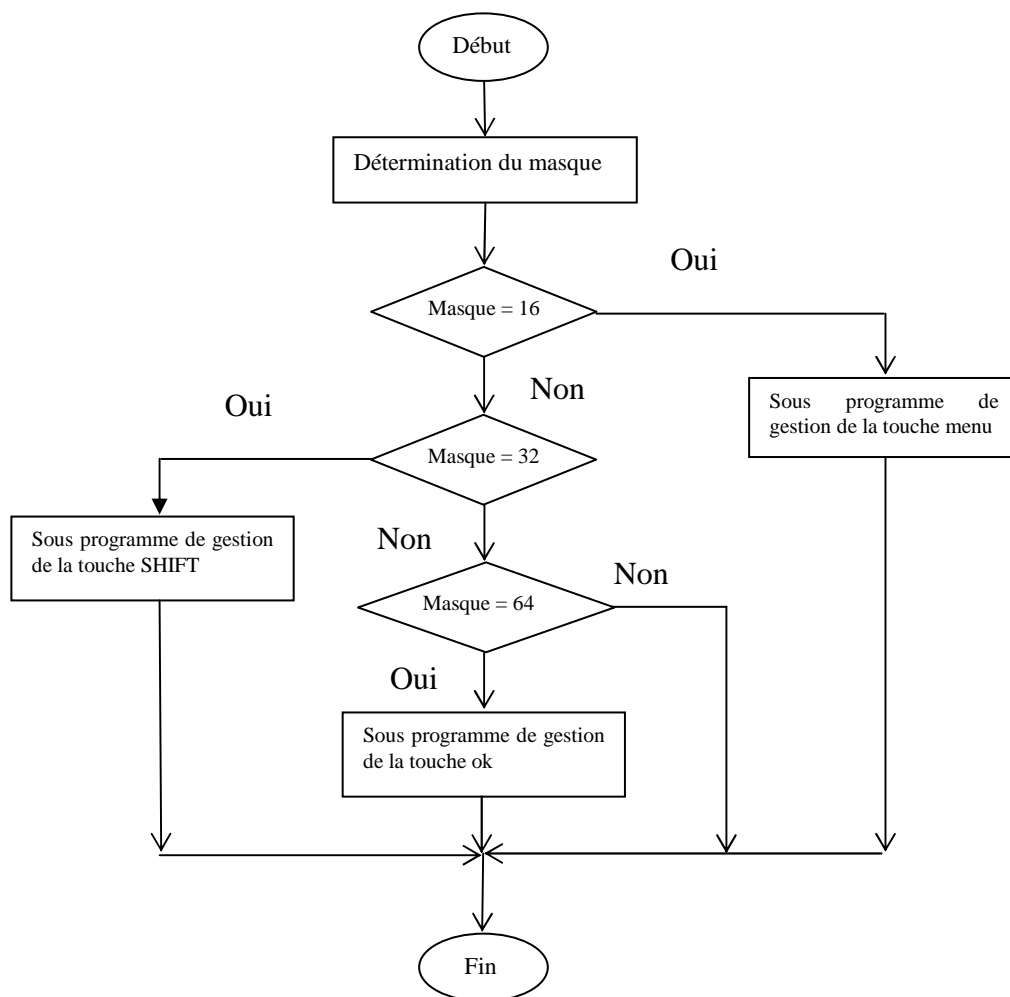


Figure III-1 : Organigramme de gestion de l'interruption changement d'état sur port B

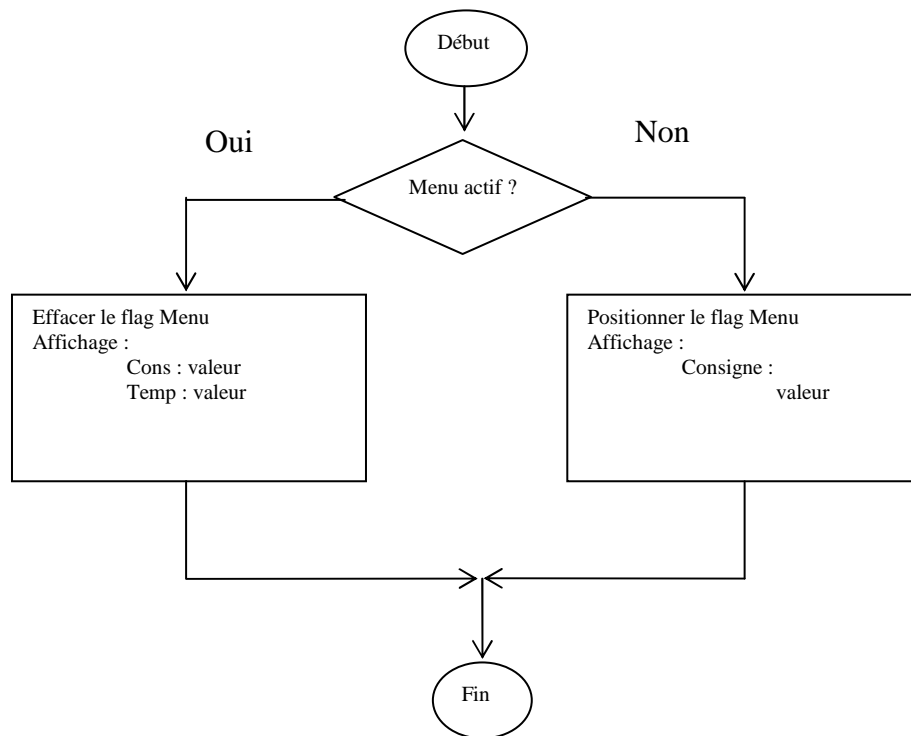


Figure III-2 : Organigramme de gestion de la touche Menu

Lors de l'appui sur la touche Menu, on vérifie le flag menu s'il est actif, on efface le flag et on affiche sur l'LCD la valeur de la consigne en ligne une et la valeur de la température courante. Tandis que s'il est à zéro, on active le sous menu réglage consigne. Ceci en affichant sur LCD en ligne 1 « consigne : » et en ligne 2 la valeur par défaut. L'organigramme correspondant est présenté sur la figure III-2.

Lors de l'appui sur la touche shift, selon la valeur de la variable « menu_var », le microcontrôleur se branche vers le sous menu correspondant à cette valeur et teste le flag du sous menu. Si le flag est positionné la tâche à exécuter est l'incrémenter de la valeur du paramètre géré par ce sous menu. Si le flag est à zéro, il passe au sous menu suivant. Le déplacement dans le menu est dans l'ordre suivant : réglage consigne, réglage Kp, réglage Kd, réglage Ki, réglage consigne et ainsi de suite. Lors de l'incrémenter, une fois la valeur limite du paramètre à régler est atteinte, elle reprend de zéro. L'organigramme correspondant à la touche SHIFT est donné sur la figure III-3.

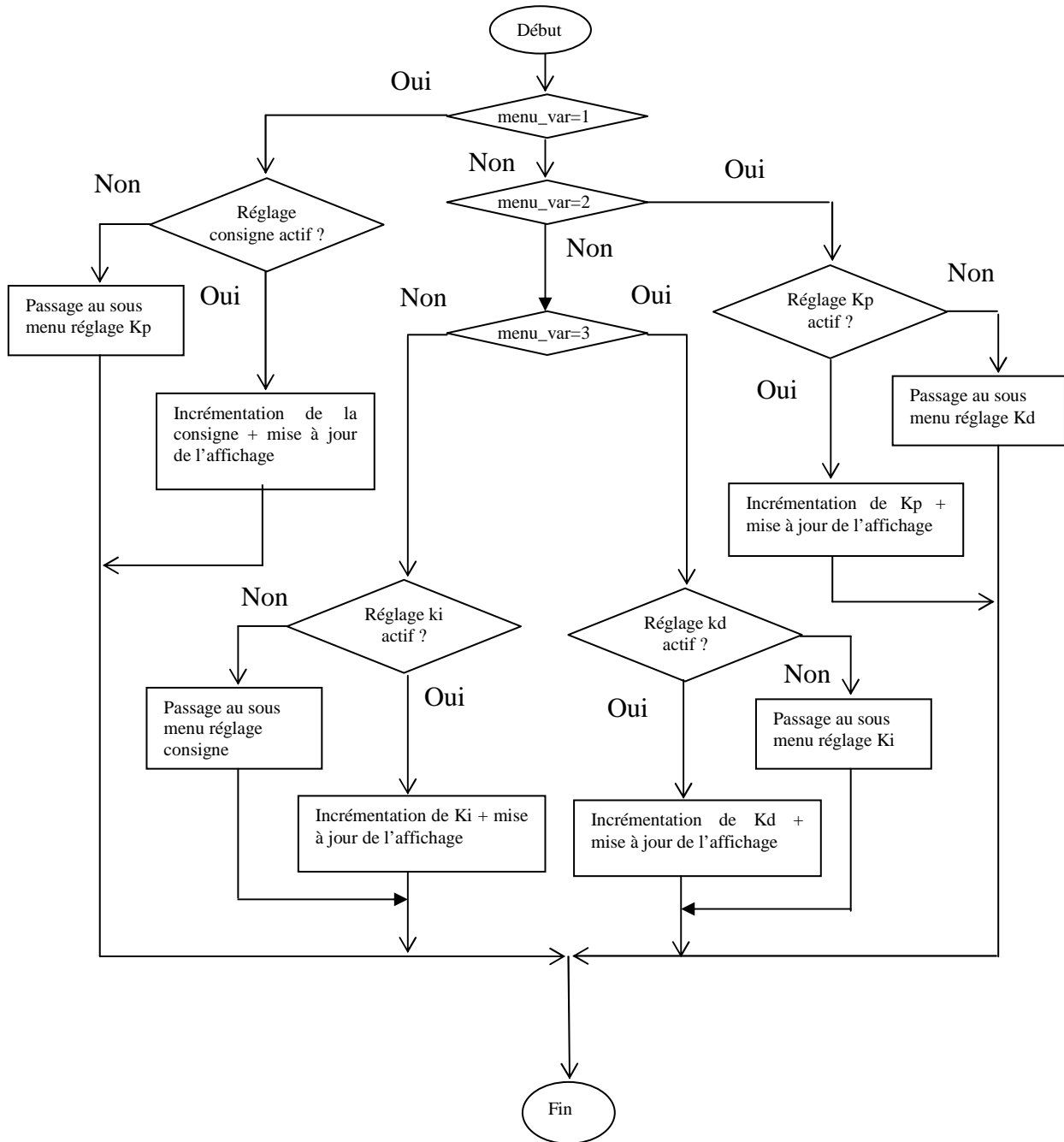


Figure III-3 : Organigramme de la gestion de la touche SHIFT

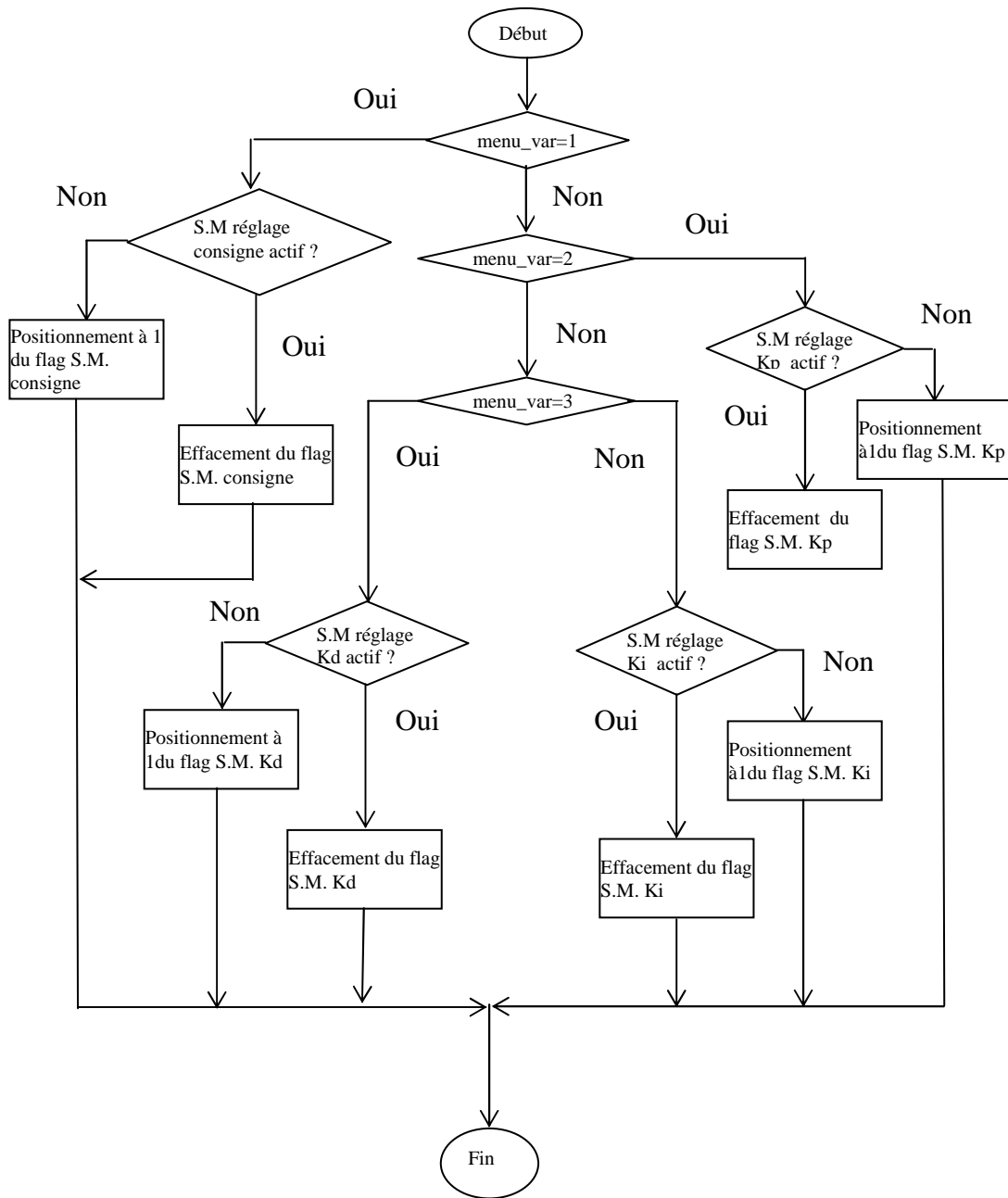


Figure III-4 : Organigramme de la gestion de la touche OK

La touche OK réagit suivant la valeur de la variable « menu_var » qui fixe le sous menu et l'état du flag correspondant à ce sous menu. Si ce dernier est positionné l'en efface si non on le met à 1.

III.3 Gestion de la touche ON/OFF

La touche ON/OFF est gérée par l'interruption sur RB0, elle est configurée prioritaire pour permettre d'interrompre le fonctionnement du régulateur à tout moment. Chaque fois que survienne une interruption sur RB0, on consulte le flag ON/OFF. Si ce dernier est positionné, ce qui veut dire que le régulateur est en fonctionnement, on exécute les tâches suivantes:

- on arrête la génération du signal de commande de la carte de puissance par mise hors service des interruptions générées par le débordement de TMR1. Ce qui permet aussi d'arrêter la mesure de la température.
- on réactive les touches (menu, shift et OK) ce qui nous permettra de changer la valeur de la consigne ou des autres paramètres du régulateur.
- et on efface le flag ON/OFF.

Quand le flag est à zéro c'est-à-dire que le régulateur est à l'arrêt, on réalise les tâches suivantes :

- On désactive les touches du réglage.
- On sauvegarde les paramètres du régulateur ainsi que la valeur de la consigne en EEPROM.
- On met en service les interruptions TMR1.
- On positionne le flag ON/OFF du régulateur.

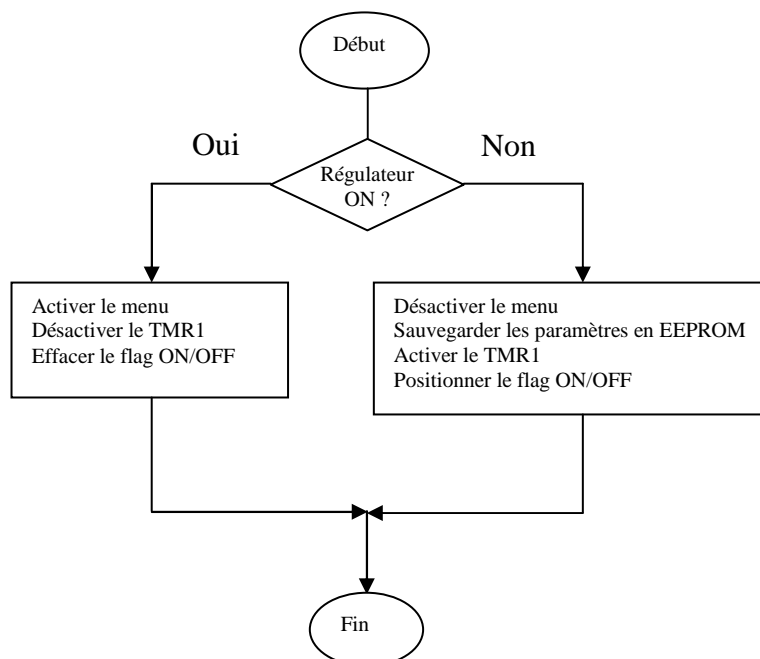


Figure III-5 : Organigramme de gestion de la touche ON/OFF

III.4 Gestion de l'interruption TMR1

Cette interruption nous a servi de base de temps pour la période d'échantillonnage, le temps intégral et le temps dérivé.

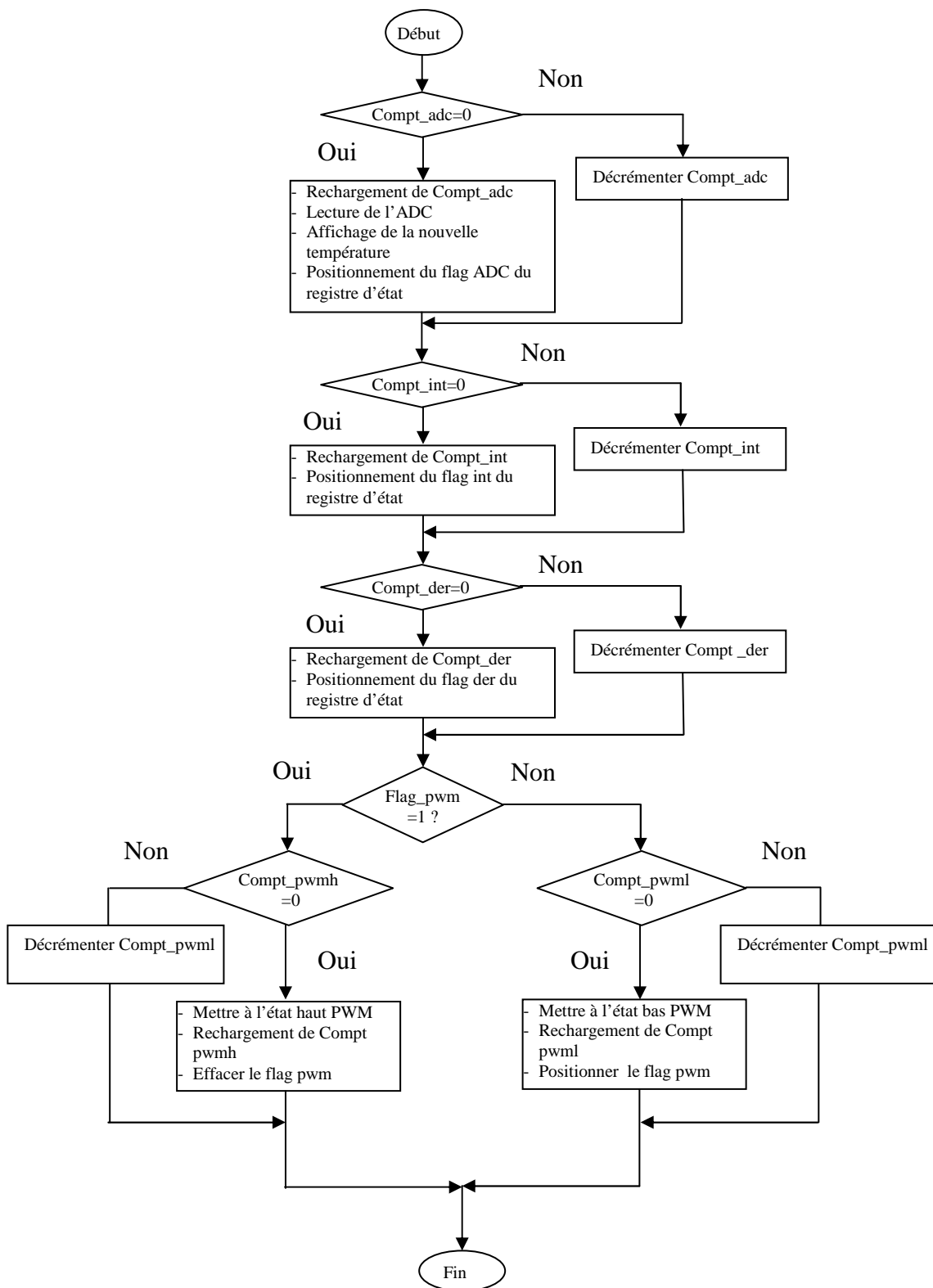


Figure III-6 : Organigramme de la routine d'interruption TMR1

La période d'échantillonnage, le temps intégral et le temps dérivé sont déterminés en nombre de fois que le timer 1 a débordé. Pour cela nous avons utilisé des compteurs de nombre de passage dans la boucle d'interruption et des flag contenus dans le registre d'état du régulateur « etat » dont la signification des différents bits est donnée par le tableau III-3. L'organigramme correspondant à cette routine d'interruption est donné sur la figure III-6.

Tableau III-3 : Signification des bits du registre d'état « etat »

N° bit	Val.	Signification	N° bit	Val.	Signification
0	1	Régulateur ON	4	1	Compt_der =0
	0	Régulateur OFF		0	Compt_der # 0
1	1	Pwm au niveau haut	5	1	Exécution de la routine PID
	0	Pwm au niveau bas		0	Sauter la routine PID
2	1	Compt_adc =0	6	X	Non utilisé
	0	Compt_adc # 0			
3	1	Compt_int =0	7	X	Non utilisé
	0	Compt_int # 0			

III.5 Programme principal

Le programme principal peut être divisé en deux parties : les initialisations et la routine du PID.

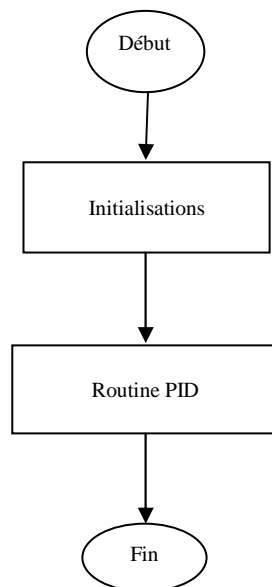


Figure III-7 : Organigramme du programme principal

III.5.1 Routine PID

Sur le tableau III-4 sont résumées les différentes variables utilisées par la routine PID, l'implémentation de l'algorithme du PID est représentée sur la figure III-8. La routine est exécutée après chaque période d'échantillonnage qui est déterminée par le bit 5 du registre d'état du PID. En effet ce bit est mis à un chaque fois que la mesure de la température est effectuée dans la routine d'interruption du débordement de TMR1 afin d'exécuter la routine PID lors du retour au programme principale. Il est mis à zéro après l'exécution de la routine PID.

Tableau III-4 : Liste des variables utilisées par le programme

Variabes	Types	Commentaires
Temperatur	Variable	Variable qui stocke la valeur mesurée de la température
consigne	Variable	Variable qui stocke la valeur de la consigne
Error	Variable	Différence entre la consigne et la valeur mesurée de la température
a_error	Variable	L'erreur cumulée, utilisée pour le calcul du terme intégral
p_error	Variable	Variable dans laquelle est stockée l'erreur précédente
d_error	Variable	Différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente
integ	Terme	Terme intégral
prop	Terme	Terme proportionnel
deriv	Terme	Terme dérivé
Pid_out	Terme	Sortie du régulateur
a_error_lim	Variable	Valeur limite de l'erreur cumulée
Kp	Gain	Gain proportionnel
Ki	Gain	Gain intégral
Kd	Gain	Gain dérivé
etat	Registre	Registre d'état du regulateur

Les taches exécutées par la routine sont représentées par l'organigramme de la figure III-8. Elles consistent en : calcul de l'erreur, calcul du terme proportionnel, du terme intégral, du terme dérivé, calcul de la sortie du PID et la détermination des durées de l'état haut et de l'état bas du signal de commande de la carte de puissance.

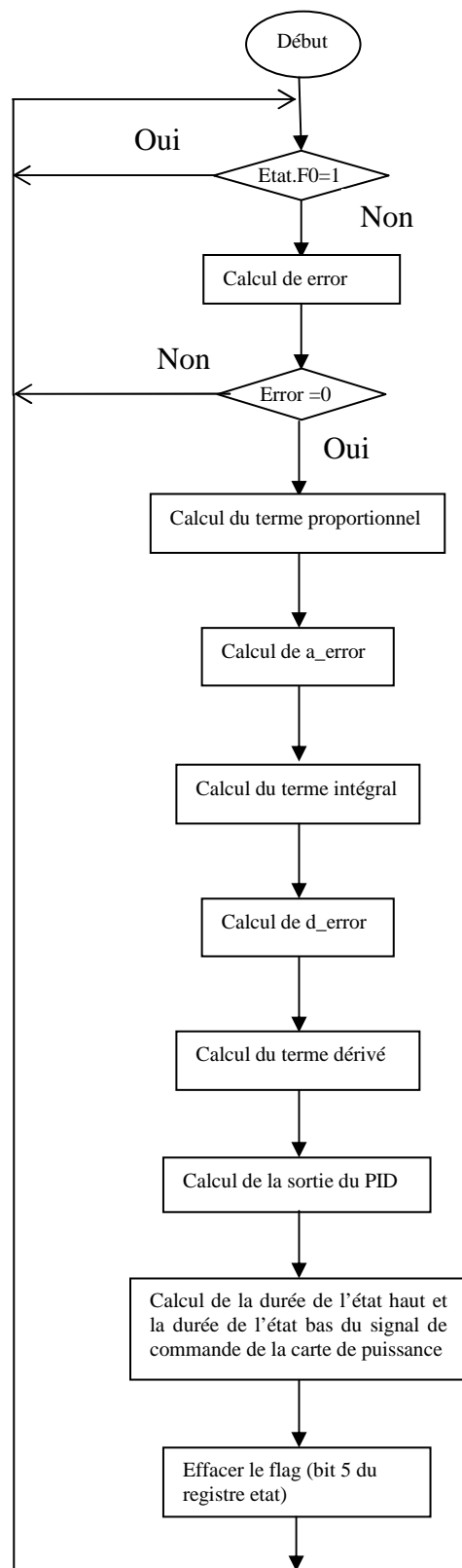


Figure III-8 : Organigramme de la routine PID

L'erreur est la différence entre la valeur de la consigne et la valeur mesurée de la température, elle est donnée par la formule suivante :

$$error = consigne - temperatur \tag{III-1}$$

III.5.1.1 Implémentation du terme proportionnel

C'est le terme le plus simple à implémenter, il est donné par le produit du gain proportionnel K_p et l'erreur (formule (III-1))

$$prop = K_p * error \tag{III-2}$$

III.5.1.2 Implémentation du terme intégral

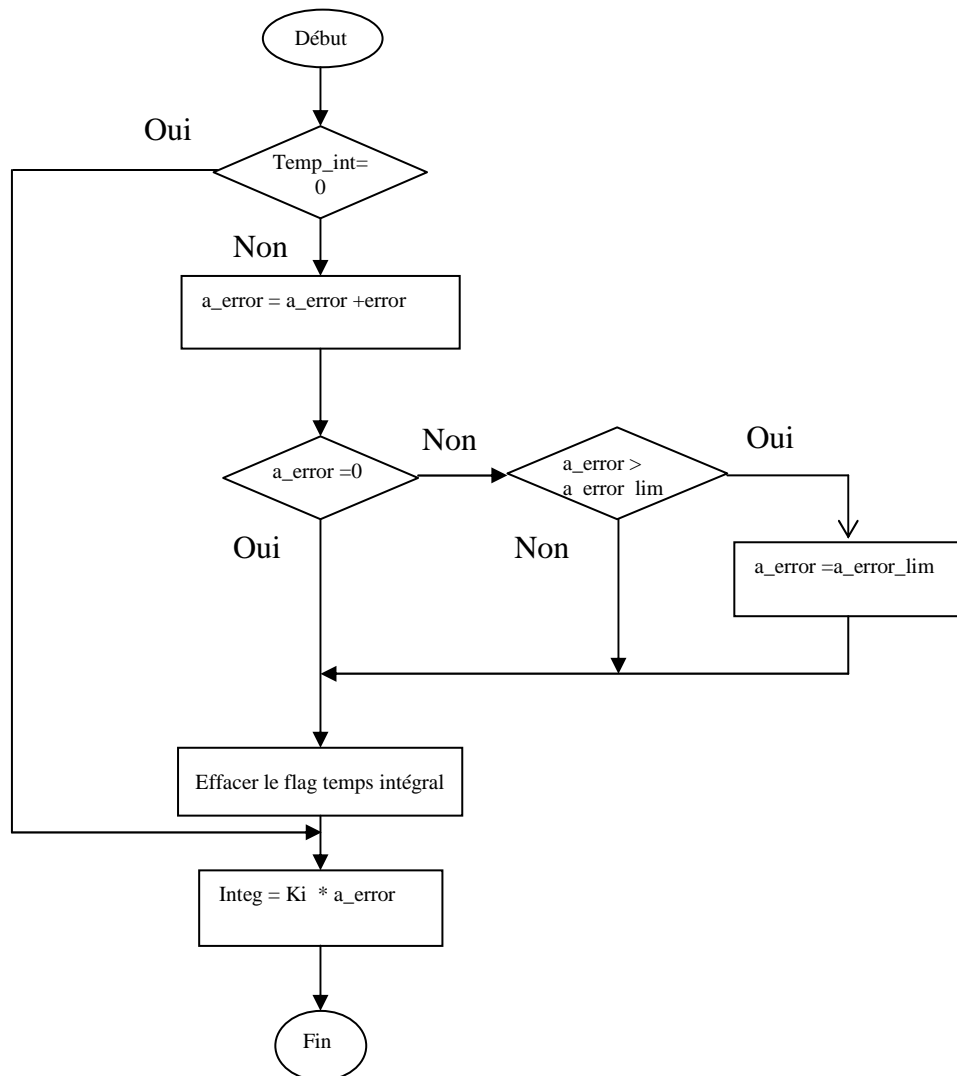


Figure III-9 : Organigramme de calcul du terme intégral

Pour l'implémentation du terme intégral, nous avons utilisé la somme cumulée des erreurs précédentes calculée sur des intervalles réguliers (période d'intégration). Si cette période est trop petite, le terme intégral augmente rapidement ce qui rend le système instable.

A chaque exécution de la routine PID, elle reçoit une erreur laquelle est rajoutée ou non à la somme cumulée. Cela dépend du compteur temp_int, si ce dernier est à zéro l'erreur est rajoutée à la somme cumulée et s'il est différent de zéro l'erreur n'est pas rajoutée. Pour obtenir le terme intégral, l'erreur est multipliée par le gain intégral (équation (III-3)). L'organigramme correspondant est donné par la figure III-9.

$$integ = Ki * a_error \quad (III-3)$$

Avec :

$$a_error = error + error + \dots + error \quad (III-4)$$

III.5.1.3 Implémentation du terme dérivé

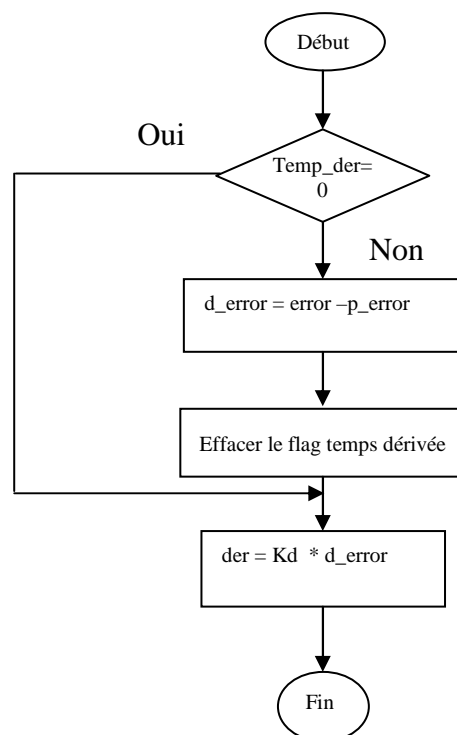


Figure III-10 : Organigramme de calcul du terme dérivé

Le terme dérivé est calculé d'une manière similaire au terme intégral, on calcul l'erreur dérivée (d_error) qui est la différence entre l'erreur actuelle (error) et l'erreur précédente (p_error) (voir équation 3). Cette erreur est calculée lorsque le compteur dérivé (temp_der) installé dans la routine d'interruption TMR1 passe à zéro. L'utilité du compteur dérivé est de

minimiser l'effet du terme dérivé afin qu'il ne soit agressif sur la réponse du système. Le terme dérivé est donné par le produit du gain dérivé par l'erreur différence, il est donné par l'équation (III-6). L'organigramme correspondant est présenté en figure III-10.

$$d_error = error - p_error \quad (III-5)$$

$$deriv = Kd * d_error \quad (III-6)$$

III.5.1.4 Calcul de la sortie du PID

Notre régulateur est de structure série, la sortie est la somme des trois termes proportionnel, intégral et dérivé. Elle est donnée par l'équation (III-7).

$$pidout = propor + integ + deriv \quad (III-7)$$

Cette sortie est convertie en pourcentage pour déterminer les durées des états haut et bas du signal de commande de la carte de puissance.

III.6 Conclusion

Après avoir présenté les différents organigrammes qui correspondent aux différentes tâches exécutées par le microcontrôleur, nous allons passer à la phase finale qui consiste à la réalisation pratique de notre régulateur ainsi que son mode d'emploi cela fera l'objet du chapitre suivant.

*Chapitre IV : Réalisation
pratique*

IV.1 Introduction

Dans ce présent chapitre nous allons présenter la réalisation pratique de notre régulateur, son mode de fonctionnement ainsi que la stratégie à suivre pour le calibrage des paramètres du régulateur.

IV.2 Réalisation des circuits imprimés

Pour la réalisation des calques utilisés pour le développement des circuits imprimés, on a dessiné les schémas électriques par le logiciel ISIS professionnel de LABCENTRIC ELECTRONICS. Ces derniers sont convertis en circuit imprimés par le logiciel ARES du même fournisseur. Les typons des différentes cartes ainsi que l'implantation des composants pour chaque carte sont donnés sur les figures IV-1 à IV-7. Il est à noter que les circuits imprimés fournis sur les figures ne sont pas à l'échelle.

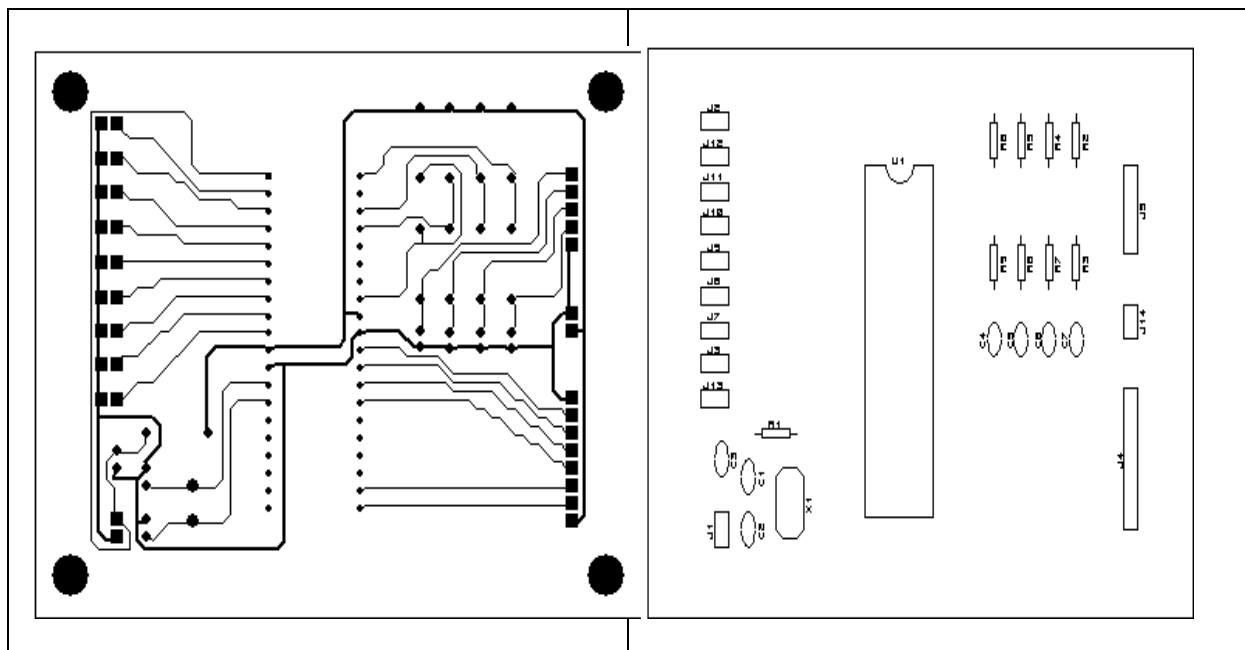


Figure IV-1 : carte principale
(a) Circuit imprimé, (b) Implantation des composants

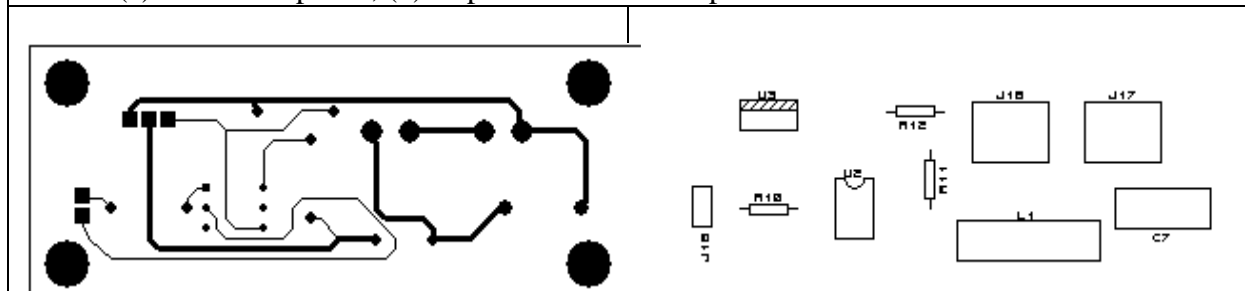


Figure IV-2: carte de puissance
Circuit imprimé, (b) Implantation des composants

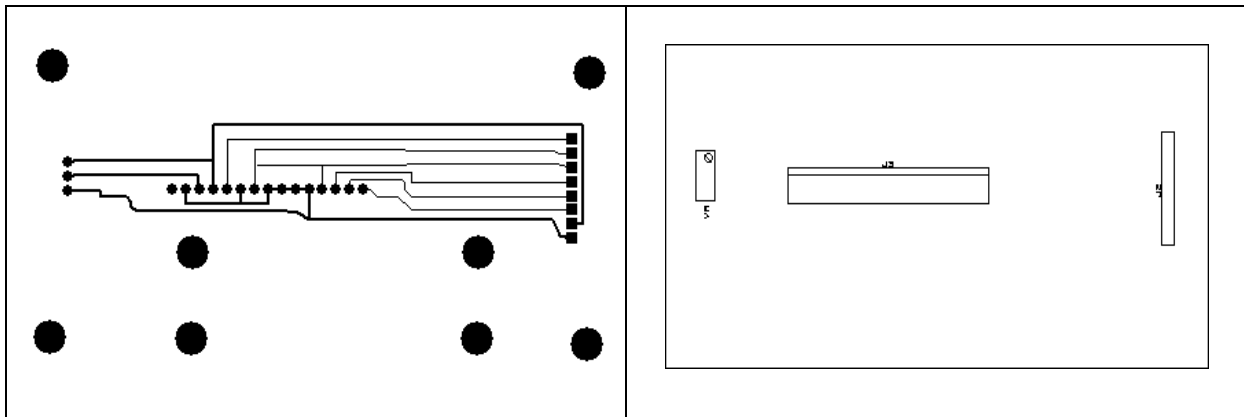


Figure IV-3: carte d'affichage
Circuit imprimé, (b) Implantation des composants

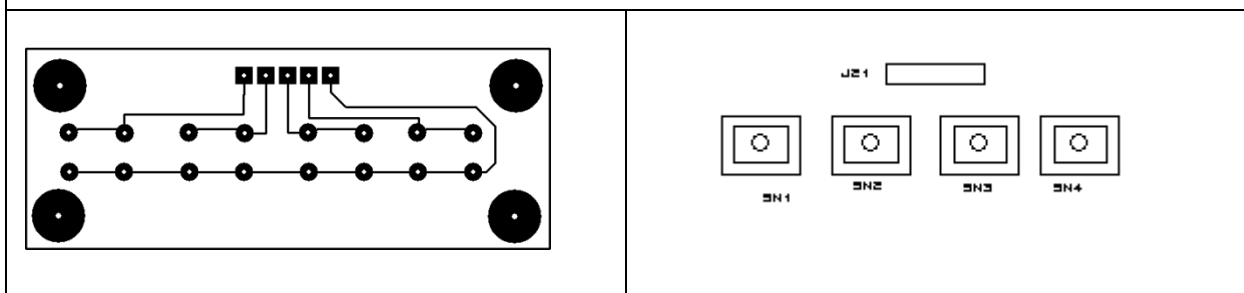


Figure IV-4 : clavier
Circuit imprimé, (b) Implantation des composants

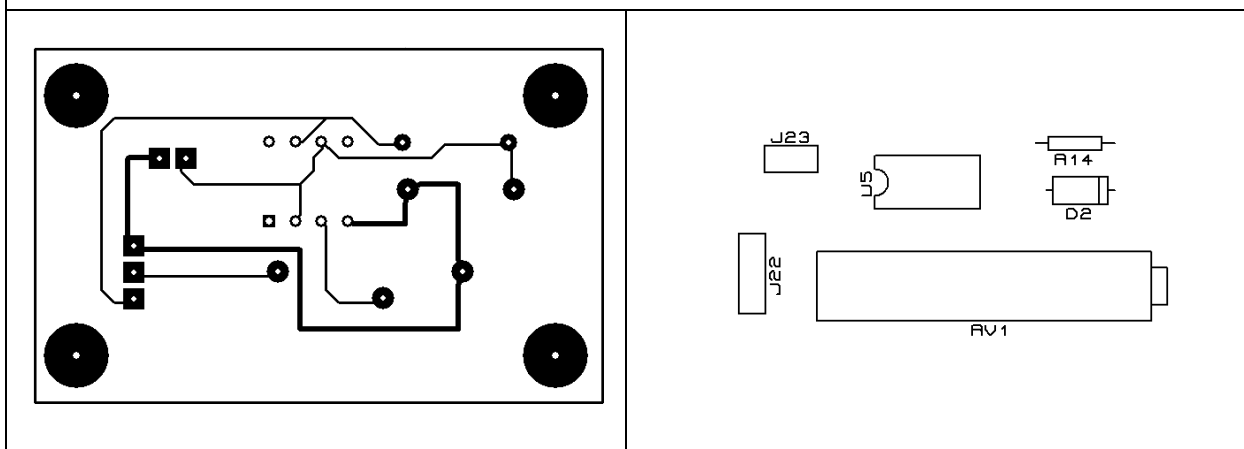


Figure IV-5 : carte d'adaptation pour la chaîne de mesure
Circuit imprimé, (b) Implantation des composants

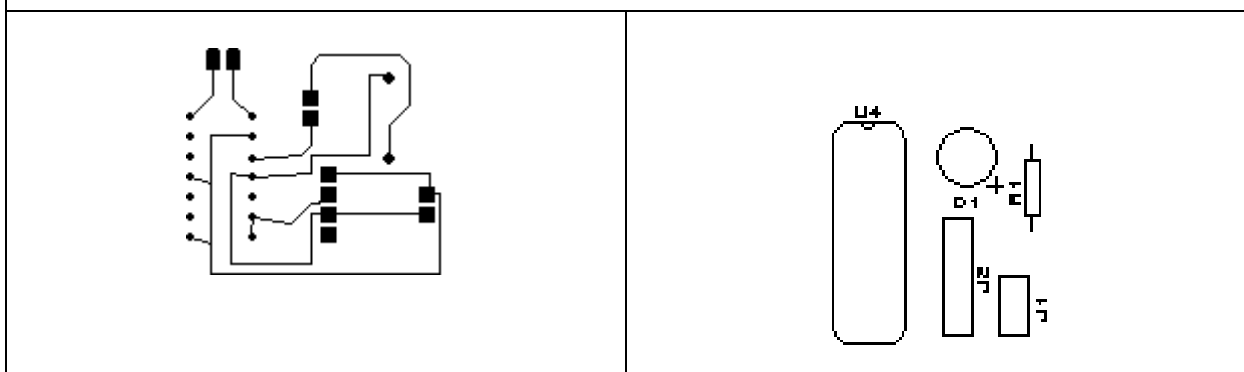


Figure IV-6: circuit de conditionnement
Circuit imprimé, (b) Implantation des composants

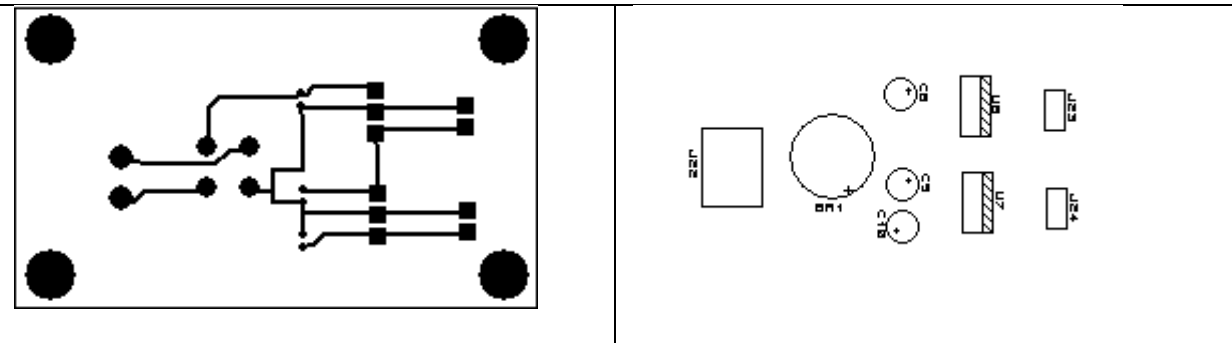


Figure IV-7: carte d'alimentation
Circuit imprimé, (b) Implantation des composants

Le développement des circuits imprimés est réalisé par la technique conventionnelle qui consiste en les étapes suivantes :

1. Découpage des plaquettes suivant les dimensions de chaque carte.
2. Elimination du ruban adhésif qui protège la résine photosensible de la lumière UV.
3. Insolation sous rayonnement UV après déposition des calques sur la face cuivrée des plaquettes.
4. Rinçage à l'eau des plaquettes.
5. Attaque du cuivre non protégé par la résine par une solution de perchlorure de fer.
6. Rinçage des plaquettes à l'eau.
7. Perçage par une perceuse à colonne suivant le diamètre des broches de composants.

Une fois cette tâche est terminée, on passe à la vérification des pistes des coupures qui ne sont pas apparentes à l'aide d'un multimètre.

Cette étape est suivie de la soudure des différents composants. Il est à noter que les circuits intégrés sont montés sur des supports adéquats.

Le triac utilisé dans la carte de puissance doit être adapté selon la puissance de l'élément chauffant du four dont on désire réguler la température afin qu'il puisse supporter le courant demandé par l'élément chauffant. De plus, le triac doit être monté sur un radiateur pour dissiper la chaleur qu'il dégage.

La self de déparasitage est réalisée par bobinage de 33 spires de fil émaillé de 1mm de diamètre (0.75mm^2) sur une ferrite torique de 20 mm. Une self commerciale de $47\text{mH} / 3\text{A}$ convient sans problème (30 tours sur une ferrite de 19mm).

Les figures IV-8 à IV-14 montrent des photographies des cartes obtenues (face cuivrée et coté composants).

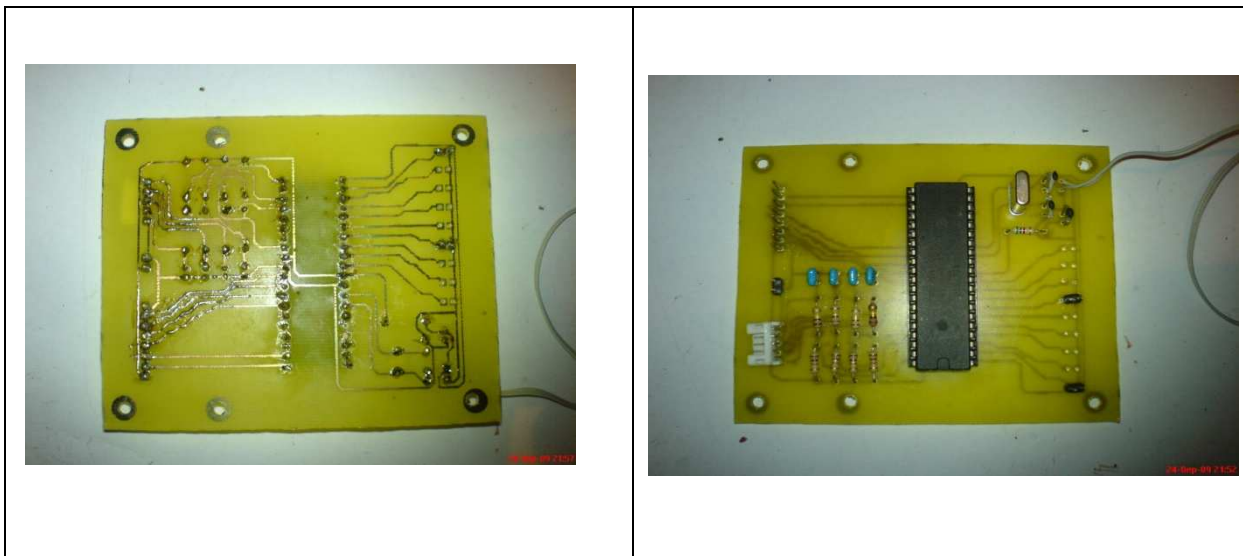


Figure IV-8 :
photographies de la carte principale (a) face cuivrée et (b) face composants.

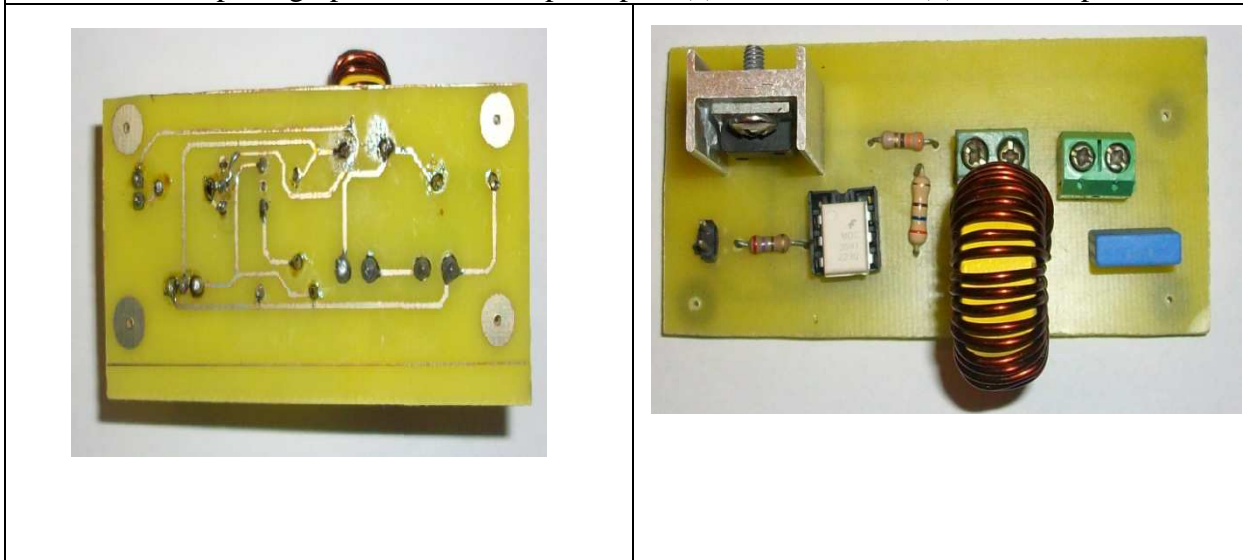


Figure IV-9 :
photographies de la carte de puissance (a) face cuivrée et (b) face composants.

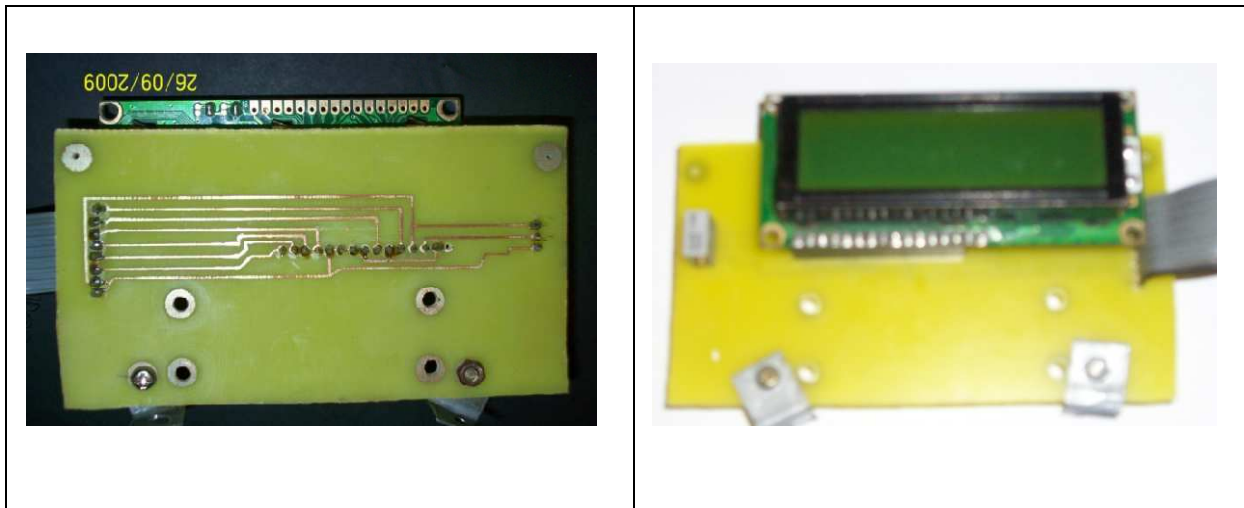


Figure IV-10 :
 photographies de la carte d'affichage (a) face cuivrée et (b) face composants.

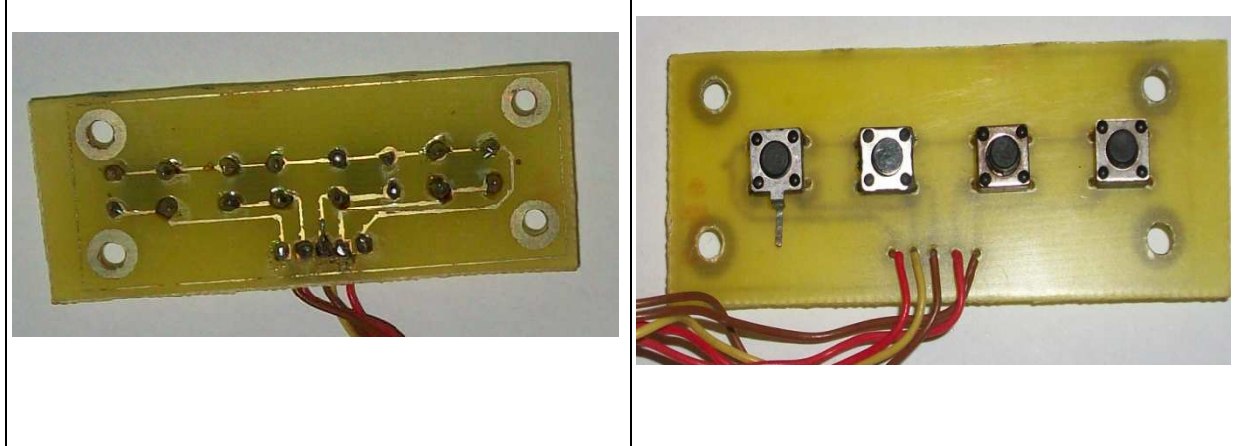


Figure IV-11 :
 photographies du clavier (a) face cuivrée et (b) face composants.

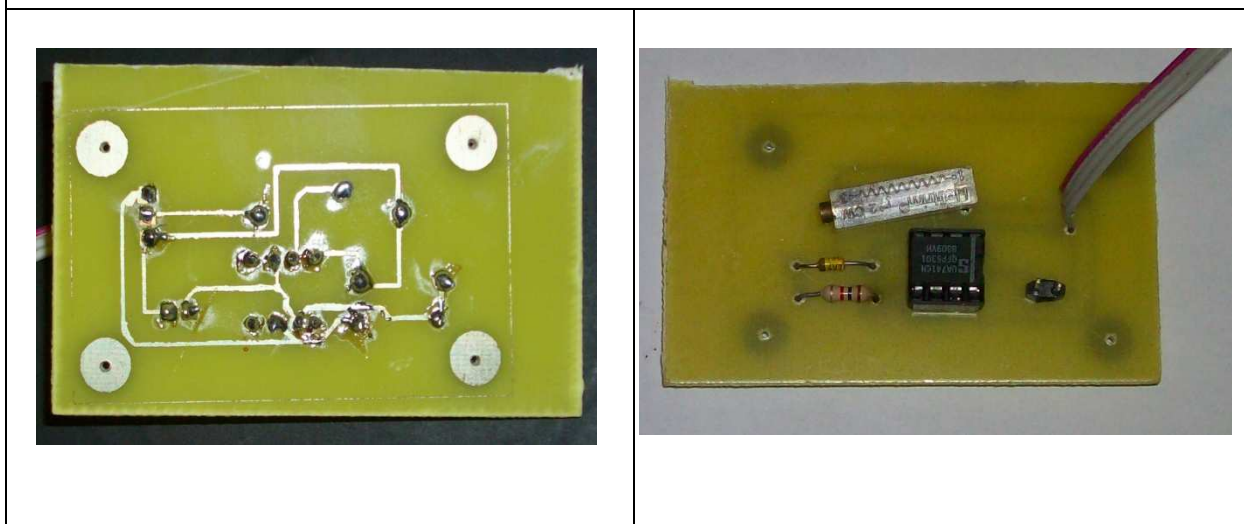


Figure IV-12 :
 photographies de la carte d'adaptation (a) face cuivrée et (b) face composants.

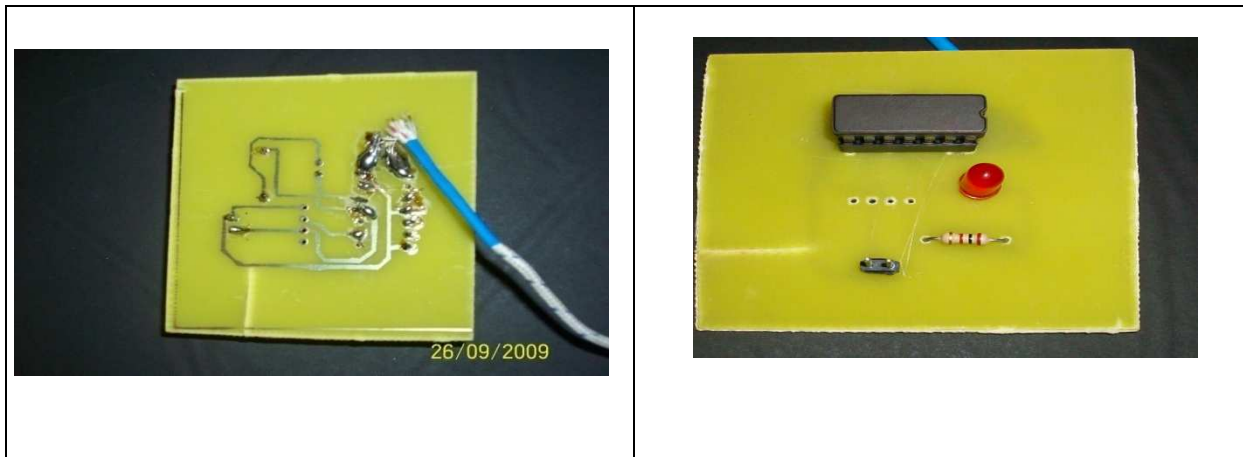


Figure IV-13 :
photographies de la carte de conditionnement (a) face cuivrée et (b) face composants.

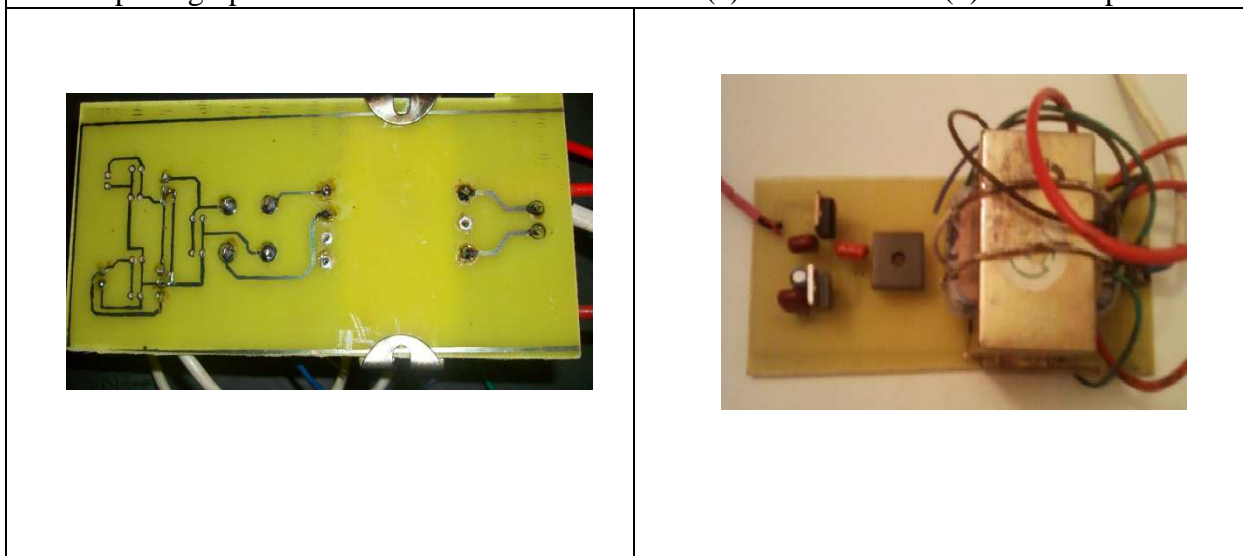


Figure IV-14 :
photographies de la carte d'alimentation (a) face cuivrée et (b) face composants.

IV. 3 Câblage des différentes cartes

Le câblage entre les différentes cartes du montage est réalisé suivant le schéma de la figure IV-15. La désignation des broches des connecteurs des différentes cartes est donnée sur le tableau IV-1.

Tableau IV-1 : Désignation des broches des différents connecteurs

connecteurs		Désignation	
J12	J20	1	GND
		2	VCC
		3	D7
		4	D6

		5	D5
		6	D4
		7	E
J5	J18	1	GND
		2	PWM
J16		Vers secteur AC	
J17		Vers la charge	
J14	J21	1	ON/OFF
		2	Menu
		3	Shift
		4	OK
		5	GND
J3	J23	1	GND
		2	+9V
J24	J22	1	GND
		2	
		3	+9V
J25		Vers thermocouple	
J24	J11	1	GND
		2	+5V
J23	J2	Entrée d'acquisition	

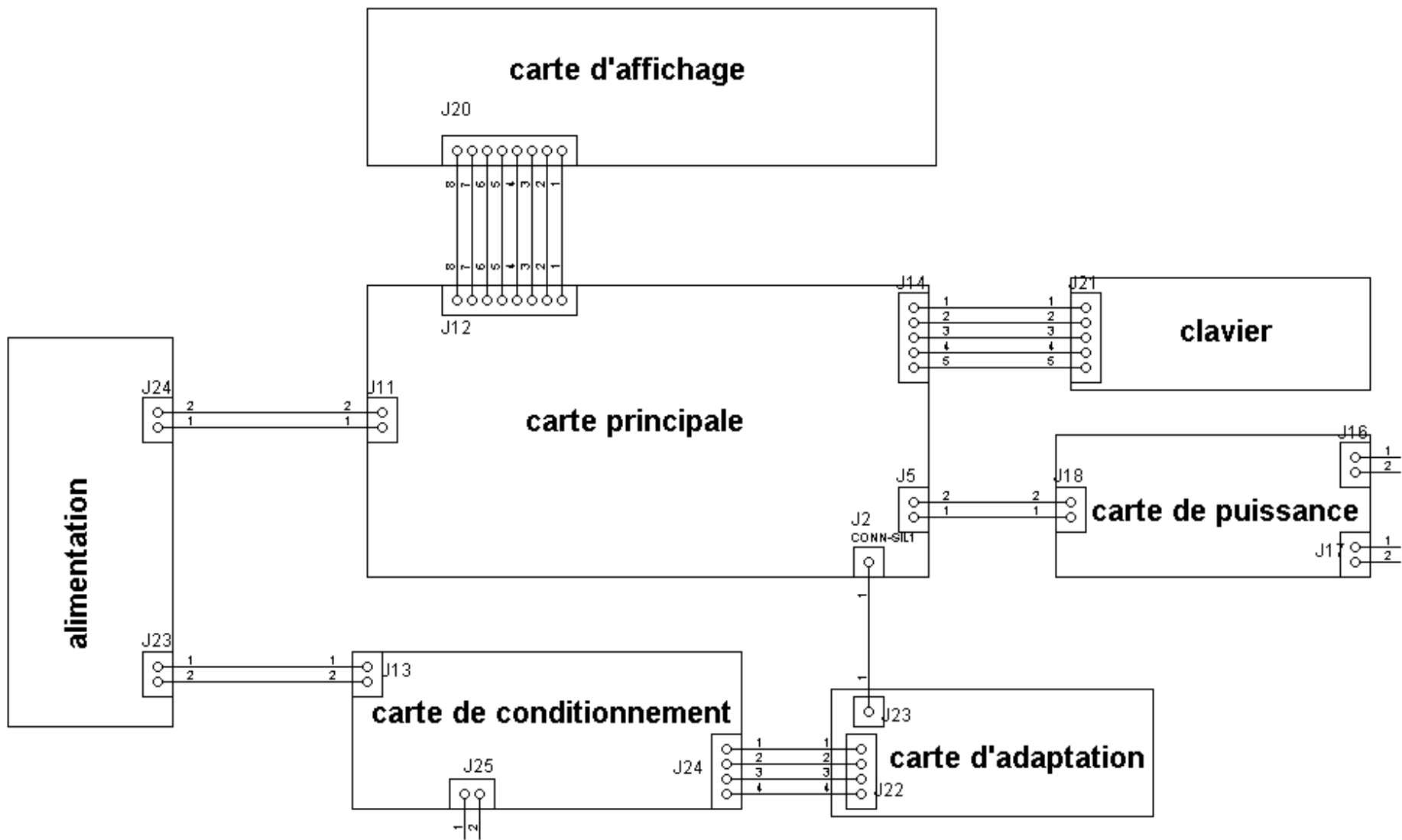


Figure IV-15

IV.4 Nomenclature

Tableau IV-2 : liste des composants.

Semi-conducteurs	
Noms	Désignation
U1	Microcontrôleur PIC 16F877
U2	Optotriac MOC3042
U3	Triac BTB
U4	AD595 (amplificateur d'instrumentation pour thermocouple)
U5	μ A 741 (amplificateur opérationnel)
U6	Régulateur 9V LM7809 ou équivalent
U7	Régulateur 5V LM7805 ou équivalent
BR1	Pont redresseur à diodes
D1	diode électroluminescente (LED) rouge
D2	Diode Zener 4,5V
Condensateurs	
Nom	Désignation
C1	15Pf
C2	15pF
C3	0,1 μ f
C4, C5, c6 etC7	100nF
C8	47nf/ 360V
C9	0,33 μ F
C10	0,1 μ F
C11	10 μ F
Resistances	
Nom	Désignation
R1	1k Ω
R2, R3, R4, R5	10K Ω
R6, R7, R8, R9	100K Ω
R10	100 Ω
R11	360 Ω
R12	330 Ω
R13	100 Ω
R14	1K
Resistances variables	
Nom	Désignation
RV1	5K Ω
RV2	1K Ω
Bobines	
L1	47mH
Connecteurs	
J1-J11	Connecteurs deux plots du type H2
J12, J13	Connecteurs 8 plots du type SIL8
J14	Connecteurs 8 plots du type SIL8
J15	Connecteur 5 plots du type SIL5

J16, J17	Borniers deux plots du type TBLOC M2
J18	Connecteur deux plots du type H2
J19	Connecteurs 15 plots du type SIL15
J20	Connecteurs 8 plots du type SIL8
J21	Connecteur 5 plots du type SIL5
Divers	
X1	Quartz 16MHz
LCD	Afficheur LCD 2 lignes 16 caractères
TR1	Transformateur 12V
SW1-SW4	Boutons poussoirs
TC1	Thermocouple de type K

IV.5 Manuel d'utilisation

A la mise sous tension, rien ne s'affiche sur l'afficheur LCD. Pour démarrer un cycle d'utilisation du régulateur, on appui sur la touche Menu. L'afficheur devient comme représenté sur la figure IV-



Un second appui sur le même bouton fait passer l'affichage à l'écran suivant :



Sur la première ligne s'affiche « consigne » qui nous indique qu'on est dans le sous menu réglage de la consigne. Sur la deuxième s'affiche la valeur par défaut de la consigne. Pour changer la valeur de la consigne, on valide d'abord le sous menu par un appui sur le bouton « OK » puis on appui sur le bouton « SHIFT » et on le relâche pour incrémenter cette valeur de un. On répète cette opération jusqu'à ce que la valeur souhaitée soit atteinte. On la confirme par un appui sur la touche OK.

Une fois la valeur est confirmée (par un appui sur le bouton « SHIFT »), un appui sur la touche SHIFT fait apparaitre sur l'afficheur l'affichage suivant :



A la première ligne apparait le nom du sous menu qui « REGLAGE Kp » c'est-à-dire réglage du gain proportionnel du régulateur. A la deuxième ligne s'affiche la valeur par défaut du gain. Pour incrémenter la valeur du gain de un on appui puis on relâche le bouton « SHIFT ». On répète l'opération pour atteindre la valeur désiré laquelle on confirme par un appui sur le bouton « OK ».

Ainsi un appui de nouveau sur « SHIFT » fait apparaitre l'affichage suivant :



Le sous menu correspondant à l'affichage est le réglage du gain intégral. Le réglage est identique au précédent.

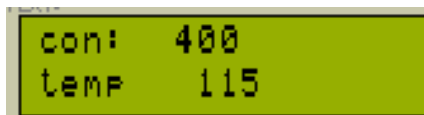
Une fois la valeur du gain intégral est confirmée, un appui sur « SHIFT » fait apparaitre l'affichage suivant :



Le sous menu de réglage du gain dérivé que l'on ajuste de la même manière que les précédents.

Une fois qu'on a réglé tous les paramètres du régulateur, on appui sur le bouton menu et l'affichage devient comme au départ. A ce stade, le régulateur est prêt, il ne reste qu'un appui sur le bouton ON/OFF pour le mettre en marche.

Sur l'afficheur apparaissent les deux lignes suivantes :



La première indique la valeur de la consigne et la seconde la valeur mesure de la température. Dans ce cas la valeur de la consigne est de 400°C et la température mesurée est de 115°C.

IV.6 Calibrage du régulateur

Le régulateur décrit jusqu'à présent est destiné à la régulation de la température d'un four électrique utilisé pour l'élaboration de couches minces de matériaux ou pour les recuits thermiques à des températures inférieures à 600°C. La réalisation du four sort du cadre de notre projet. Pour cela les expériences nécessaires au calibrage du régulateur ne sont pas réalisées. Mais nous allons présenter la démarche à suivre pour réaliser cette tâche.

Les paramètres à ajustés sont :

- le temps intégral T_i qui dépend de l'inertie du procédé. Comme le calcul du terme intégral est réalisé au moyen de l'erreur cumulée calculer à chaque période T_i , une petite valeur de cette période provoque une augmentation rapide du terme intégral et par suite le système ne peut se stabiliser autour de la consigne.
- le temps T_d utilisé pour le calcul du terme dérivé

Ces deux paramètres sont ajustés par la mesure de la réponse du système en boucle ouverte à chaque instant. Au départ, on fixe ces deux paramètres à la plus grande valeur laquelle on réduit progressivement d'une manière à avoir une réponse satisfaisante du système.

Une fois ces deux périodes sont fixées on passe au réglage des gains proportionnel, intégral et dérivé qui sont accessibles de l'extérieur.

L'optimisation de ces derniers paramètres est basée sur l'identification du procédé à régler. Dans la pratique, il existe différentes techniques d'identification des procédés. Dans ce qui suit nous nous limitons aux méthodes de Ziegler Nichols et du régleur car se sont les plus utilisées en pratique.

Dans le cas général, le réglage d'une boucle de régulation se passe par les trois étapes suivantes :

- relevé des caractéristiques du procédé. Ces relevés se font soit en boucle ouverte ou en boucle fermée.
- Détermination des paramètres représentant le système dans le modèle choisi.
- Calcul des paramètres du PID en se servant des paramètres représentant le système.

IV.6.1 Méthode de Ziegler Nichols

C'est une technique d'identification d'un procédé en boucle fermée. Dans cette technique, on annule les termes intégral et dérivé (mettre K_d à zéro et K_p à sa plus grande valeur). Ainsi, le système est en régulation proportionnelle. On réduit la bande proportionnelle (augmenter K_p) jusqu'à obtenir un système en début d'instabilité et on enregistre les signaux de mesure et de sortie du régulateur. Ces derniers auront l'allure de ceux représentés sur la figure IV-16.

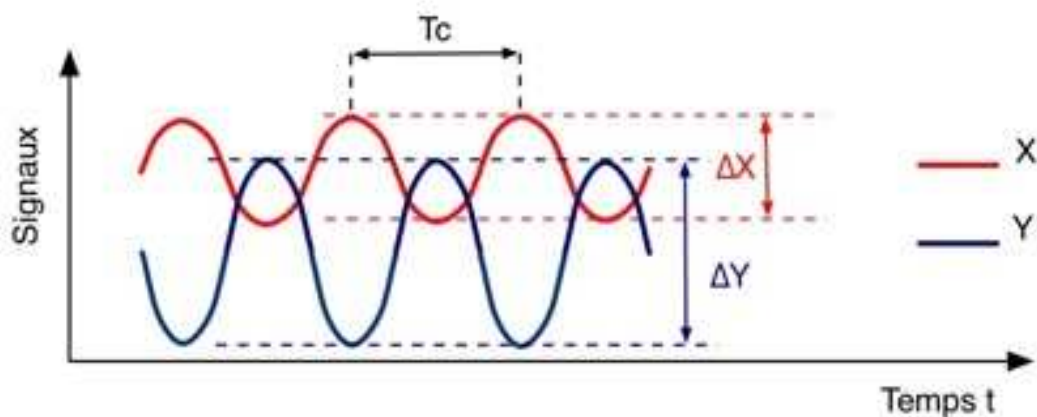


Figure IV-16 Signaux d'entrée (mesure) et de sortie en boucle fermée d'un système au début d'instabilité (méthode de Ziegler Nichols).

A partir de ces signaux, on relève la bande proportionnelle X_{pc} ainsi que la période des oscillations T_c que nous utiliserons pour la détermination des actions du PID. Le tableau IV-3 donne les formules de calcul des actions suivant le type du régulateur utilisé.

Tableau IV-3 : formule de calcul des actions du régulateur par la méthode de Ziegler Nichols.

	P	PI série	PI parallèle	PID série	PID parallèle	PID mixte
K_p	$2 * X_{pc}$	$2,2 * X_{pc}$		$3,3 * X_{pc}$	$1,7 * X_{pc}$	
$T_i = \frac{1}{K_i}$	maxi	$\frac{T_c}{1,2}$	$0,02 * T_c * X_{pc}$	$\frac{T_c}{4}$	$85 * T_c * X_{pc}$	$\frac{T_c}{2}$
K_d	0	0	0	$\frac{T_c}{8}$	$7,5 * \frac{T_c}{X_{pc}}$	$\frac{T_c}{8}$

Il est à noter que cette méthode a été établie à partir d'expérimentations sur divers systèmes à régler en retenant comme critère un bon amortissement dans le fonctionnement en régulation. Elle donne des résultats variables, il faut parfois retoucher les réglages pour obtenir des résultats de performance plus proches de ceux désirés.

IV.6.2 Méthode du régleur

C'est une méthode qui échappe au cas général. Le réglage du régulateur se fait par petit pas. Le système fonctionnant en boucle fermée, autour du point de consigne :

- En régulation proportionnelle, on cherche la bande proportionnelle correcte en observant la réponse du système à un échelon de consigne

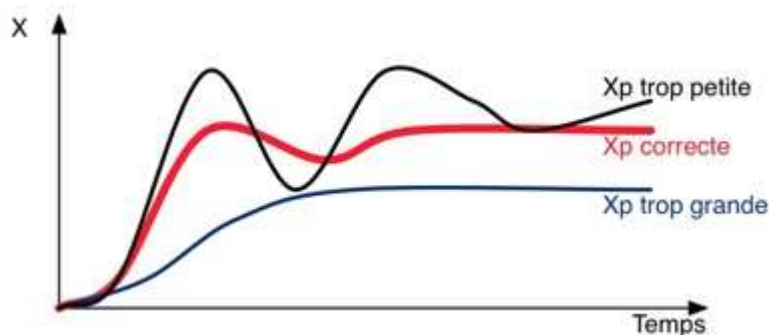


Figure IV-17 : Réponses d'un système pour différentes valeurs de la bande proportionnelle.

- En régulation proportionnelle intégrale, on cherche le temps intégral correct en observant la réponse du système à un échelon de consigne

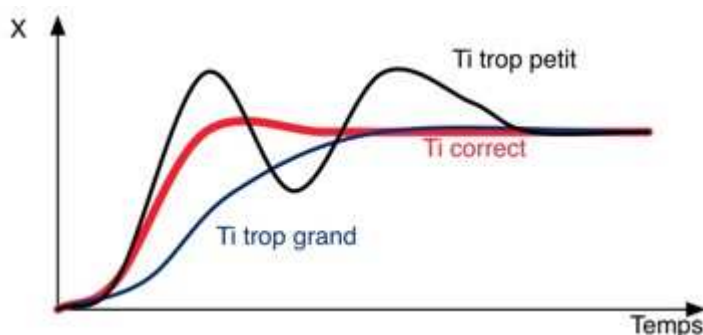


Figure IV-18 : Réponse d'un système pour différentes valeurs de T_i .

- En régulation proportionnelle intégrale dérivée, on cherche le temps dérivé correct en observant la réponse du système à un échelon de consigne

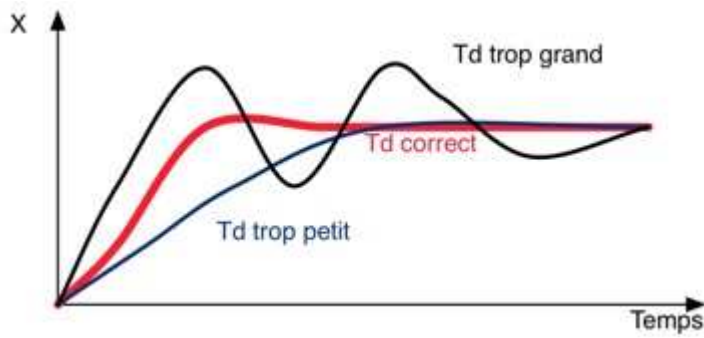


Figure IV-19 : Réponse d'un système pour différentes valeurs de T_d .

IV.7 Conclusion

On a vu donc les étapes de réalisation et les méthodes convenables pour l'ajustement de notre régulateur, c'est ainsi alors que notre travail s'achève.

Conclusion générale

Conclusion générale

Sachant que, chaque procédé possède ses exigences propres, chaque appareil possède ses propres conditions de fonctionnement. Il est donc indispensable que la régulation soit conçue pour satisfaire aux besoins particuliers liés à la sécurité, aux impératifs de production et aux matériels.

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la conception et la réalisation d'un régulateur de température à base de microcontrôleur PIC 16F877A utilisé pour un four électrique, nous avons présenté les différents éléments constituant ce régulateur ainsi que leur mode de fonctionnement.

Cette réalisation est destinée dans son usage à la mesure et la régulation de la température d'un four électrique dont la température ne dépasse pas 600°C. Les accès du réglage des paramètres PID sont accessibles à l'extérieur via un clavier à quatre touches, ils sont déterminés suivant le procédé à considérer.

Ce travail nous a permis d'étudier les commandes PID ainsi que leur implémentation dans une boucle de régulation, comme il a contribué à l'enrichissement de nos connaissances dans plusieurs domaines et notamment dans le domaine de régulation numérique et de l'électronique analogique et numérique.

Au cours de ce projet nous avons pu apprendre à exploiter certains logiciels tels que : le langage de programmation C, le compilateur MicroC for microelektronika et proteus 7 professionnel.

En fin nous n'espérons que ce travail sera utile pour les promotions à venir.

*Références
bibliographique*

References bibliographies

- [1] **GERALD Recktenwald**, “Conversion of Thermocouple Voltage to Temperature”
16 Avril, 2006.
- [2] **ALINA BESACON-VODA et SYLVIANNE GENTIL**, « Régulation PID analogique et numérique » Techniques de l'ingénieur R7416, 1999, Paris, France.
- [3] **Christian VASSEUR**, « réalisation numérique de correcteurs » Technique de l'ingénieur R7417, 1999.
- [4] **JACQUES RICHALET**, « Modélisation et identification des processus » Techniques de l'ingénieur R7140, 2000.
- [5] **Elektor Electronics** « 305 CIRCUITS », 2004.
- [6] **PIERRE BORNE**, « Analyse et régulation des processus industriels Tome 2 Régulateurs numérique », Edition TECHNIP 27 RUE Ginoux 75737, 1993, Paris, France.
- [7] **PIERRE MAYE** « optoélectronique industrielle », Edition Dunod, 2001, Paris,
- [8] **GEORGES ASCH**, « Les capteurs en instrumentation Industrielle » 5^{ème} édition, Dunod, 1999, Paris.
- [9] « **Electronique pratique** », Revue d'électronique, 2006.
- [10] **BIGONOFF** : La programmation des PICs seconde partie –la gamme Mid-Range par l'étude des PIC 16F877.
- [11] www.microe.com: Guide d'utilisateur du logiciel MicroC.
- [12] www.datasheet catalogue.com, répertoire de datasheet des circuits imprimés.
- [13] www.abcelectronique.com/bigonoff: « gradateur 16 canaux Révision 7 »

ANEXES

MOC3031M, MOC3032M, MOC3033M, MOC3041M, MOC3042M, MOC3043M

6-Pin DIP Zero-Cross Optoisolators Triac Driver Output (250/400 Volt Peak)

Features

- Simplifies logic control of 115 VAC power
- Zero voltage crossing
- dv/dt of 2000 V/ μ s typical, 1000 V/ μ s guaranteed
- VDE recognized (File # 94766), ordering option V (e.g., MOC3043VM)

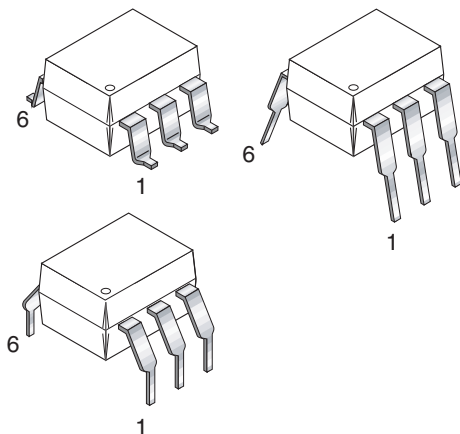
Applications

- | | |
|---------------------------|----------------------|
| ■ Solenoid/valve controls | ■ Lighting controls |
| ■ Static power switches | ■ AC motor drives |
| ■ Temperature controls | ■ E.M. contactors |
| ■ AC motor starters | ■ Solid state relays |

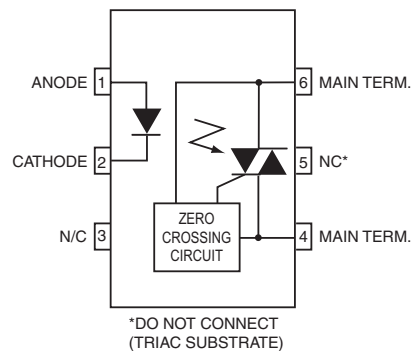
Description

The MOC303XM and MOC304XM devices consist of a AlGaAs infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon detector performing the function of a zero voltage crossing bilateral triac driver.

They are designed for use with a triac in the interface of logic systems to equipment powered from 115 VAC lines, such as teletypewriters, CRTs, solid-state relays, industrial controls, printers, motors, solenoids and consumer appliances, etc.



Schematic



Absolute Maximum Ratings ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Parameters	Symbol	Device	Value	Units
TOTAL DEVICE				
Storage Temperature	T_{STG}	All	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	T_{OPR}	All	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
Lead Solder Temperature	T_{SOL}	All	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	T_J	All	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Isolation Surge Voltage ⁽¹⁾ (peak AC voltage, 60Hz, 1 sec duration)	V_{ISO}	All	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ 25 $^\circ\text{C}$ Derate above 25 $^\circ\text{C}$	P_D	All	250 2.94	mW mW/ $^\circ\text{C}$
EMITTER				
Continuous Forward Current	I_F	All	60	mA
Reverse Voltage	V_R	All	6	V
Total Power Dissipation 25 $^\circ\text{C}$ Ambient Derate above 25 $^\circ\text{C}$	P_D	All	120 1.41	mW mW/ $^\circ\text{C}$
DETECTOR				
Off-State Output Terminal Voltage	V_{DRM}	MOC3031M/2M/3M MOC3041M/2M/3M	250 400	V
Peak Repetitive Surge Current (PW = 100 μs , 120 pps)	I_{TSM}	All	1	A
Total Power Dissipation @ 25 $^\circ\text{C}$ Ambient Derate above 25 $^\circ\text{C}$	P_D	All All	150 1.76	mW mW/ $^\circ\text{C}$

Note

1. Isolation surge voltage, V_{ISO} , is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified)**Individual Component Characteristics**

Parameters	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
EMITTER							
Input Forward Voltage	$I_F = 30\text{ mA}$	V_F	All		1.25	1.5	V
Reverse Leakage Current	$V_R = 6\text{ V}$	I_R	All		0.01	100	μA
DETECTOR							
Peak Blocking Current, Either Direction	Rated V_{DRM} , $I_F = 0$ (note 1)	I_{DRM1}	All			100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction	$I_{TM} = 100\text{ mA peak}$, $I_F = 0$	V_{TM}	All		1.8	3	V
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage	$I_F = 0$ (Figure 9, note 3)	dv/dt	All	1000			V/ μs

Transfer Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

DC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
LED Trigger Current	Main terminal voltage = 3V (note 2)	I_{FT}	MOC3031M/ MOC3041M MOC3032M/ MOC3042M MOC3033M/ MOC3043M			15 10 5	mA
Holding Current, Either Direction		I_H	All		400		μA

Zero Crossing Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

Characteristics	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
Inhibit Voltage	$I_F = \text{rated } I_{FT}$, MT1-MT2 voltage above which device will not trigger off-state	V_{IH}	All			20	V
Leakage in Inhibited State	$I_F = \text{rated } I_F$, rated V_{DRM} , off-state	I_{DRM2}	All			500	μA

Note

1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.
2. All devices are guaranteed to trigger at an I_F value less than or equal to max I_{FT} . Therefore, recommended operating I_F lies between max I_{FT} (15 mA for MOC3031M & MOC3041M, 10 mA for MOC3032M & MOC3042M, 5 mA for MOC3033M & MOC3043M) and absolute max I_F (60 mA).
3. This is static dv/dt. See Figure 9 for test circuit. Commutating dv/dt is a function of the load-driving thyristor(s) only.

Figure 1. LED Forward Voltage vs. Forward Current

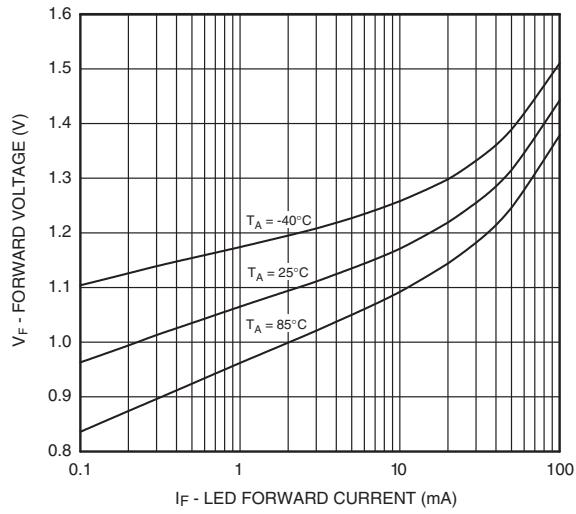


Figure 2. On-State Characteristics

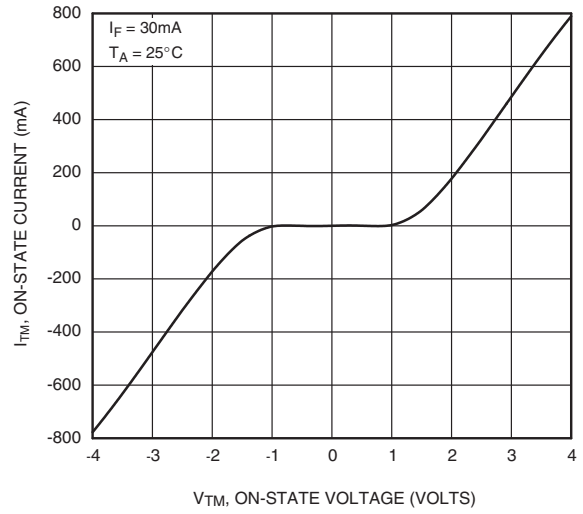


Figure 3. Trigger Current vs. Temperature

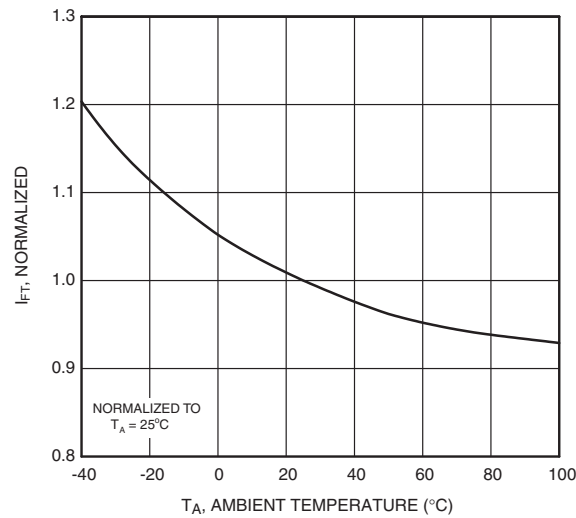


Figure 4. Leakage Current, I_{DRM} vs. Temperature

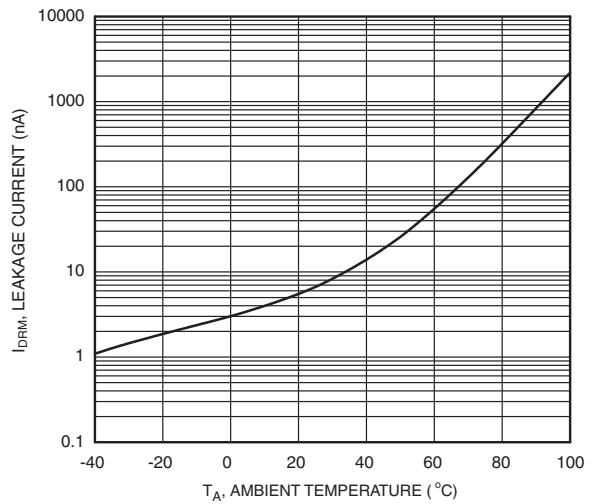


Figure 5. I_{DRM2} - Leakage in Inhibit State vs. Temperature

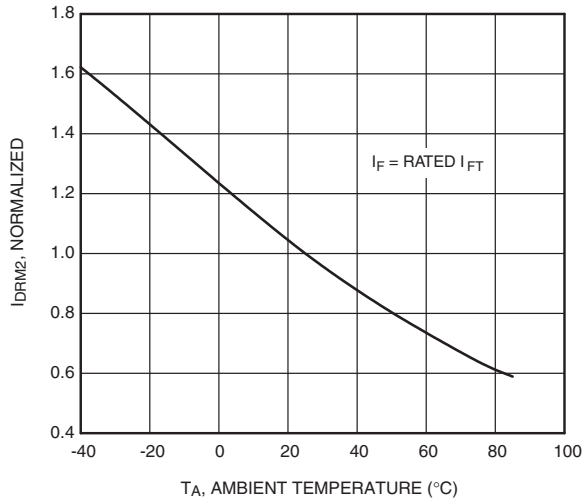


Figure 6. LED Current Required to Trigger vs. LED Pulse Width

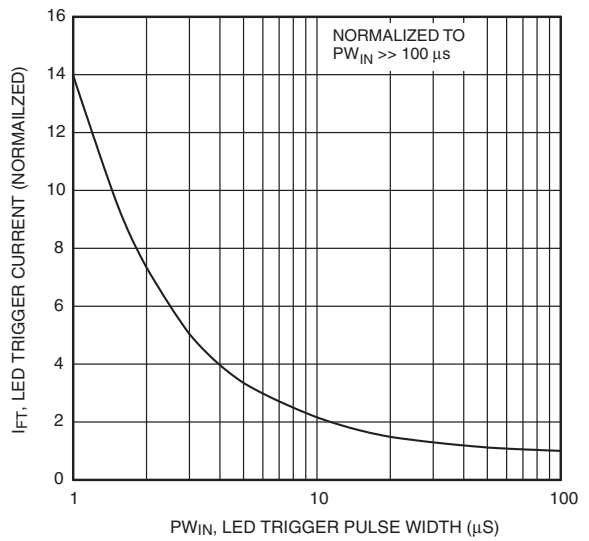


Figure 7. Holding Current, I_H vs. Temperature

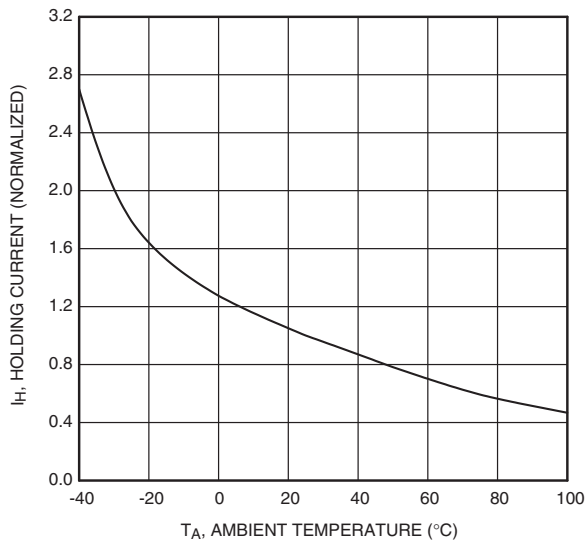
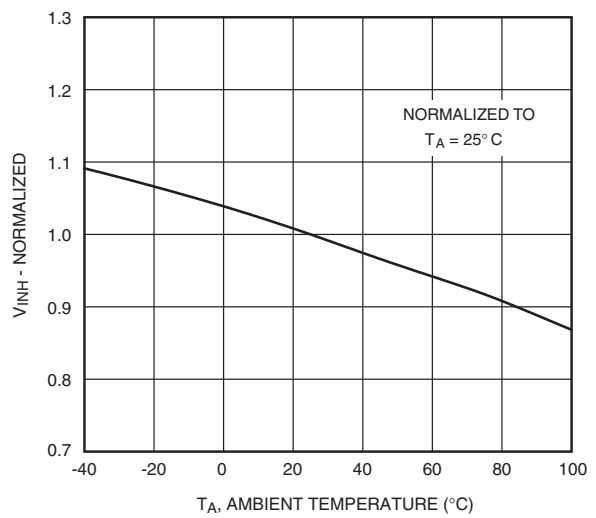


Figure 8. Inhibit Voltage vs. Temperature



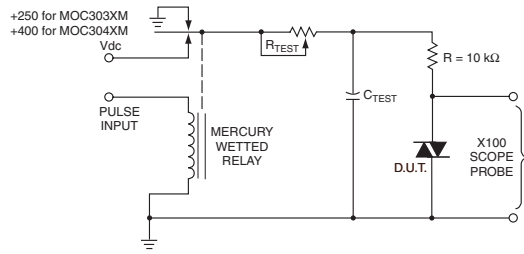


Figure 9. Static dv/dt Test Circuit

1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable R_{TEST} allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. τ_{RC} is measured at this point and recorded.

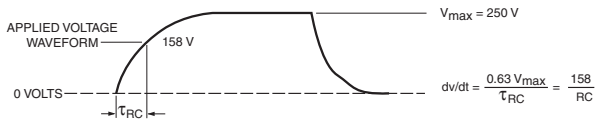


Figure 10. Static dv/dt Test Waveform (MOC3031M, MOC3032M, MOC3033M)

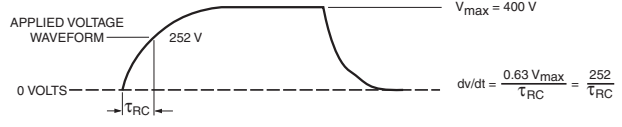
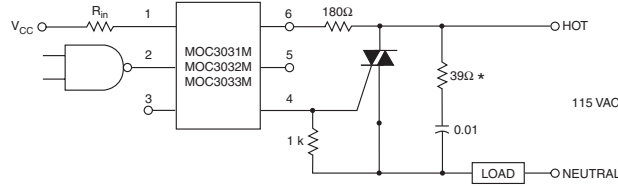


Figure 11. Static dv/dt Test Waveform (MOC3041M, MOC3042M, MOC3043M)

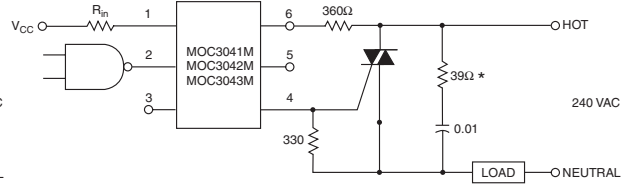
Typical circuit (Fig 12, 13) for use when hot line switching is required. In this circuit the “hot” side of the line is switched and the load connected to the cold or neutral side. The load may be connected to either the neutral or hot line.

R_{in} is calculated so that I_F is equal to the rated I_{FT} of the part, 5 mA for the MOC3033M and MOC3043M, 10 mA for the MOC3032M and MOC3042M, or 15 mA for the MOC3031M and MOC3041M. The 39 ohm resistor and 0.01 μ F capacitor are for snubbing of the triac and may or may not be necessary depending upon the particular triac and load used.



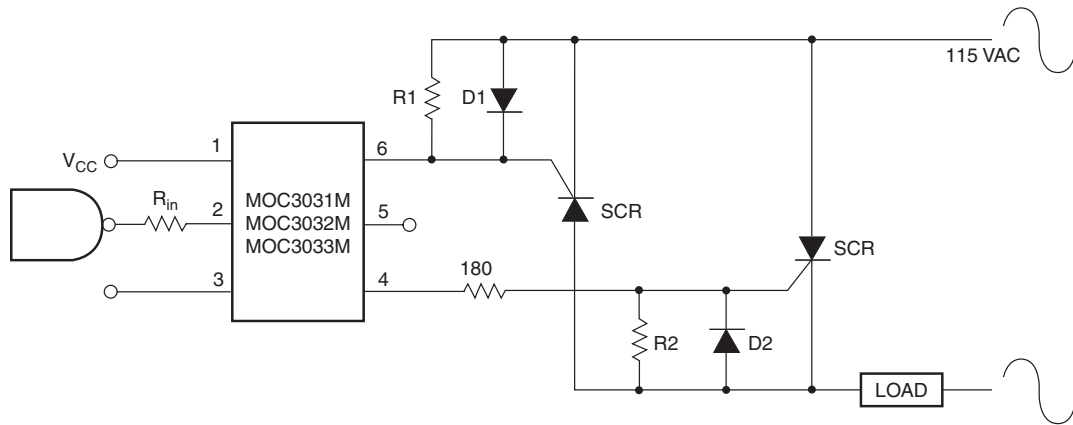
*For highly inductive loads (power factor < 0.5), change this value to 360 ohms.

Figure 12. Hot-Line Switching Application Circuit (MOC3031M, MOC3032M, MOC3033M)



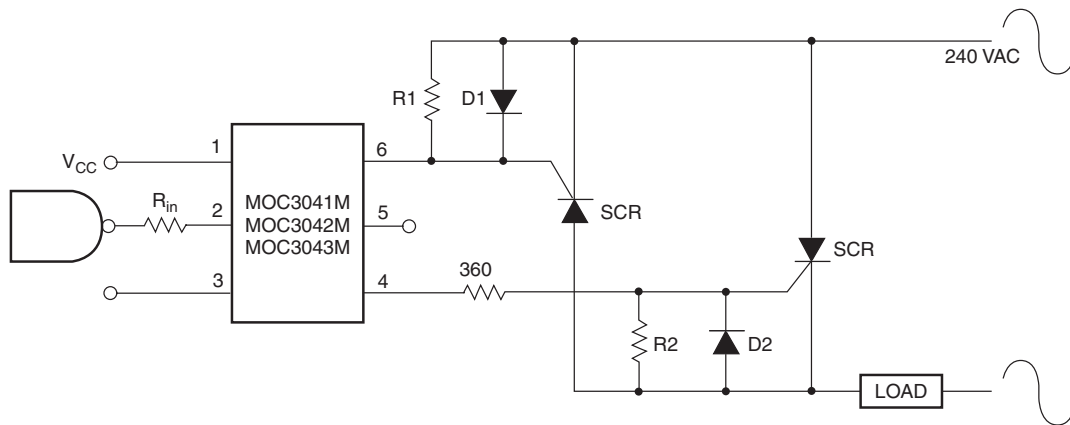
*For highly inductive loads (power factor < 0.5), change this value to 360 ohms.

Figure 13. Hot-Line Switching Application Circuit (MOC3041M, MOC3042M, MOC3043M)



**Figure 14. Inverse-Parallel SCR Driver Circuit
(MOC3031M, MOC3032M, MOC3033M)**

Suggested method of firing two, back-to-back SCR's with a Fairchild triac driver. Diodes can be 1N4001; resistors, R1 and R2, are optional 1 k ohm.

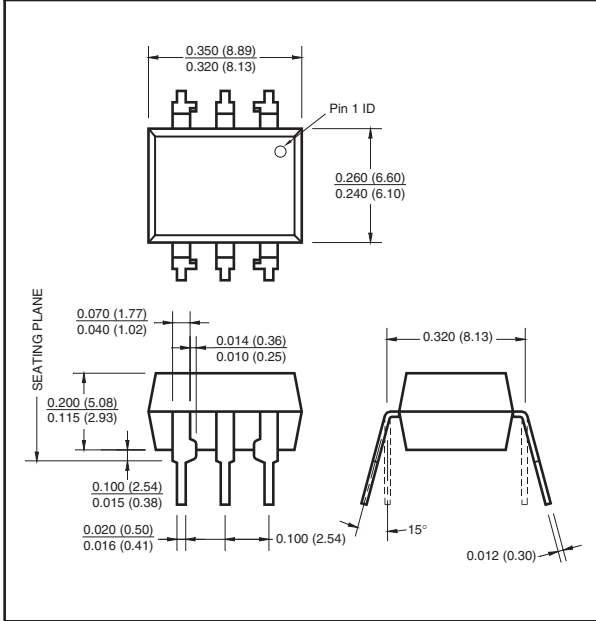


**Figure 15. Inverse-Parallel SCR Driver Circuit
(MOC3041M, MOC3042M, MOC3043M)**

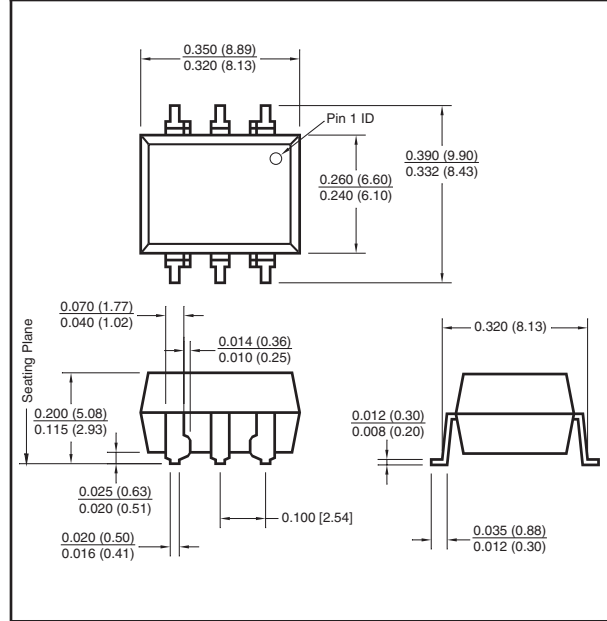
Suggested method of firing two, back-to-back SCR's with a Fairchild triac driver. Diodes can be 1N4001; resistors, R1 and R2, are optional 330 ohm.

Note: This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only.

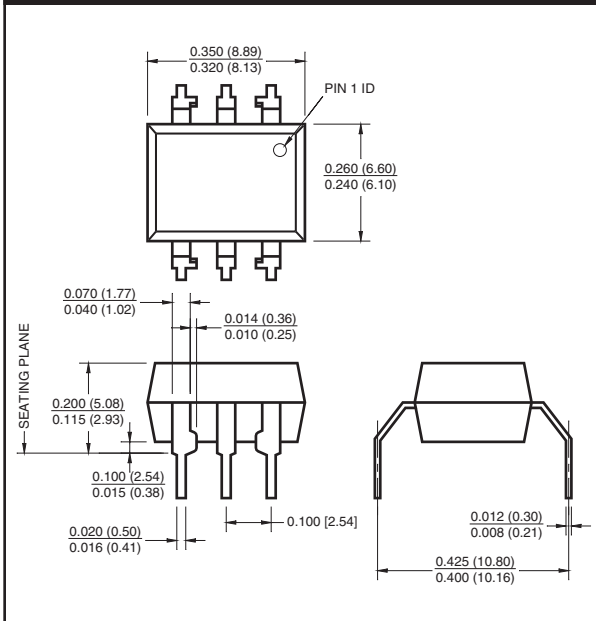
Package Dimensions (Through Hole)



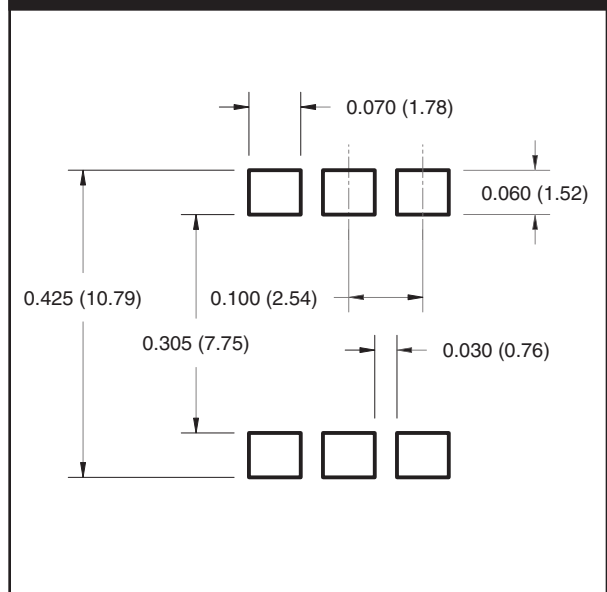
Package Dimensions (Surface Mount)



Package Dimensions (0.4" Lead Spacing)



Recommended Pad Layout for Surface Mount Leadform

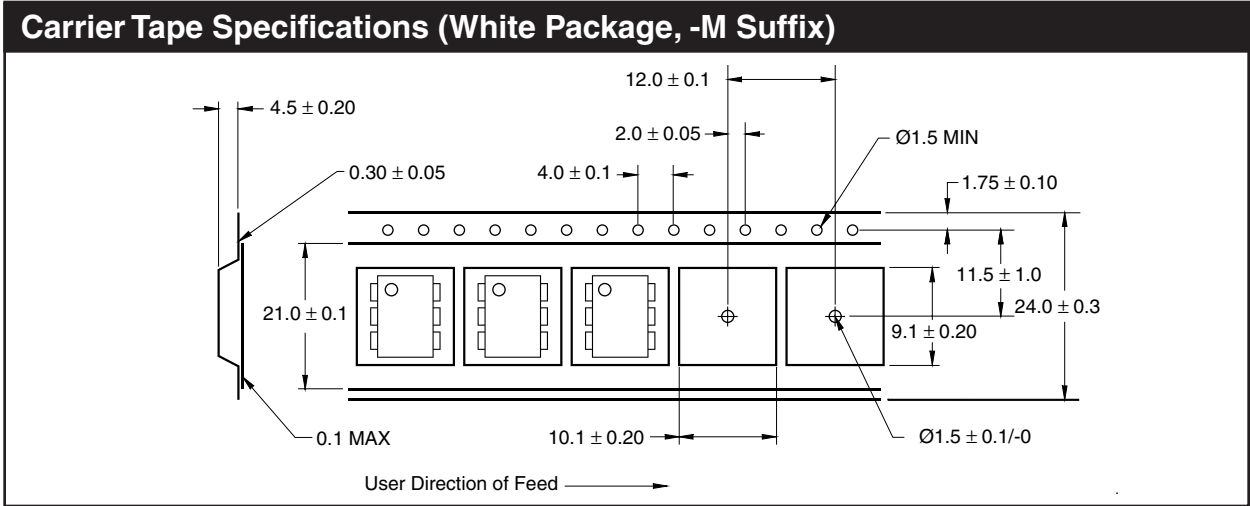


NOTE

All dimensions are in inches (millimeters)

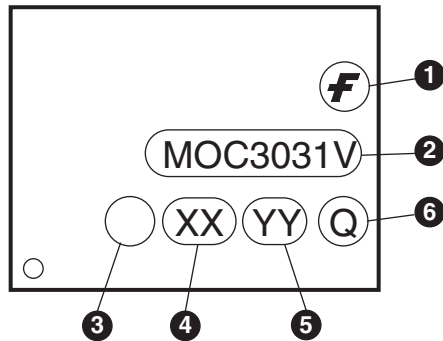
Ordering Information

Option	Order Entry Identifier	Description
S	S	Surface Mount Lead Bend
SR2	SR2	Surface Mount; Tape and reel
T	T	0.4" Lead Spacing
V	V	VDE 0884
TV	TV	VDE 0884, 0.4" Lead Spacing
SV	SV	VDE 0884, Surface Mount
SR2V	SR2V	VDE 0884, Surface Mount, Tape & Reel



NOTE
All dimensions are in inches (millimeters)

Marking Information

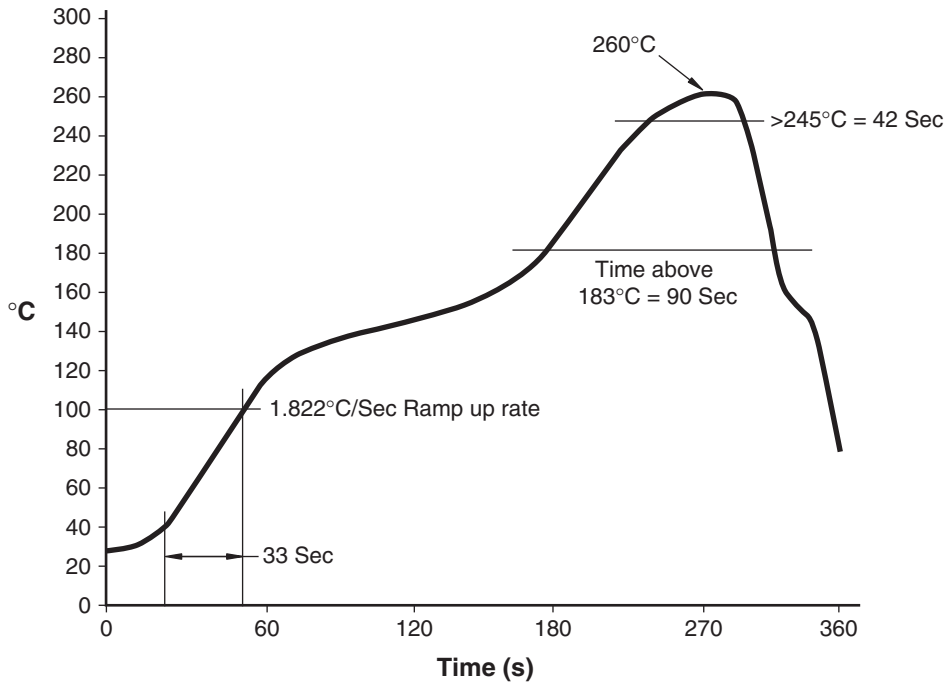


Definitions

1	Fairchild logo
2	Device number
3	VDE mark (Note: Only appears on parts ordered with VDE option – See order entry table)
4	One digit year code, e.g., '3'
5	Two digit work week ranging from '01' to '53'
6	Assembly package code

*Note – Parts that do not have the 'V' option (see definition 3 above) that are marked with date code '325' or earlier are marked in portrait format.

Reflow Profile (White Package, -M Suffix)



TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	ISOPLANAR™	PowerSaver™	SuperSOT™-8
ActiveArray™	FASTr™	LittleFET™	PowerTrench®	SyncFET™
Bottomless™	FPST™	MICROCOUPLER™	QFET®	TinyLogic®
Build it Now™	FRFET™	MicroFET™	QS™	TINYOPTO™
CoolFET™	GlobalOptoisolator™	MicroPak™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™
CROSSVOLT™	GTO™	MICROWIRE™	Quiet Series™	UHC™
DOME™	HiSeC™	MSX™	RapidConfigure™	UltraFET®
EcoSPARK™	I ² C™	MSXPro™	RapidConnect™	UniFET™
E ² C MOS™	i-Lo™	OCX™	μSerDes™	VCX™
EnSigna™	ImpliedDisconnect™	OCXPro™	SILENT SWITCHER®	Wire™
FACT™	IntelliMAX™	OPTOLOGIC®	SMART START™	
FACT Quiet Series™		OPTOPLANAR™	SPM™	
Across the board. Around the world.™		PACMAN™	Stealth™	
The Power Franchise®		POP™	SuperFET™	
Programmable Active Droop™		Power247™	SuperSOT™-3	
		PowerEdge™	SuperSOT™-6	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

AD594/AD595

FEATURES

**Pretrimmed for Type J (AD594) or
Type K (AD595) Thermocouples**
Can Be Used with Type T Thermocouple Inputs
Low Impedance Voltage Output: 10 mV/°C
Built-In Ice Point Compensation
Wide Power Supply Range: +5 V to ±15 V
Low Power: <1 mW typical
Thermocouple Failure Alarm
Laser Wafer Trimmed to 1°C Calibration Accuracy
Setpoint Mode Operation
Self-Contained Celsius Thermometer Operation
High Impedance Differential Input
Side-Brazed DIP or Low Cost Cerdip

PRODUCT DESCRIPTION

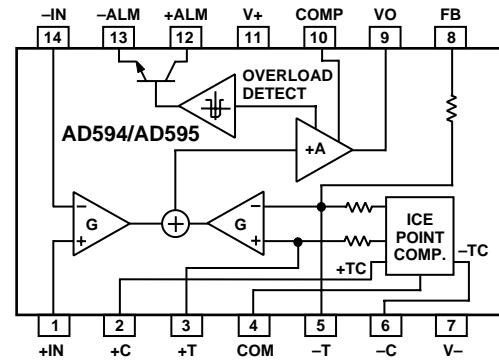
The AD594/AD595 is a complete instrumentation amplifier and thermocouple cold junction compensator on a monolithic chip. It combines an ice point reference with a precalibrated amplifier to produce a high level (10 mV/°C) output directly from a thermocouple signal. Pin-strapping options allow it to be used as a linear amplifier-compensator or as a switched output setpoint controller using either fixed or remote setpoint control. It can be used to amplify its compensation voltage directly, thereby converting it to a stand-alone Celsius transducer with a low impedance voltage output.

The AD594/AD595 includes a thermocouple failure alarm that indicates if one or both thermocouple leads become open. The alarm output has a flexible format which includes TTL drive capability.

The AD594/AD595 can be powered from a single ended supply (including +5 V) and by including a negative supply, temperatures below 0°C can be measured. To minimize self-heating, an unloaded AD594/AD595 will typically operate with a total supply current 160 µA, but is also capable of delivering in excess of ±5 mA to a load.

The AD594 is precalibrated by laser wafer trimming to match the characteristic of type J (iron-constantan) thermocouples and the AD595 is laser trimmed for type K (chromel-alumel) inputs. The temperature transducer voltages and gain control resistors

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



are available at the package pins so that the circuit can be recalibrated for the thermocouple types by the addition of two or three resistors. These terminals also allow more precise calibration for both thermocouple and thermometer applications.

The AD594/AD595 is available in two performance grades. The C and the A versions have calibration accuracies of ±1°C and ±3°C, respectively. Both are designed to be used from 0°C to +50°C, and are available in 14-pin, hermetically sealed, side-brazed ceramic DIPs as well as low cost cerdip packages.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD594/AD595 provides cold junction compensation, amplification, and an output buffer in a single IC package.
2. Compensation, zero, and scale factor are all precalibrated by laser wafer trimming (LWT) of each IC chip.
3. Flexible pinout provides for operation as a setpoint controller or a stand-alone temperature transducer calibrated in degrees Celsius.
4. Operation at remote application sites is facilitated by low quiescent current and a wide supply voltage range +5 V to dual supplies spanning 30 V.
5. Differential input rejects common-mode noise voltage on the thermocouple leads.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

AD594/AD595—SPECIFICATIONS (@ +25°C and $V_S = 5\text{ V}$, Type J (AD594), Type K (AD595) Thermocouple, unless otherwise noted)

Model	AD594A			AD594C			AD595A			AD595C			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
ABSOLUTE MAXIMUM RATING													
$+V_S$ to $-V_S$			36			36			36			36	Volts
Common-Mode Input Voltage	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	$-V_S - 0.15$		$+V_S$	Volts
Differential Input Voltage	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	Volts
Alarm Voltages													
+ALM	$-V_S$		$-V_S + 36$	$-V_S$		$-V_S + 36$	$-V_S$		$-V_S + 36$	$-V_S$		$-V_S + 36$	Volts
-ALM	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	$-V_S$		$+V_S$	Volts
Operating Temperature Range	-55		+125	-55		+125	-55		+125	-55		+125	°C
Output Short Circuit to Common	Indefinite			Indefinite			Indefinite			Indefinite			
TEMPERATURE MEASUREMENT (Specified Temperature Range 0°C to +50°C)													
Calibration Error at +25°C ¹			±3			±1			±3			±1	°C
Stability vs. Temperature ²			±0.05			±0.025			±0.05			±0.025	°C/°C
Gain Error			±1.5			±0.75			±1.5			±0.75	%
Nominal Transfer Function			10			10			10			10	mV/°C
AMPLIFIER CHARACTERISTICS													
Closed Loop Gain ³	193.4			193.4			247.3			247.3			
Input Offset Voltage	(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			μV
Input Bias Current	0.1			0.1			0.1			0.1			μA
Differential Input Range	-10		+50	-10		+50	-10		+50	-10		+50	mV
Common-Mode Range	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	$-V_S - 0.15$		$-V_S - 4$	Volts
Common-Mode Sensitivity – RTO	10			10			10			10			mV/V
Power Supply Sensitivity – RTO	10			10			10			10			mV/V
Output Voltage Range													
Dual Supply	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	$-V_S + 2.5$		$+V_S - 2$	Volts
Single Supply	0		$+V_S - 2$	0		$+V_S - 2$	0		$+V_S + 2$	0		$+V_S - 2$	Volts
Usable Output Current ⁴		±5			±5			±5			±5		mA
3 dB Bandwidth	15			15			15			15			kHz
ALARM CHARACTERISTICS													
$V_{CE(SAT)}$ at 2 mA	0.3			0.3			0.3			0.3			Volts
Leakage Current	±1			±1			±1			±1			μA max
Operating Voltage at -ALM	$+V_S - 4$			$+V_S - 4$			$+V_S - 4$			$+V_S - 4$			Volts
Short Circuit Current	20			20			20			20			mA
POWER REQUIREMENTS													
Specified Performance Operating ⁵	$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			$+V_S = 5, -V_S = 0$ $+V_S$ to $-V_S \leq 30$			Volts
Quiescent Current (No Load)													
+ V_S		160	300		160	300		160	300		160	300	μA
- V_S		100			100			100			100		μA
PACKAGE OPTION													
TO-116 (D-14)	AD594AD			AD594CD			AD595AD			AD595CD			
Cerdip (Q-14)	AD594AQ			AD594CQ			AD595AQ			AD595CQ			

NOTES
¹Calibrated for minimum error at +25°C using a thermocouple sensitivity of 51.7 μV/°C. Since a J type thermocouple deviates from this straight line approximation, the AD594 will normally read 3.1 mV when the measuring junction is at 0°C. The AD595 will similarly read 2.7 mV at 0°C.
²Defined as the slope of the line connecting the AD594/AD595 errors measured at 0°C and 50°C ambient temperature.
³Pin 8 shorted to Pin 9.
⁴Current Sink Capability in single supply configuration is limited to current drawn to ground through a 50 kΩ resistor at output voltages below 2.5 V.
⁵- V_S must not exceed -16.5 V.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units. Specifications subject to change without notice.

INTERPRETING AD594/AD595 OUTPUT VOLTAGES

To achieve a temperature proportional output of 10 mV/°C and accurately compensate for the reference junction over the rated operating range of the circuit, the AD594/AD595 is gain trimmed to match the transfer characteristic of J and K type thermocouples at 25°C. For a type J output in this temperature range the TC is 51.70 μV/°C, while for a type K it is 40.44 μV/°C. The resulting gain for the AD594 is 193.4 (10 mV/°C divided by 51.7 μV/°C) and for the AD595 is 247.3 (10 mV/°C divided by 40.44 μV/°C). In addition, an absolute accuracy trim induces an input offset to the output amplifier characteristic of 16 μV for the AD594 and 11 μV for the AD595. This offset arises because the AD594/AD595 is trimmed for a 250 mV output while applying a 25°C thermocouple input.

Because a thermocouple output voltage is nonlinear with respect to temperature, and the AD594/AD595 linearly amplifies the

compensated signal, the following transfer functions should be used to determine the actual output voltages:

$$AD594 \text{ output} = (\text{Type J Voltage} + 16 \mu\text{V}) \times 193.4$$

$$AD595 \text{ output} = (\text{Type K Voltage} + 11 \mu\text{V}) \times 247.3 \text{ or conversely:}$$

$$\text{Type J voltage} = (AD594 \text{ output}/193.4) - 16 \mu\text{V}$$

$$\text{Type K voltage} = (AD595 \text{ output}/247.3) - 11 \mu\text{V}$$

Table I lists the ideal AD594/AD595 output voltages as a function of Celsius temperature for type J and K ANSI standard thermocouples, with the package and reference junction at 25°C. As is normally the case, these outputs are subject to calibration, gain and temperature sensitivity errors. Output values for intermediate temperatures can be interpolated, or calculated using the output equations and ANSI thermocouple voltage tables referred to zero degrees Celsius. Due to a slight variation in alloy content between ANSI type J and DIN FE-CUNI

Table I. Output Voltage vs. Thermocouple Temperature (Ambient +25°C, $V_S = -5\text{ V}, +15\text{ V}$)

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD594 Output mV	Type K Voltage mV	AD595 Output mV
-200	-7.890	-1523	-5.891	-1454
-180	-7.402	-1428	-5.550	-1370
-160	-6.821	-1316	-5.141	-1269
-140	-6.159	-1188	-4.669	-1152
-120	-5.426	-1046	-4.138	-1021
-100	-4.632	-893	-3.553	-876
-80	-3.785	-729	-2.920	-719
-60	-2.892	-556	-2.243	-552
-40	-1.960	-376	-1.527	-375
-20	-.995	-189	-.777	-189
-10	-.501	-94	-.392	-94
0	0	3.1	0	2.7
10	.507	101	.397	101
20	1.019	200	.798	200
25	1.277	250	1.000	250
30	1.536	300	1.203	300
40	2.058	401	1.611	401
50	2.585	503	2.022	503
60	3.115	606	2.436	605
80	4.186	813	3.266	810
100	5.268	1022	4.095	1015
120	6.359	1233	4.919	1219
140	7.457	1445	5.733	1420
160	8.560	1659	6.539	1620
180	9.667	1873	7.338	1817
200	10.777	2087	8.137	2015
220	11.887	2302	8.938	2213
240	12.998	2517	9.745	2413
260	14.108	2732	10.560	2614
280	15.217	2946	11.381	2817
300	16.325	3160	12.207	3022
320	17.432	3374	13.039	3227
340	18.537	3588	13.874	3434
360	19.640	3801	14.712	3641
380	20.743	4015	15.552	3849
400	21.846	4228	16.395	4057
420	22.949	4441	17.241	4266
440	24.054	4655	18.088	4476
460	25.161	4869	18.938	4686
480	26.272	5084	19.788	4896
500	27.388	5300	20.640	5107
520	28.511	5517	21.493	5318
540	29.642	5736	22.346	5529
560	30.782	5956	23.198	5740
580	31.933	6179	24.050	5950
600	33.096	6404	24.902	6161
620	34.273	6632	25.751	6371
640	35.464	6862	26.599	6581
660	36.671	7095	27.445	6790
680	37.893	7332	28.288	6998
700	39.130	7571	29.128	7206
720	40.382	7813	29.965	7413
740	41.647	8058	30.799	7619
750	42.283	8181	31.214	7722
760	-	-	31.629	7825
780	-	-	32.455	8029
800	-	-	33.277	8232
820	-	-	34.095	8434
840	-	-	34.909	8636
860	-	-	35.718	8836
880	-	-	36.524	9035
900	-	-	37.325	9233
920	-	-	38.122	9430
940	-	-	38.915	9626
960	-	-	39.703	9821
980	-	-	40.488	10015
1000	-	-	41.269	10209
1020	-	-	42.045	10400
1040	-	-	42.817	10591
1060	-	-	43.585	10781
1080	-	-	44.339	10970
1100	-	-	45.108	11158
1120	-	-	45.863	11345
1140	-	-	46.612	11530
1160	-	-	47.356	11714
1180	-	-	48.095	11897
1200	-	-	48.828	12078
1220	-	-	49.555	12258
1240	-	-	50.276	12436
1250	-	-	50.633	12524

thermocouples Table I should not be used in conjunction with European standard thermocouples. Instead the transfer function given previously and a DIN thermocouple table should be used. ANSI type K and DIN NiCr-Ni thermocouples are composed

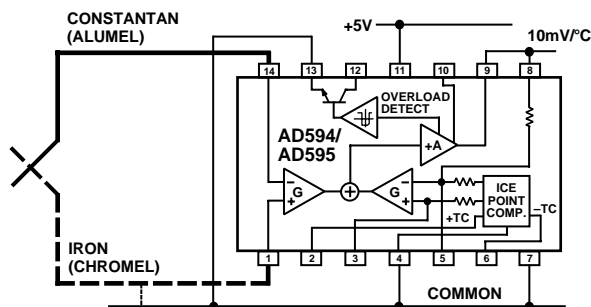


Figure 1. Basic Connection, Single Supply Operation

of identical alloys and exhibit similar behavior. The upper temperature limits in Table I are those recommended for type J and type K thermocouples by the majority of vendors.

SINGLE AND DUAL SUPPLY CONNECTIONS

The AD594/AD595 is a completely self-contained thermocouple conditioner. Using a single +5 V supply the interconnections shown in Figure 1 will provide a direct output from a type J thermocouple (AD594) or type K thermocouple (AD595) measuring from 0°C to +300°C.

Any convenient supply voltage from +5 V to +30 V may be used, with self-heating errors being minimized at lower supply levels. In the single supply configuration the +5 V supply connects to Pin 11 with the V- connection at Pin 7 strapped to power and signal common at Pin 4. The thermocouple wire inputs connect to Pins 1 and 14 either directly from the measuring point or through intervening connections of similar thermocouple wire type. When the alarm output at Pin 13 is not used it should be connected to common or -V. The precalibrated feedback network at Pin 8 is tied to the output at Pin 9 to provide a 10 mV/°C nominal temperature transfer characteristic.

By using a wider ranging dual supply, as shown in Figure 2, the AD594/AD595 can be interfaced to thermocouples measuring both negative and extended positive temperatures.

AD594/AD595

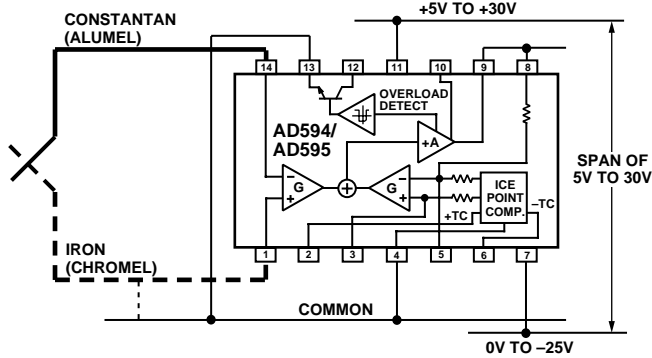


Figure 2. Dual Supply Operation

With a negative supply the output can indicate negative temperatures and drive grounded loads or loads returned to positive voltages. Increasing the positive supply from 5 V to 15 V extends the output voltage range well beyond the 750°C temperature limit recommended for type J thermocouples (AD594) and the 1250°C for type K thermocouples (AD595).

Common-mode voltages on the thermocouple inputs must remain within the common-mode range of the AD594/AD595, with a return path provided for the bias currents. If the thermocouple is not remotely grounded, then the dotted line connections in Figures 1 and 2 are recommended. A resistor may be needed in this connection to assure that common-mode voltages induced in the thermocouple loop are not converted to normal mode.

THERMOCOUPLE CONNECTIONS

The isothermal terminating connections of a pair of thermocouple wires forms an effective reference junction. This junction must be kept at the same temperature as the AD594/AD595 for the internal cold junction compensation to be effective.

A method that provides for thermal equilibrium is the printed circuit board connection layout illustrated in Figure 3.

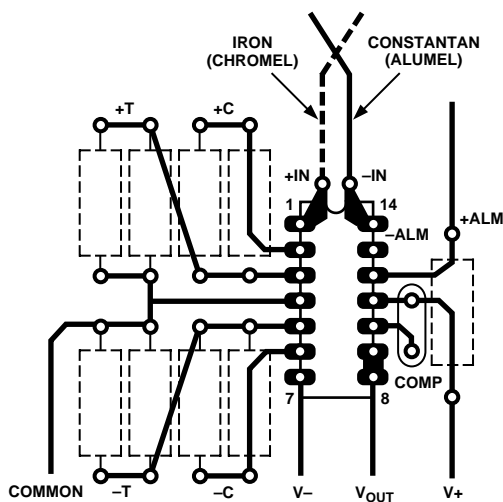


Figure 3. PCB Connections

Here the AD594/AD595 package temperature and circuit board are thermally contacted in the copper printed circuit board tracks under Pins 1 and 14. The reference junction is now composed of a copper-constantan (or copper-alumel) connection and copper-iron (or copper-chromel) connection, both of which are at the same temperature as the AD594/AD595.

The printed circuit board layout shown also provides for placement of optional alarm load resistors, recalibration resistors and a compensation capacitor to limit bandwidth.

To ensure secure bonding the thermocouple wire should be cleaned to remove oxidation prior to soldering. Noncorrosive rosin flux is effective with iron, constantan, chromel and alumel and the following solders: 95% tin-5% antimony, 95% tin-5% silver or 90% tin-10% lead.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The AD594 behaves like two differential amplifiers. The outputs are summed and used to control a high gain amplifier, as shown in Figure 4.

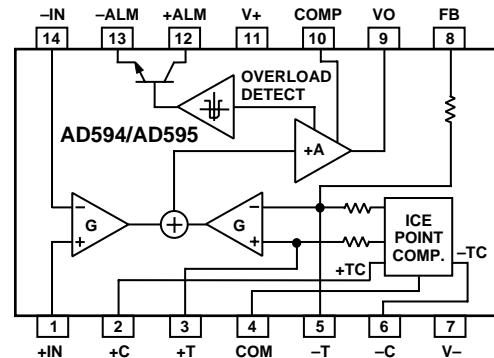


Figure 4. AD594/AD595 Block Diagram

In normal operation the main amplifier output, at Pin 9, is connected to the feedback network, at Pin 8. Thermocouple signals applied to the floating input stage, at Pins 1 and 14, are amplified by gain G of the differential amplifier and are then further amplified by gain A in the main amplifier. The output of the main amplifier is fed back to a second differential stage in an inverting connection. The feedback signal is amplified by this stage and is also applied to the main amplifier input through a summing circuit. Because of the inversion, the amplifier causes the feedback to be driven to reduce this difference signal to a small value. The two differential amplifiers are made to match and have identical gains, G. As a result, the feedback signal that must be applied to the right-hand differential amplifier will precisely match the thermocouple input signal when the difference signal has been reduced to zero. The feedback network is trimmed so that the effective gain to the output, at Pins 8 and 9, results in a voltage of 10 mV/°C of thermocouple excitation.

In addition to the feedback signal, a cold junction compensation voltage is applied to the right-hand differential amplifier. The compensation is a differential voltage proportional to the Celsius temperature of the AD594/AD595. This signal disturbs the differential input so that the amplifier output must adjust to restore the input to equal the applied thermocouple voltage.

The compensation is applied through the gain scaling resistors so that its effect on the main output is also 10 mV/°C. As a result, the compensation voltage adds to the effect of the thermocouple voltage a signal directly proportional to the difference between 0°C and the AD594/AD595 temperature. If the thermocouple reference junction is maintained at the AD594/AD595 temperature, the output of the AD594/AD595 will correspond to the reading that would have been obtained from amplification of a signal from a thermocouple referenced to an ice bath.

The AD594/AD595 also includes an input open circuit detector that switches on an alarm transistor. This transistor is actually a current-limited output buffer, but can be used up to the limit as a switch transistor for either pull-up or pull-down operation of external alarms.

The ice point compensation network has voltages available with positive and negative temperature coefficients. These voltages may be used with external resistors to modify the ice point compensation and recalibrate the AD594/AD595 as described in the next column.

The feedback resistor is separately pinned out so that its value can be padded with a series resistor, or replaced with an external resistor between Pins 5 and 9. External availability of the feedback resistor allows gain to be adjusted, and also permits the AD594/AD595 to operate in a switching mode for setpoint operation.

CAUTIONS:

The temperature compensation terminals (+C and -C) at Pins 2 and 6 are provided to supply small calibration currents only. The AD594/AD595 may be permanently damaged if they are grounded or connected to a low impedance.

The AD594/AD595 is internally frequency compensated for feedback ratios (corresponding to normal signal gain) of 75 or more. If a lower gain is desired, additional frequency compensation should be added in the form of a 300 pF capacitor from Pin 10 to the output at Pin 9. As shown in Figure 5 an additional 0.01 μF capacitor between Pins 10 and 11 is recommended.

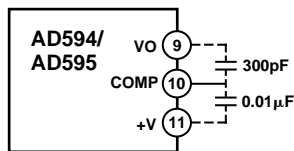


Figure 5. Low Gain Frequency Compensation

RECALIBRATION PRINCIPLES AND LIMITATIONS

The ice point compensation network of the AD594/AD595 produces a differential signal which is zero at 0°C and corresponds to the output of an ice referenced thermocouple at the temperature of the chip. The positive TC output of the circuit is proportional to Kelvin temperature and appears as a voltage at +T. It is possible to decrease this signal by loading it with a resistor from +T to COM, or increase it with a pull-up resistor from +T to the larger positive TC voltage at +C. Note that adjustments to +T should be made by measuring the voltage which tracks it at -T. To avoid destabilizing the feedback amplifier the measuring instrument should be isolated by a few thousand ohms in series with the lead connected to -T.

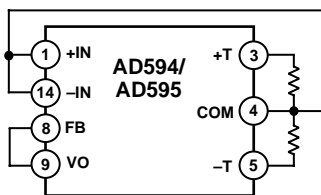


Figure 6. Decreased Sensitivity Adjustment

Changing the positive TC half of the differential output of the compensation scheme shifts the zero point away from 0°C. The zero can be restored by adjusting the current flow into the negative input of the feedback amplifier, the -T pin. A current into

this terminal can be produced with a resistor between -C and -T to balance an increase in +T, or a resistor from -T to COM to offset a decrease in +T.

If the compensation is adjusted substantially to accommodate a different thermocouple type, its effect on the final output voltage will increase or decrease in proportion. To restore the nominal output to 10 mV/°C the gain may be adjusted to match the new compensation and thermocouple input characteristics. When reducing the compensation the resistance between -T and COM automatically increases the gain to within 0.5% of the correct value. If a smaller gain is required, however, the nominal 47 kΩ internal feedback resistor can be paralleled or replaced with an external resistor.

Fine calibration adjustments will require temperature response measurements of individual devices to assure accuracy. Major reconfigurations for other thermocouple types can be achieved without seriously compromising initial calibration accuracy, so long as the procedure is done at a fixed temperature using the factory calibration as a reference. It should be noted that intermediate recalibration conditions may require the use of a negative supply.

EXAMPLE: TYPE E RECALIBRATION—AD594/AD595

Both the AD594 and AD595 can be configured to condition the output of a type E (chromel-constantan) thermocouple. Temperature characteristics of type E thermocouples differ less from type J, than from type K, therefore the AD594 is preferred for recalibration.

While maintaining the device at a constant temperature follow the recalibration steps given here. First, measure the device temperature by tying both inputs to common (or a selected common-mode potential) and connecting FB to VO. The AD594 is now in the stand alone Celsius thermometer mode. For this example assume the ambient is 24°C and the initial output VO is 240 mV. Check the output at VO to verify that it corresponds to the temperature of the device.

Next, measure the voltage -T at Pin 5 with a high impedance DVM (capacitance should be isolated by a few thousand ohms of resistance at the measured terminals). At 24°C the -T voltage will be about 8.3 mV. To adjust the compensation of an AD594 to a type E thermocouple a resistor, R1, should be connected between +T and +C, Pins 2 and 3, to raise the voltage at -T by the ratio of thermocouple sensitivities. The ratio for converting a type J device to a type E characteristic is:

$$r(AD594) = (60.9 \mu V/^{\circ}C) / (51.7 \mu V/^{\circ}C) = 1.18$$

Thus, multiply the initial voltage measured at -T by r and experimentally determine the R1 value required to raise -T to that level. For the example the new -T voltage should be about 9.8 mV. The resistance value should be approximately 1.8 kΩ.

The zero differential point must now be shifted back to 0°C. This is accomplished by multiplying the original output voltage VO by r and adjusting the measured output voltage to this value by experimentally adding a resistor, R2, between -C and -T, Pins 5 and 6. The target output value in this case should be about 283 mV. The resistance value of R2 should be approximately 240 kΩ.

Finally, the gain must be recalibrated such that the output VO indicates the device's temperature once again. Do this by adding a third resistor, R3, between FB and -T, Pins 8 and 5. VO should now be back to the initial 240 mV reading. The resistance value

AD594/AD595

of R3 should be approximately 280 kΩ. The final connection diagram is shown in Figure 7. An approximate verification of the effectiveness of recalibration is to measure the differential gain to the output. For type E it should be 164.2.

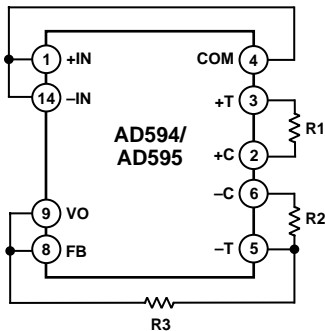


Figure 7. Type E Recalibration

When implementing a similar recalibration procedure for the AD595 the values for R1, R2, R3 and r will be approximately 650 Ω, 84 kΩ, 93 kΩ and 1.51, respectively. Power consumption will increase by about 50% when using the AD595 with type E inputs.

Note that during this procedure it is crucial to maintain the AD594/AD595 at a stable temperature because it is used as the temperature reference. Contact with fingers or any tools not at ambient temperature will quickly produce errors. Radiational heating from a change in lighting or approach of a soldering iron must also be guarded against.

USING TYPE T THERMOCOUPLES WITH THE AD595

Because of the similarity of thermal EMFs in the 0°C to +50°C range between type K and type T thermocouples, the AD595 can be directly used with both types of inputs. Within this ambient temperature range the AD595 should exhibit no more than an additional 0.2°C output calibration error when used with type T inputs. The error arises because the ice point compensator is trimmed to type K characteristics at 25°C. To calculate the AD595 output values over the recommended -200°C to +350°C range for type T thermocouples, simply use the ANSI thermocouple voltages referred to 0°C and the output equation given on page 2 for the AD595. Because of the relatively large nonlinearities associated with type T thermocouples the output will deviate widely from the nominal 10 mV/°C. However, cold junction compensation over the rated 0°C to +50°C ambient will remain accurate.

STABILITY OVER TEMPERATURE

Each AD594/AD595 is tested for error over temperature with the measuring thermocouple at 0°C. The combined effects of cold junction compensation error, amplifier offset drift and gain error determine the stability of the AD594/AD595 output over the rated ambient temperature range. Figure 8 shows an AD594/AD595 drift error envelope. The slope of this figure has units of °C/°C.

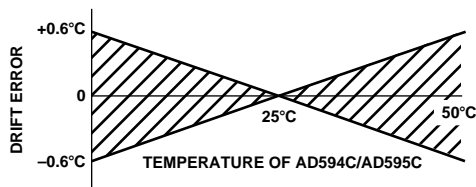


Figure 8. Drift Error vs. Temperature

THERMAL ENVIRONMENT EFFECTS

The inherent low power dissipation of the AD594/AD595 and the low thermal resistance of the package make self-heating errors almost negligible. For example, in still air the chip to ambient thermal resistance is about 80°C/watt (for the D package). At the nominal dissipation of 800 μW the self-heating in free air is less than 0.065°C. Submerged in fluorinert liquid (unstirred) the thermal resistance is about 40°C/watt, resulting in a self-heating error of about 0.032°C.

SETPOINT CONTROLLER

The AD594/AD595 can readily be connected as a setpoint controller as shown in Figure 9.

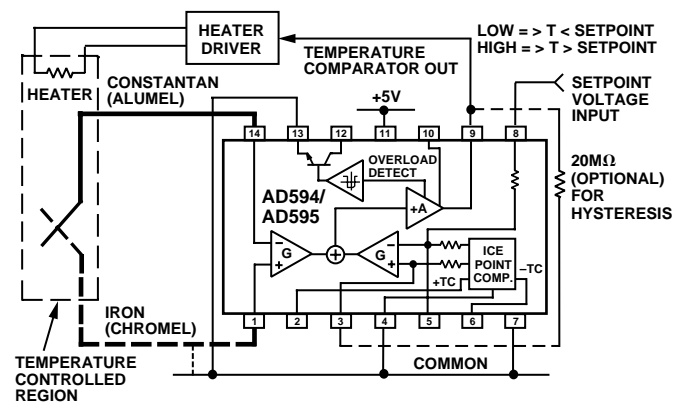


Figure 9. Setpoint Controller

The thermocouple is used to sense the unknown temperature and provide a thermal EMF to the input of the AD594/AD595. The signal is cold junction compensated, amplified to 10 mV/°C and compared to an external setpoint voltage applied by the user to the feedback at Pin 8. Table I lists the correspondence between setpoint voltage and temperature, accounting for the nonlinearity of the measurement thermocouple. If the setpoint temperature range is within the operating range (-55°C to +125°C) of the AD594/AD595, the chip can be used as the transducer for the circuit by shorting the inputs together and utilizing the nominal calibration of 10 mV/°C. This is the centigrade thermometer configuration as shown in Figure 13.

In operation if the setpoint voltage is above the voltage corresponding to the temperature being measured the output swings low to approximately zero volts. Conversely, when the temperature rises above the setpoint voltage the output switches to the positive limit of about 4 volts with a +5 V supply. Figure 9 shows the setpoint comparator configuration complete with a heater element driver circuit being controlled by the AD594/AD595 toggled output. Hysteresis can be introduced by injecting a current into the positive input of the feedback amplifier when the output is toggled high. With an AD594 about 200 nA into the +T terminal provides 1°C of hysteresis. When using a single 5 V supply with an AD594, a 20 MΩ resistor from V_O to +T will supply the 200 nA of current when the output is forced high (about 4 V). To widen the hysteresis band decrease the resistance connected from V_O to +T.

ALARM CIRCUIT

In all applications of the AD594/AD595 the $-ALM$ connection, Pin 13, should be constrained so that it is not more positive than $(V+) - 4\text{ V}$. This can be most easily achieved by connecting Pin 13 to either common at Pin 4 or $V-$ at Pin 7. For most applications that use the alarm signal, Pin 13 will be grounded and the signal will be taken from $+ALM$ on Pin 12. A typical application is shown in Figure 10.

In this configuration the alarm transistor will be off in normal operation and the $20\text{ k}\Omega$ pull up will cause the $+ALM$ output on Pin 12 to go high. If one or both of the thermocouple leads are interrupted, the $+ALM$ pin will be driven low. As shown in Figure 10 this signal is compatible with the input of a TTL gate which can be used as a buffer and/or inverter.

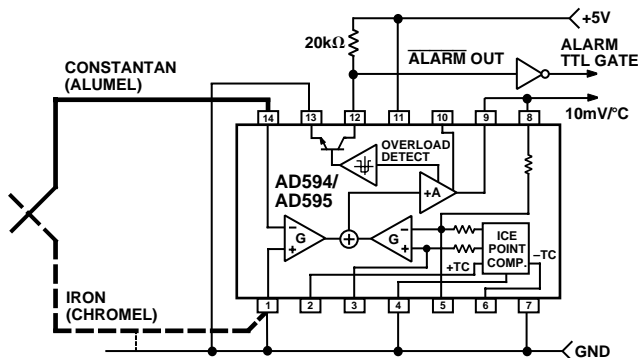


Figure 10. Using the Alarm to Drive a TTL Gate ("Grounded" Emitter Configuration)

Since the alarm is a high level output it may be used to directly drive an LED or other indicator as shown in Figure 11.

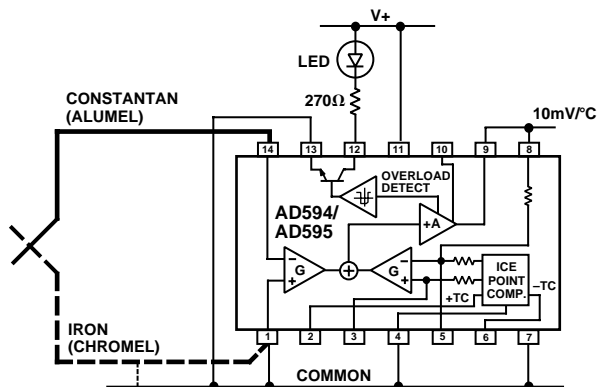


Figure 11. Alarm Directly Drives LED

A $270\ \Omega$ series resistor will limit current in the LED to 10 mA , but may be omitted since the alarm output transistor is current limited at about 20 mA . The transistor, however, will operate in a high dissipation mode and the temperature of the circuit will rise well above ambient. Note that the cold junction compensation will be affected whenever the alarm circuit is activated. The time required for the chip to return to ambient temperature will depend on the power dissipation of the alarm circuit, the nature of the thermal path to the environment and the alarm duration.

The alarm can be used with both single and dual supplies. It can be operated above or below ground. The collector and emitter of the output transistor can be used in any normal switch configuration. As an example a negative referenced load can be driven from $-ALM$ as shown in Figure 12.

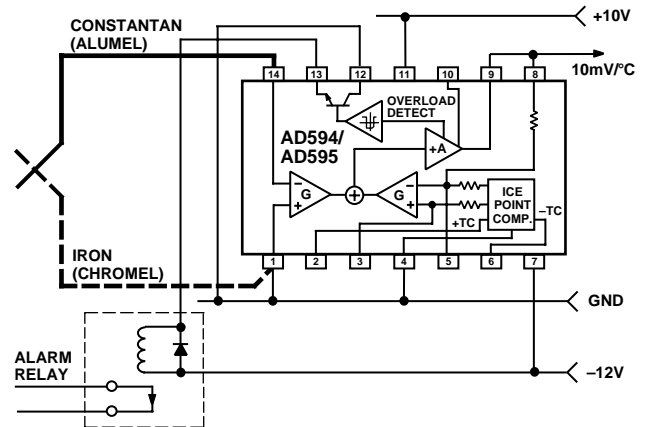


Figure 12. $-ALM$ Driving A Negative Referenced Load

The collector ($+ALM$) should not be allowed to become more positive than $(V-) + 36\text{ V}$, however, it may be permitted to be more positive than $V+$. The emitter voltage ($-ALM$) should be constrained so that it does not become more positive than 4 volts below the $V+$ applied to the circuit.

Additionally, the AD594/AD595 can be configured to produce an extreme upscale or downscale output in applications where an extra signal line for an alarm is inappropriate. By tying either of the thermocouple inputs to common most runaway control conditions can be automatically avoided. A $+IN$ to common connection creates a downscale output if the thermocouple opens, while connecting $-IN$ to common provides an upscale output.

CELSIUS THERMOMETER

The AD594/AD595 may be configured as a stand-alone Celsius thermometer as shown in Figure 13.

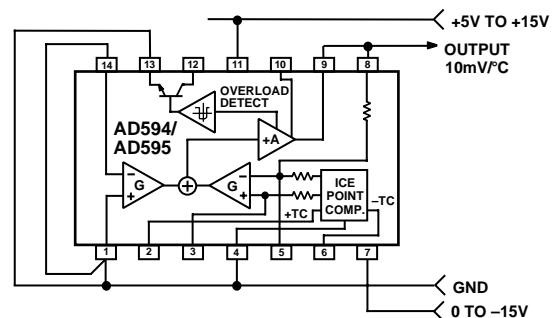


Figure 13. AD594/AD595 as a Stand-Alone Celsius Thermometer

Simply omit the thermocouple and connect the inputs (Pins 1 and 14) to common. The output now will reflect the compensation voltage and hence will indicate the AD594/AD595 temperature with a scale factor of $10\text{ mV}/^\circ\text{C}$. In this three terminal, voltage output, temperature sensing mode, the AD594/AD595 will operate over the full military -55°C to $+125^\circ\text{C}$ temperature range.

AD594/AD595

THERMOCOUPLE BASICS

Thermocouples are economical and rugged; they have reasonably good long-term stability. Because of their small size, they respond quickly and are good choices where fast response is important. They function over temperature ranges from cryogenics to jet-engine exhaust and have reasonable linearity and accuracy.

Because the number of free electrons in a piece of metal depends on both temperature and composition of the metal, two pieces of dissimilar metal in isothermal and contact will exhibit a potential difference that is a repeatable function of temperature, as shown in Figure 14. The resulting voltage depends on the temperatures, T1 and T2, in a repeatable way.

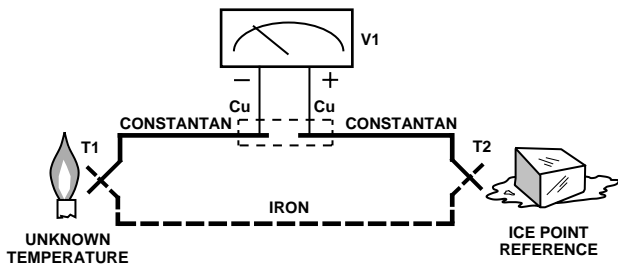


Figure 14. Thermocouple Voltage with 0°C Reference

Since the thermocouple is basically a differential rather than absolute measuring device, a known reference temperature is required for one of the junctions if the temperature of the other is to be inferred from the output voltage. Thermocouples made of specially selected materials have been exhaustively characterized in terms of voltage versus temperature compared to primary temperature standards. Most notably the water-ice point of 0°C is used for tables of standard thermocouple performance.

An alternative measurement technique, illustrated in Figure 15, is used in most practical applications where accuracy requirements do not warrant maintenance of primary standards. The reference junction temperature is allowed to change with the environment of the measurement system, but it is carefully measured by some type of absolute thermometer. A measurement of the thermocouple voltage combined with a knowledge of the reference temperature can be used to calculate the measurement junction temperature. Usual practice, however, is to use a convenient thermoelectric method to measure the reference temperature

and to arrange its output voltage so that it corresponds to a thermocouple referred to 0°C. This voltage is simply added to the thermocouple voltage and the sum then corresponds to the standard voltage tabulated for an ice-point referenced thermocouple.

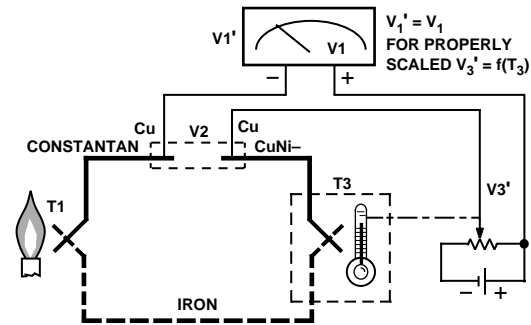


Figure 15. Substitution of Measured Reference Temperature for Ice Point Reference

The temperature sensitivity of silicon integrated circuit transistors is quite predictable and repeatable. This sensitivity is exploited in the AD594/AD595 to produce a temperature related voltage to compensate the reference of "cold" junction of a thermocouple as shown in Figure 16.

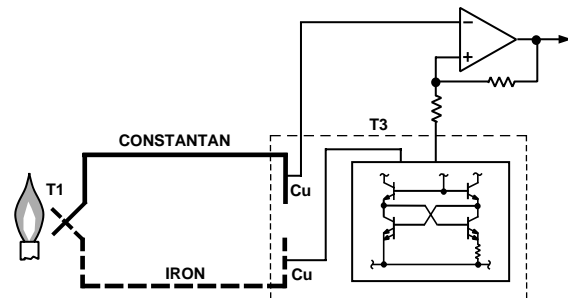


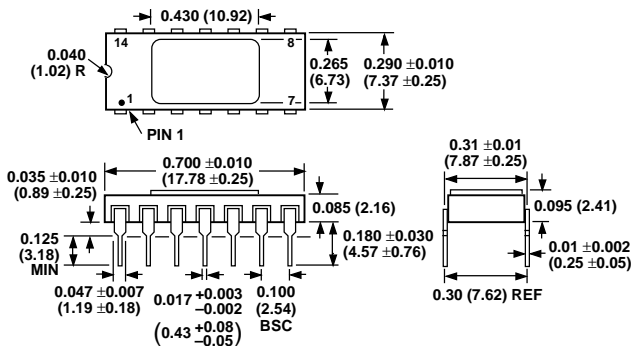
Figure 16. Connecting Isothermal Junctions

Since the compensation is at the reference junction temperature, it is often convenient to form the reference "junction" by connecting directly to the circuit wiring. So long as these connections and the compensation are at the same temperature no error will result.

OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

TO-116 (D) Package



Cerdip (Q) Package

