

6/84

وزارة التعليم والبحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

2000

DEPARTEMENT :

DE L'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Étude et Réalisation d'un appareil de
mesure de température à 16 voies

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

Proposé par : C.N.E.R.I.B

Étudié par :

M^e BELABBAS Smoïl
M^e KABCHOU Mohamed

Dirigé par :

M^e F. GUESSAO
A FARAH

المدارس الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE

— Remerciements —
— — —

Nous tenons à témoigner notre profonde
gratitude à :

MR F. GUESSOUM
et
MR A. FARAH

Pour nous avoir suivi durant l'élaboration de
ce travail, ainsi qu'à MR BERKANI pour ses conseils
judicieux et son soutien moral.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de
loin à notre formation trouvent ici l'expression de nos
sincères remerciements.

— — —

Sommeire

— Introduction

— CHAPITRE I

Théorie des capteurs thermiques

- A. Rappels sur les capteurs thermiques
- B. Caractéristiques générales des thermocouples
- C. Principe de mesure

— CHAPITRE II

Traitement du signal issu des capteurs

- A. Compensation de soudure froide
- B. Amplification

— CHAPITRE III

Multiplexage et temporisation

- A. Temporisation
- B. Multiplexage

— CHAPITRE IV

Conversion analogique numérique

— Conclusion

Introduction

Parmi les travaux de recherche entrepris par l'institut national d'étude et de recherche en bâtiment (INERBA), l'étude des caractéristiques mécaniques et physiques des matériaux de construction occupe une place importante.

La Contribution de notre réalisation intervient dans le domaine de la mesure des caractéristiques physiques, ou plus précisément la détermination de la Conductivité thermique λ d'un matériau. " $\lambda = f(1/\Delta\theta)$ " avec $\Delta\theta$ différence de température entre les deux faces d'un matériau Considéré. Ceci nécessite un relevé de températures intérieures et extérieures au même instant et en plusieurs endroits d'un bâtiment. Opération qui doit se répéter à des intervalles de temps prédéterminés et ce pendant plusieurs jours.

Un tel travail exige un appareil à plusieurs voies de mesures, auquel on relie plusieurs capteurs commutables automatiquement (dans notre cas on utilise 16 capteurs)

Pour un traitement plus aisé des données, l'affichage de la température sera accompagné de celui de la voie. Pour la même raison, une sortie numérique est prévue pour un éventuel enregistrement sur bande magnétique et traitement des données par ordinateur, ainsi qu'une Commande de moteur Continu.

CHAPITRE I

Théorie des capteurs thermique

A- Rappels sur les capteurs thermiques

Les capteurs sont des corps solides ayant la propriété d'être sensibles à la température.

Tout capteur implanté au sein d'un milieu, ne peut donner des indications que sur sa propre température ; il faut donc pouvoir faire la liaison entre la grandeur à mesurer et celle donnée par le capteur.

A vraie dire, la température n'est pas une grandeur mesurable, mais repérable sur une échelle prise pour référence ; et comme elle intervient dans la plus part des phénomènes physiques, il est nécessaire d'avoir plusieurs dispositifs permettant de fournir un repère.

Nous distinguons quatre familles de thermomètres :

- thermomètres à dilatation
- " à changement d'état
- " optiques
- " électriques

C'est à cette dernière famille qu'on s'intéressera seulement.



Thermomètres électriques

Il existe plusieurs types de capteurs, susceptibles de transformer une température en une grandeur électrique.

Les principaux sont :

- à résistance.
- à effet piezo-électrique
- à couple thermo-électrique.

1. Thermomètre à résistance.

Différents types de résistances sont utilisés.

- * Les résistances métalliques : les métaux utilisés sont le platine, le cuivre ou alliage Nickel-Fer
- * Thermistances : Semi conducteur dont la résistance varie en exponentielle en fonction de la température.
- * I.C.S : "Integrated circuit sensor"
Circuit intégré sensible à réponse linéaire et à tension de sortie élevée.

Dans tous les cas cités, on exploite la variation de la résistance en fonction de la température.

2. Thermomètre à effet piezo-électrique

L'élément sensible est une lame de quartz, dont la taille est telle qu'elle soit thermo-déformable. En plaçant le quartz dans un circuit oscillant, on obtient une fréquence

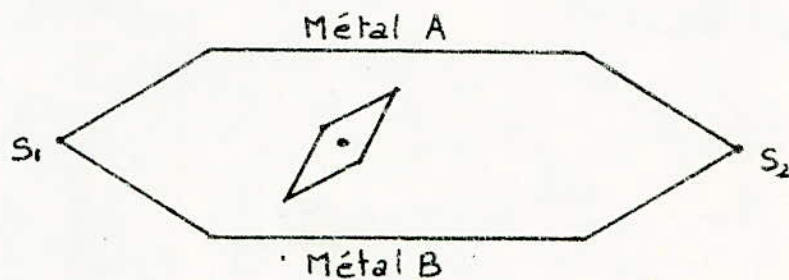
propre qui dépend de la température, avec une sensibilité de $2000 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$

3- Thermomètre à couple thermo-électrique

Le capteur est constitué par deux fils métalliques de nature différente, réunis aux deux extrémités pour former un circuit fermé.

— Mise en évidence de l'effet thermo-électrique.

L'effet thermo-électrique a été découvert en 1821 par Thomas Seebeck.



Il constata que lorsque les deux jonctions S_1 et S_2 sont portées à des températures différentes, il y a naissance d'un courant dans le circuit. Ceci a été mis en évidence par la déviation de l'aiguille aimantée placée au centre du circuit.

L'expérience a montré qu'avec des métaux homogènes l'intensité du courant dépend que :

- de la nature des matériaux utilisés
- de la différence des températures

— du niveau moyen des températures atteint

Les métaux servant à fabriquer un couple sont livrés par paire par les fabricants, et ils sont sélectionnés en fonction de leur faculté de donner un plus fort courant pour une température donnée.

Les couples thermo-électrique les plus utilisés sont :

- * Fer - Constantan Type J gamme de température 0 à 750°C
- * Cuivre - Constantan = T " -200 à 300°C
- * Chromel - alumel = K " 0° à 1150°C
- * Platine Rhodie - Platine " S " 0° à 1400°C

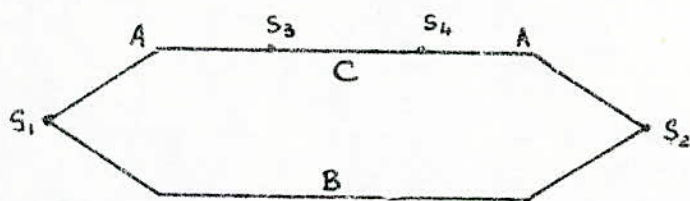
B. Caractéristiques générales des thermocouples

1. Loi du circuit homogène.

Entre les jonctions S_1 et S_2 les conducteurs peuvent traverser des zones dont les températures sont quelconques ; si ces matériaux sont homogènes il n'y a aucune influence sur le courant. Chose qui nous a été facile de vérifier en plaçant une portion du thermocouple dans une étuve, à une température de l'ordre de 90°C alors que S_1 et S_2 sont à des températures quelconques.

2. Loi des Conducteurs intermédiaires.

La force électromotrice d'un thermocouple n'est pas modifiée, si l'on introduit dans le circuit des métaux, à condition que toutes les soudures exceptées S_1 et S_2 soient à la même température. Le circuit se comporte, comme si les métaux qui y sont introduits n'existaient pas. Cette remarque est importante car on peut faire une coupure dans le circuit pour y intercaler un appareil de mesure. En général la coupure se fait au niveau de la soudure froide.



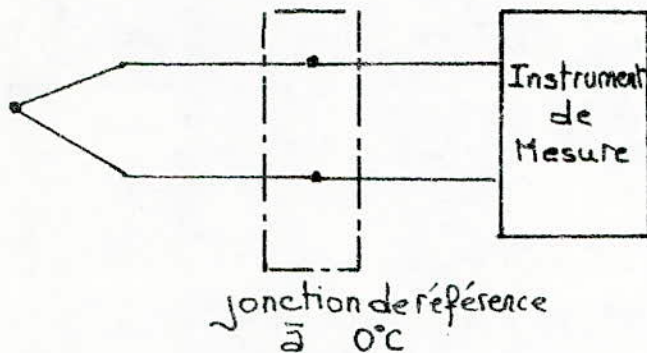
S_3 et S_4 isothermes

3. Soudure froide, Soudure chaude

Définition :

On appelle soudure chaude la jonction de mesure, soudure froide celle entre le thermocouple et l'appareil de mesure.

Si l'on maintient l'une des jonctions à une température fixe θ quelconque, on peut déterminer la température de l'autre en mesurant la différence de potentiel existant entre les deux soudures. Pour cela des tables numériques nous donnent la température de la soudure chaude en fonction de la d.d.p lorsque la jonction de référence (soudure froide) est à 0°C



4. Norme et code des couleurs pour les thermocouples

Les thermocouples sont désignés par les deux matériaux qui les constituent. Le premier nom cité représente le pôle positif (+), c'est à dire, lorsque la soudure froide est à θ_1 , une température θ_2 supérieure à cette dernière mesurée par la

Soudure chaude donnera une tension positive .

Un code de couleur à été élaboré pour désigner chaque Conducteur et chaque type de thermocouple .

Exemple :

Thermocouple du type T

Cuivre - pôle positif - couleur rouge

Constantan - pôle négatif - couleur bleu

gaine - Couleur marron

5. Isolation et protection des thermocouples

Les conducteurs des thermocouples sont isolés entre-eux et emprisonnés dans une même gaine . Les isolants sont de nature différente, suivant la température qu'on veut atteindre . En général , pour les basses températures on utilise le polyvinyle ou la fibre de verre imprégnée de résine ou non .

Il est à noter aussi , qu'une protection des lignes de mesure contre les perturbations dues aux lignes de tension est nécessaire . Dans le cas des basses tension , un éloignement des lignes de mesure du réseau électrique est suffisant . Par contre pour les hautes tensions un blindage est indispensable .

6- Etude du capteur utilisé

Le thermocouple mis à notre disposition est du type T
"Cuivre - constantan"

Ces caractéristiques sont :

- Sensibilité environ $40 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- gamme d'utilisation -200°C à 300°C
- très commode pour les mesures de précision
- Erreur relative égale à $0,8\%$ dans la plage
 -40°C à 100°C

Avec les appareils dont nous disposons (voltmètre, thermomètre), il était très délicat de déterminer la courbe de réponse du thermocouple avec précision ; néanmoins on est arrivé à des résultats proches des valeurs théoriques. Pour nos calculs, nous avons utilisé les valeurs normalisées données par le constructeur car celles-ci sont sensiblement égales aux valeurs réelles. Elles sont données pour une température de jonction de référence égale à 0°C .

Réponse du thermocouple

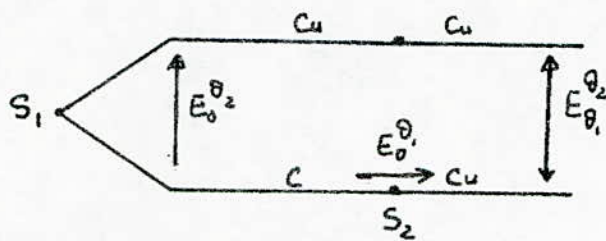
Ten ^o C	0	10	20	30	40	50	58	60	70	71	80	81	90	91	100
tensions Normalisées	0	0,391	0,789	1,196	1,611	2,035	—	2,467	2,908	—	3,357	—	3,813	—	4,277
tensions expérimentale	0	0,4	0,8	1,2	1,6	1,9	2,4	—	—	3	—	3,5	—	3,9	4,2

C - Principe de mesure

1 - Généralités

Afin d'accroître la précision de mesure, l'appareil ou dans notre cas le module analogique doit avoir une grande sensibilité, du fait que le signal délivré par le capteur est très faible. On est donc amené à amplifier l'information donnée par le thermocouple.

Il ne faut pas perdre de vue, que le signal recueilli n'est que la somme algébrique des tensions délivrées par les soudures chaude et froide qui sont respectivement les jonctions de mesure et de référence. Ceci peut être explicité par l'égalité suivante : $E_{\theta_1}^{\theta_2} = E_0^{\theta_2} - E_0^{\theta_1}$



Cu : Cuivre
C : Constantan

$E_0^{\theta_2}$ et $E_0^{\theta_1}$ sont les forces électromotrices développées par le couple thermo-électrique, lorsque l'une des soudures est à la température θ_2 ou θ_1 , alors que l'autre est à 0°C ; $E_{\theta_1}^{\theta_2}$ tension recueillie lorsque S_1 et S_2 sont respectivement à θ_2 et θ_1 .

Comme on peut aussi l'écrire : $E_{th} = E_m - E_r$
avec E_{th} : tension délivrée par le thermocouple

E_m : tension de la jonction de mesure

E_r : tension de la jonction de référence

Il est clair que pour connaître la tension correspondante à la mesure, il faudrait soit évaluer ou fixer E_r , soit l'annuler d'où l'introduction de la notion de compensation de Soudure froide

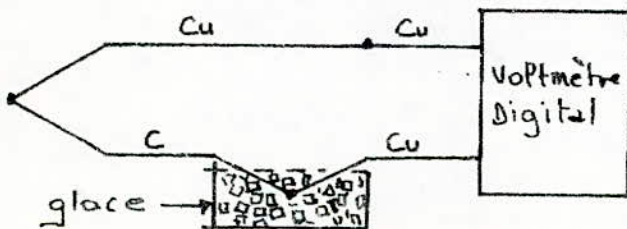
2 - Compensation de soudure froide

Il existe plusieurs méthodes de compensation, chacune pouvant être adaptée à une situation bien définie

a - la première consiste à maintenir la jonction de référence, à une température constante dans une enceinte thermostatée.

Il suffit alors, d'ajouter la tension qui lui correspond à la f.e.m. délivrée par le couple thermo-électrique. Certains constructeurs proposent maintenant des enceintes à 0°C.

Une solution similaire à la précédente est possible, mais utilisable seulement en laboratoire. La soudure froide est plongée dans de la glace fondante, avec la sortie du couple reliée à un voltmètre digital



b- Pour ce qui est de la seconde méthode, il suffit de générer une tension égale et opposée à celle de la jonction de référence afin de l'annuler. Là aussi les procédés sont différents, selon qu'on veuille avoir une compensation manuelle ou automatique.

1- Compensation manuelle.

Avant de commencer les mesures, il faudra procéder à un tarage de l'appareil et ce, en faisant varier la tension V_c , (voir fig 1) jusqu'à ce qu'on obtienne une tension de sortie correspondant à celle de la température ambiante. Comme cette dernière est mesurée avec un autre thermomètre, et que sa conversion en tension est déterminée à l'aide de table d'étalonnage, on ne peut prétendre obtenir une bonne précision. De plus, la nécessité d'avoir une température ambiante constante pendant la durée des mesures, constitue un inconvénient majeur à la précision.

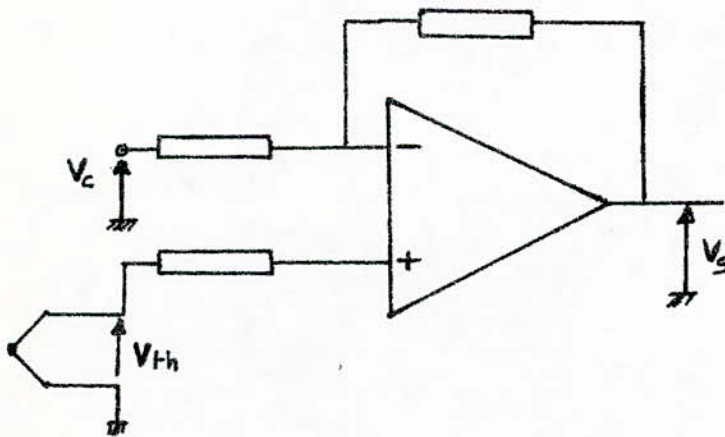


fig 1

$$V_S = K(V_{Th} - V_c) \quad \text{avec } V_{Th} = V_{amb} - V_f$$

$$V_S = K(V_{amb} - V_f - V_c)$$

$$\text{Si } V_f = -V_c \Rightarrow \boxed{V_S = K V_{amb}}$$

2. Compensation automatique.

Méthode du pont équilibré.

Dans la branche négative du thermocouple, on insère un pont de Wheatstone (Voir fig 2), dont les valeurs des résistances R_1 et R_2 dépendent du thermocouple. c'est à dire qu'avec un choix judicieux de ces dernières, on peut obtenir une tension de Compensation en fonction de la température, équivalente à celle délivrée par le capteur.

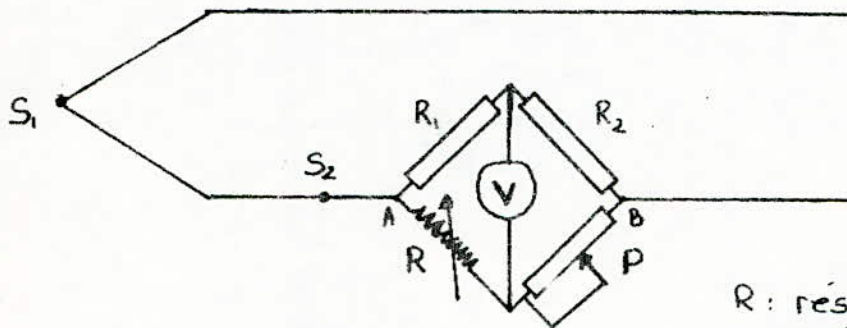


fig 2.

R : résistance variable en fonction de la température

Le pont est équilibré à l'aide du potentiomètre P , pour une température de soudure froide nulle. A la tension délivrée par cette dernière, va s'opposer la tension de déséquilibre du pont à une température ambiante quelconque. L'alimentation

du pont sera positive ou négative selon qu'on utilise une sonde ou une C.T.N (thermistance). La tension de déséquilibre est donnée par l'équation suivante :

$$V_A - V_B = V \left[\frac{R_2}{R_2 + P} - \frac{R_1}{R_1 + R} \right]$$

pour cette méthode, il est impératif d'utiliser des résistances de Précision et très peu sensibles aux variations de la température

Nous n'avons retenu aucune des méthodes précitées ; pour les premières, en raison de leur utilisation en manuel seulement, quant à la dernière, nous ne pouvons garantir une précision même moyenne, vu les composants dont nous disposons (résistances au carbone de précision moyenne)

La méthode que nous proposons, sera détaillée dans le chapitre qui suit.

CHAPITRE II

Traitement du Signal issu des capteurs

L'exploitation de la tension analogique issue des capteurs, nécessite aupréalable quelques traitements ; à savoir filtrage, amplification et compensation de soudure froide.

A - Compensation de soudure froide.

1. Principe :

On utilise une sonde au nickel, parcourue par un courant constant, où la variation de sa résistance en fonction de la température, se traduit par une tension directement proportionnelle à cette dernière.

Schéma Synoptique.

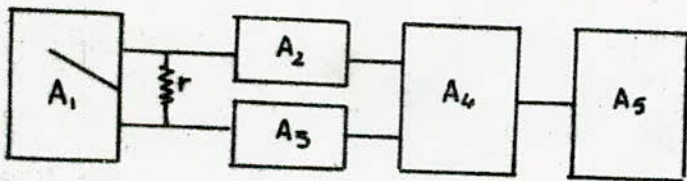


fig 1

A₁ générateur de courant

A₂, A₃ Suiveur

A₄, A₅ Ampli Différentiels

r : sonde de température

2. Etude de la sonde de température

la sonde est tout simplement une résistance sensible aux variations de la température. Les métaux constituant les sondes, à savoir le Nickel, le platine ou le cuivre, peuvent être obtenus dans un état chimiquement pur, ce qui améliore l'interchangeabilité d'une sonde à l'autre.

La sonde que nous avons utilisé est au nickel et couvre une gamme de température de -195 à 260°C

2.1 linéarisation de la réponse de la sonde

La méthode proposée par le constructeur, consiste à mettre en parallèle avec la sonde, une résistance dont la valeur est trois fois celle de la sonde à $23,9^{\circ}\text{C}$, comme la valeur de cette dernière est de $50\ \Omega$, une résistance de $150\ \Omega$ conviendrait.

Sa réponse est différente selon la structure sur laquelle elle est collée (acier ou Aluminium).

Réponse de la Sonde en fonction de la température collée sur aluminium.

Température T en $^{\circ}\text{C}$	0	10	20	30	40	50
résistance de la sonde : $R(\Omega)$	43,79	46,35	48,97	51,62	54,32	57,07
$r // 150\ \Omega$ (Ω)	33,89	35,41	36,92	38,40	39,88	41,34

Il est à noter que la sonde doit être placée au voisinage des soudures froides, afin qu'elle ait la même température que ces dernières.

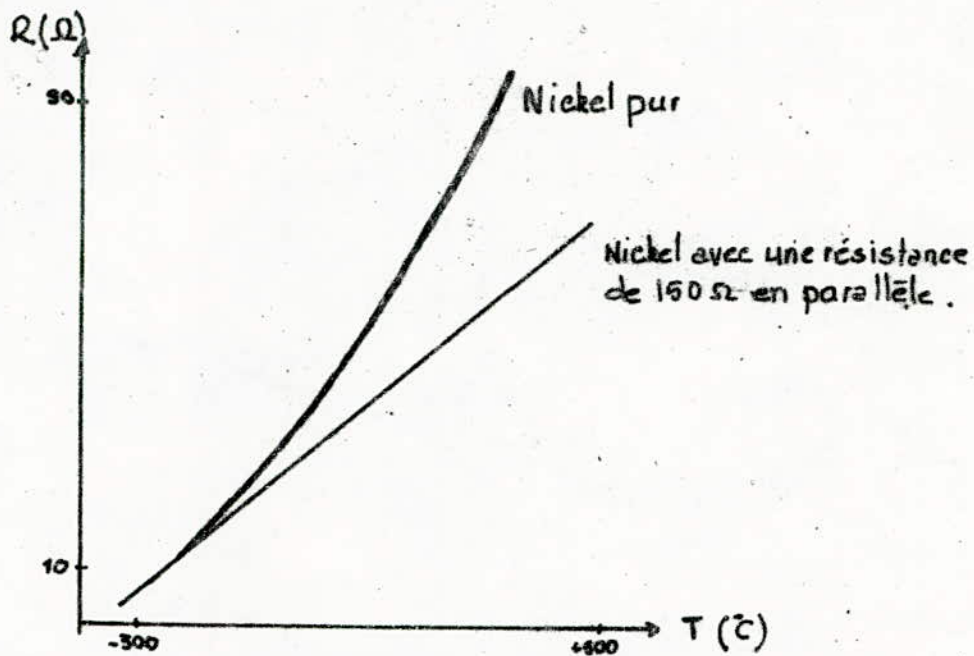


fig2. Réponse de la sonde

2.2 Précaution d'utilisation de la sonde

* sensibilité.

Il faudra éviter de placer la sonde dans une zone soumise à des déformations, du fait qu'elle est très sensible à ces dernières.

* Stabilité

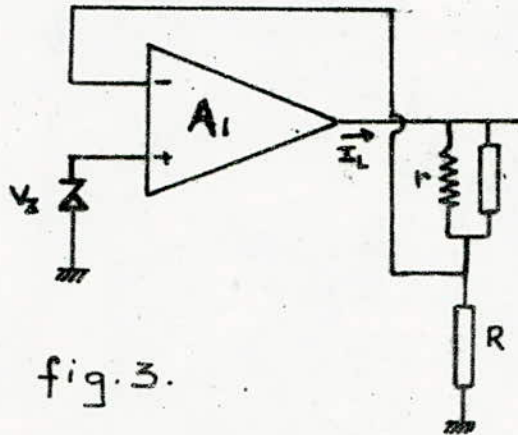
Le Nickel est très stable dans la gamme de température - 195 à 260 °C, cependant s'il est exposé à des températures hors de cette gamme, il y aura une légère dérive du zéro et de la pente.

* Effet joule

Pour éviter les erreurs dues à l'effet joule ou les rendre insignifiantes, il faut alimenter la sonde avec un faible courant.

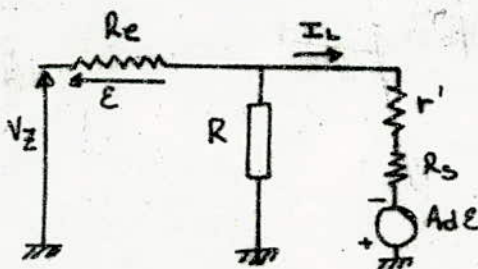
3. Générateur de courant

Afin que la sonde puisse reproduire fidèlement les variations de la température, il est nécessaire qu'elle soit parcourue par un courant constant, quelque soit la variation de sa résistance.



La figure 3 schématise un convertisseur tension . courant auquel on injecte une tension stable V_Z délivrée par une diode Zener. Une tension proportionnelle, au courant I_L , débité par l'amplificateur opérationnel, est prélevée aux bornes de la résistance R qui est en série avec la charge. Cette tension est appliquée en contre réaction à son entrée inverseuse.

3.1. Calcul du courant I_L



avec $r' = r // 150 \Omega$
 R_s : résistance de sortie de l'ampli
 R_e : résistance d'entrée

$$V_Z = E + (r' + R_s) I_L - A_d E = E(1 - A_d) + (r' + R_s) I_L$$

$$\text{d'autre part on a } (r' + R_s) I_L - A_d E = R(I_E - I_L)$$

$$\Rightarrow E = \left[\frac{r' + R_s + R}{R + A_d Z_c} \right] Z_c I_L$$

$$\Rightarrow V_Z = \frac{(r' + R_s + R) Z_c (1 - A_d)}{R + A_d Z_c} I_L + (r' + R_s) I_L$$

$$\Rightarrow I_L = \frac{V_Z}{\frac{(r' + R_s + R) Z_c (1 - A_d)}{R + A_d Z_c} + r' + R_s}$$

Comme Z_c est très grande ($Z_c \rightarrow \infty$)

$$I_L = \frac{V_Z}{\frac{r' + R_s + R}{A_d} - R}$$

$$\text{et pour } A_d \rightarrow \infty \Rightarrow \boxed{|I_L| = \frac{V_Z}{R}}$$

3.2. Choix de la diode Zener

Pour assurer la stabilité de I_L en température, il faut que V_Z soit très stable, donc elle doit avoir un coefficient de température nul.

* Coefficient de température.

$$K = \frac{\Delta I_L}{\Delta \theta} \quad \text{avec} \quad I_L = \frac{V_Z}{R}$$

$$\text{d'où } \Delta I_L = \frac{\Delta V_Z}{R} \Rightarrow \boxed{K = \frac{1}{R} \frac{\Delta V_Z}{\Delta \theta}}$$

$\frac{\Delta V_Z}{\Delta \theta}$ est un coefficient de température donné par le Constructeur. Dans le cas général il est négatif

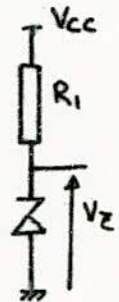
vers 4V, positif vers 10V, très faible entre 6 et 8V. On choisira donc une Zener dont la tension est comprise entre ces deux valeurs. Pour ces modèles le coude est franc et la caractéristique inverse presque verticale, d'où une faible résistance dynamique.

* Coefficient de régulation

$$S = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_{cc}} \quad ; \quad I_L = \frac{V_Z}{R} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{\Delta V_Z}{R}$$

$$V_Z = \frac{R_Z}{R_Z + R_1} V_{cc} \Rightarrow \Delta V_Z = \frac{R_Z}{R_Z + R_1} \Delta V_{cc}$$

$$\Rightarrow \boxed{S = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_{cc}} = \frac{R_Z}{R_Z + R_1} \cdot \frac{1}{R}}$$



Calcul numérique :

Comme on a fixé le courant I_L à 1mA et utilisé une Zener de 6,8V, la résistance $R = \frac{V_Z}{I_L} = 6,8 \text{ K}\Omega$

3.3. Amplification de la tension générée aux bornes de la sonde

Pour que tout le courant I_L débité par le générateur puisse passer à travers la sonde, il est nécessaire pour prélever la tension naissante aux bornes de cette dernière, d'utiliser un amplificateur différentiel à haute impédance d'entrée. on arrive à ceci en faisant précéder l'étage amplificateur d'un suiveur sur chaque entrée

(Voir fig 4)

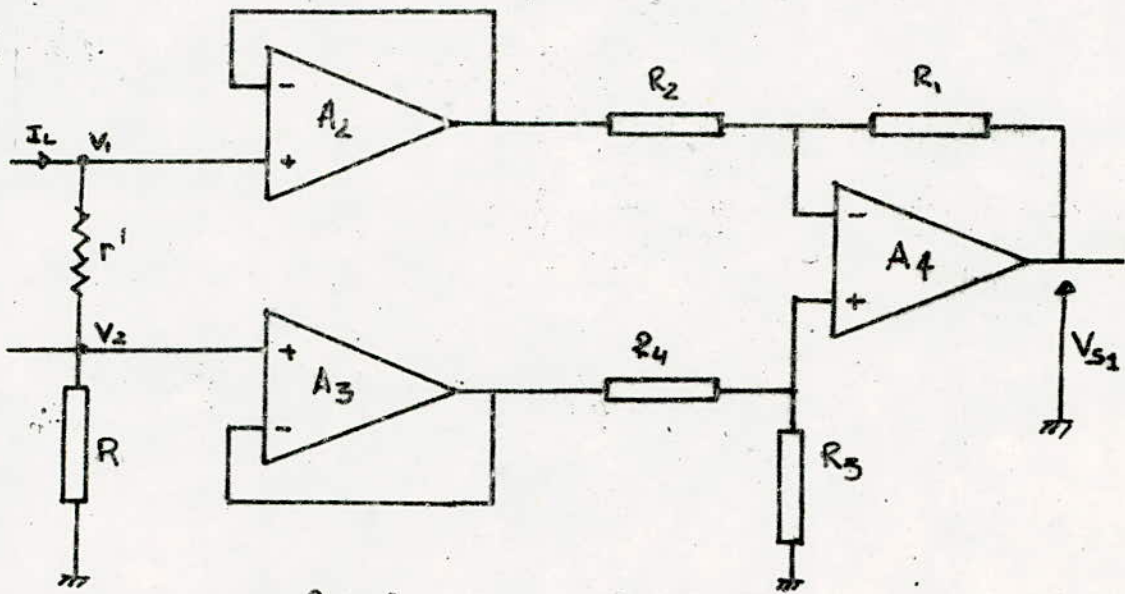
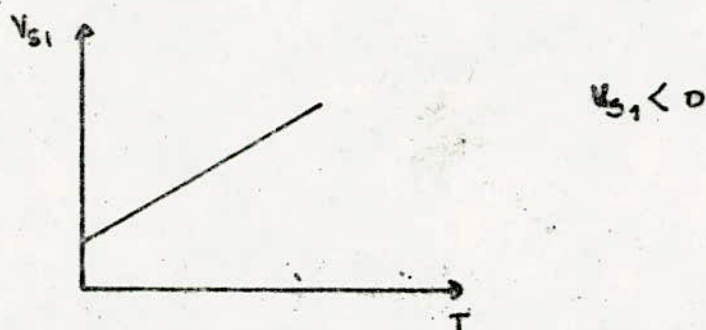


fig 4.

La réponse V_{S1} du montage précédent varie linéairement avec la température, mais ne passe pas par zéro, car la résistance de la sonde n'est pas nulle à 0°C .



Pour pallier à cet inconvénient, on ajoute une tension positive à V_{S1} de sorte à faire passer la courbe par l'origine sans pour autant modifier sa pente.

Le montage adopté est le suivant :

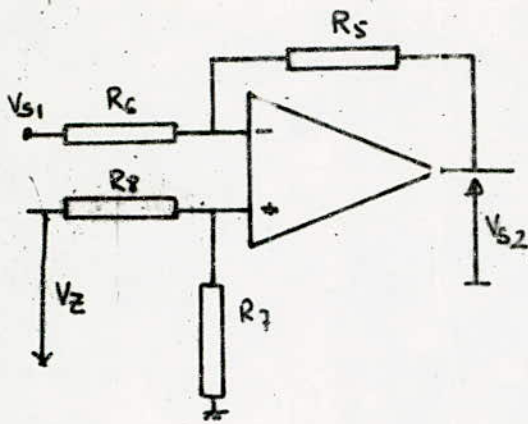


fig. 5

En choisissant $\frac{R_5}{R_6} = \frac{R_7}{R_8} = 1$

(gain unité)

$$V_{s2} = -V_Z - V_{s1}$$

avec $V_{s1} = G(V_2 - V_1)$

$$\Rightarrow V_{s2} = -V_Z - (V_2 - V_1)G$$

$$\boxed{V_{s2} = -V_Z + (V_1 - V_2)G}$$

$$V_{s2} \geq 0$$

Lorsque la température de S.F est à 0°C, V_{s2} doit être nulle. pour cela V_{s1} doit être égale à V_Z ; avec cette condition, on peut fixer le gain de l'amplificateur Différentiel A_4

Calcul du gain

$$V_s = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(+ \frac{R_1}{R_2} \right) V_2 - \frac{R_1}{R_2} V_1$$

pour équilibrer les courant d'entrée on doit avoir $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$
 $\Rightarrow V_s = \frac{R_1}{R_2} (V_2 - V_1)$; $V_2 - V_1$ "tension aux bornes de la sonde".

Comme on a utilisé une diode Zener de 2,4V et fixé le courant $I_Z = 1\text{mA}$, on aura une tension aux bornes de la sonde de 33,89 mV (pour 0°C) qu'il faudra amplifier jusqu'à un niveau de 2,4V. Le gain du 1^{er} étage sera donc:

$$G_1 = \frac{2,4}{33,89 \cdot 10^{-3}} = \frac{R_1}{R_2} = \boxed{70,8}$$

on prend $R_1 = 155,76 \text{ k}\Omega$ et $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$, R_1 sera remplacé par une résistance de 150k et un potentiomètre de 20k.

B. Amplification de la tension délivrée par le thermocouple

Le signal provenant du thermocouple n'est pas exempt de bruit, il est donc impératif de procéder à un filtrage avant l'amplification. Vu que les seize voies sont multiplexées, on n'utilisera qu'une seule cellule R, C pour éliminer tous les bruits de fréquence supérieure à 40 Hz. Un filtrage est aussi nécessaire en sortie du module analogique pour atténuer tous les bruits engendrés par les amplificateurs et les signaux parasites captés par l'ensemble du montage. Le choix des valeurs des capacités sera donné ultérieurement.

Etant donné que le thermocouple délivre une tension très faible de l'ordre du millivolt, il faut donc éviter de le charger; pour cela on utilise un amplificateur dont l'impédance d'entrée est très grande. Voir figure. 6.

Détermination du gain

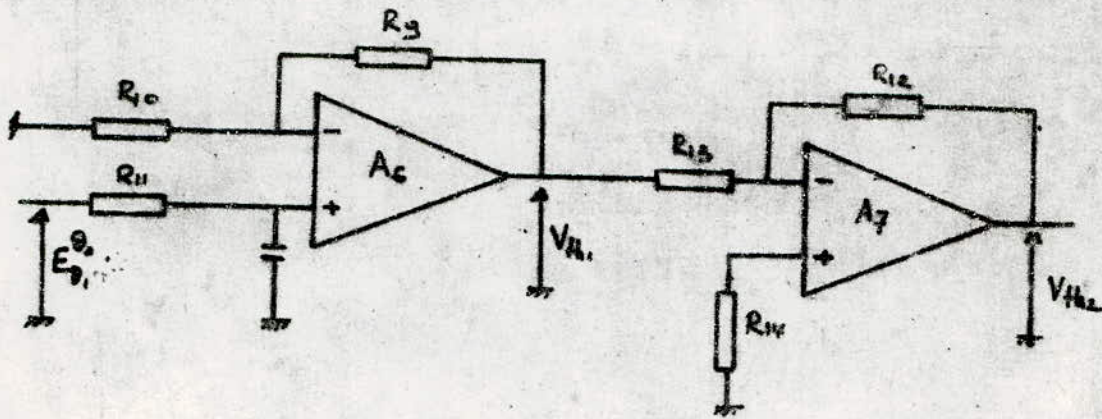
Sachant que la tension recueillie aux bornes du thermocouple est : $E_{\theta_1}^{\theta_2} = E_0^{\theta_2} - E_0^{\theta_1}$ avec $E_0^{\theta_2}$ tension de jonction de mesure et $E_0^{\theta_1}$ tension de la jonction de référence.

Pour obtenir $E_0^{\theta_2}$ il faut ajouter à $E_{\theta_1}^{\theta_2}$, $E_0^{\theta_1}$ tension qui sera fournie par la sonde de température après amplification. Il est évident que pour sommer ces deux tensions, il faut qu'elles aient la même pente, donc le gain ne sera que le rapport entre les deux pentes correspondant aux deux tensions.

$$G = \frac{tg \alpha'}{tg \alpha}$$

avec $tg \alpha'$: pente de la réponse du montage de compensation

$tg \alpha$: pente de la réponse du thermocouple



$$G = \frac{tg \alpha'}{tg \alpha} = \frac{10,591}{0,0398} = 266$$

d'autre part on a $G = G_6 \cdot G_7 = \frac{R_9 + R_{10}}{R_{10}} \cdot \left(- \frac{R_{12}}{R_{13}} \right)$

Valeur des résistances : $R_{10} = 1k\Omega$
 $R_9 = 27k\Omega$ } $\Rightarrow G_6 = 28$
 $R_{11} = R_{10} // R_9 = 996k\Omega$

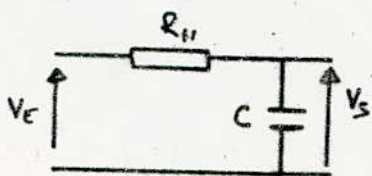
donc G_7 doit être égal :

$$G_7 = \frac{266}{28} = \frac{R_{12}}{R_{13}} = 9,5$$

on remplace R_{12} par une résistance de $56k\Omega$ et un potentiomètre de $10k\Omega$, quant à $R_{13} = 6,8k\Omega$ et $R_{14} = R_{13} // R_{12} = 6,12k\Omega$
 valeur normalisée $R_{14} = 6,2k\Omega$

Remarque : entre 0 et $40^\circ C$ la réponse du thermocouple peut être assimilée à une droite de pente $39,8 \mu V/^\circ C$ et cela en commettant une erreur maximale ne dépassant pas $0,3^\circ C$.

On profite de la présence de la résistance R_3 (qui sert seulement pour équilibrer les courants d'entrée) pour faire un filtre passe bas.



$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}$$

$$\text{avec } \omega_c = \frac{1}{R_1 C} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

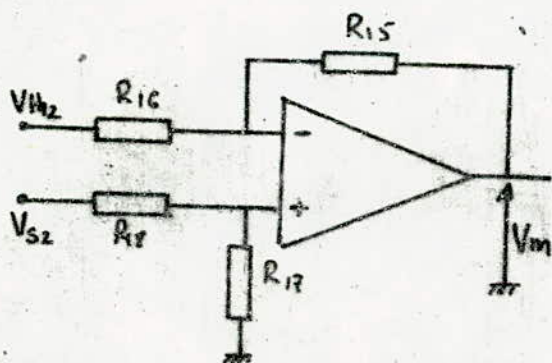
Si on veut atténuer toutes les fréquences supérieures à 40 Hz, il faut une capacité de :

$$C = \frac{1}{2\pi R_1 f_c} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 40 \text{ Hz}}$$

$$C = 3,98 \mu\text{F}$$

on choisit une capacité de: $C = 3,9 \mu\text{f}$ valeur normalisée.

Maintenant que les deux tensions, c'est-à-dire celle du thermocouple et de la compensation, ont la même pente, on peut les sommer et ce en utilisant le montage suivant.



$$\text{pour } \frac{R_{15}}{R_{16}} = \frac{R_{17}}{R_{17}}$$

on a :

$$V_m = \frac{R_{15}}{R_{16}} (V_{s2} - V_{th2})$$

le rapport $\frac{R_{15}}{R_{16}}$ définira le gain de cet amplificateur.

le choix du gain, donc des résistances sera donné ultérieurement.

Avant d'attaquer le convertisseur analogique numérique, on place une capacité de filtrage de $0,1 \mu\text{f}$, qui sert à éliminer tous les bruits de haute fréquence et les pics de tension engendrés par les différents signaux de commutation.

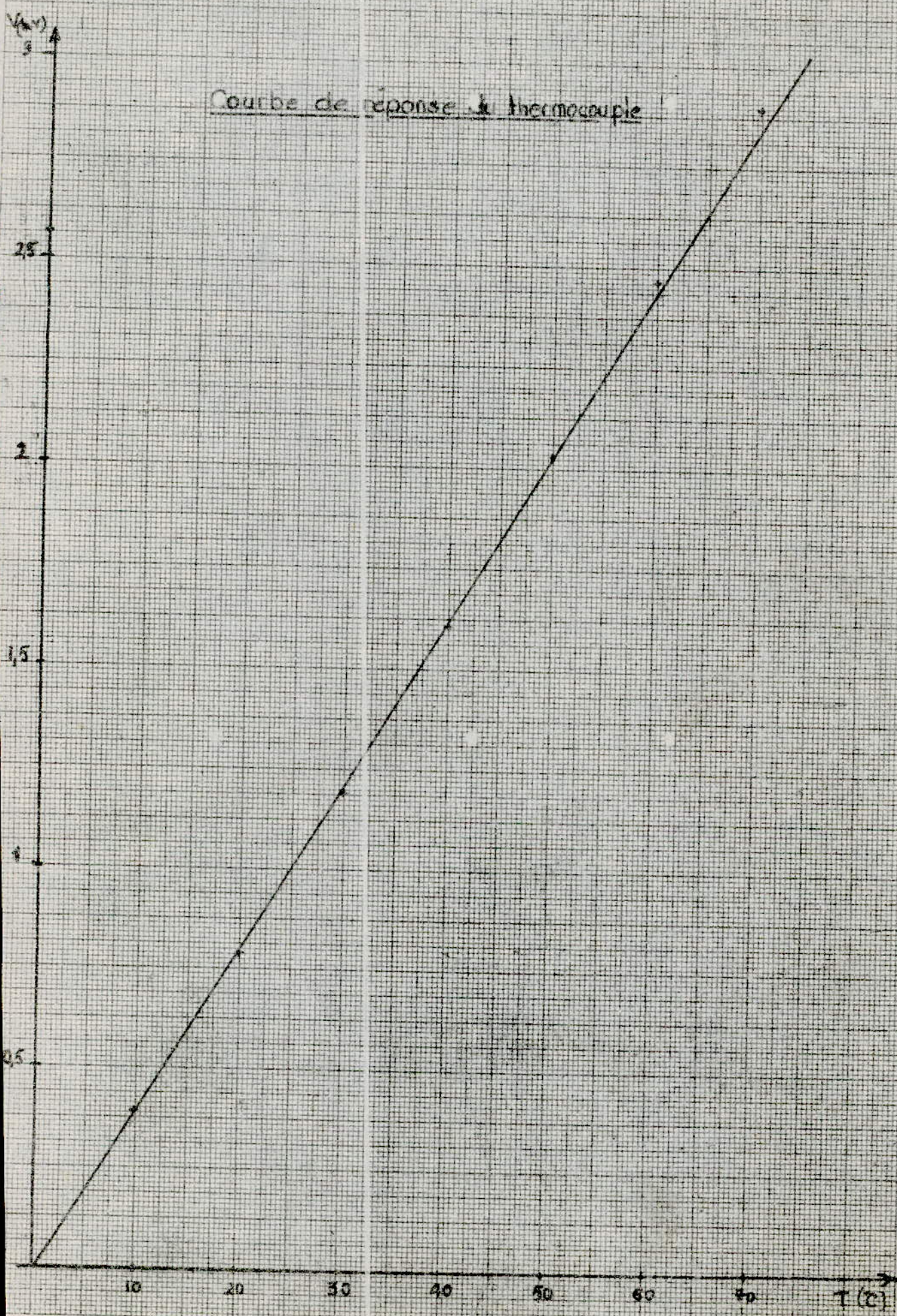
Réponse du thermocouple pour une température de soudure froide 0°C .

T ($^\circ\text{C}$)	0	10	20	30	40	50	60	70
V (mV)	0	0,391	0,789	1,196	1,611	2,035	2,467	2,908

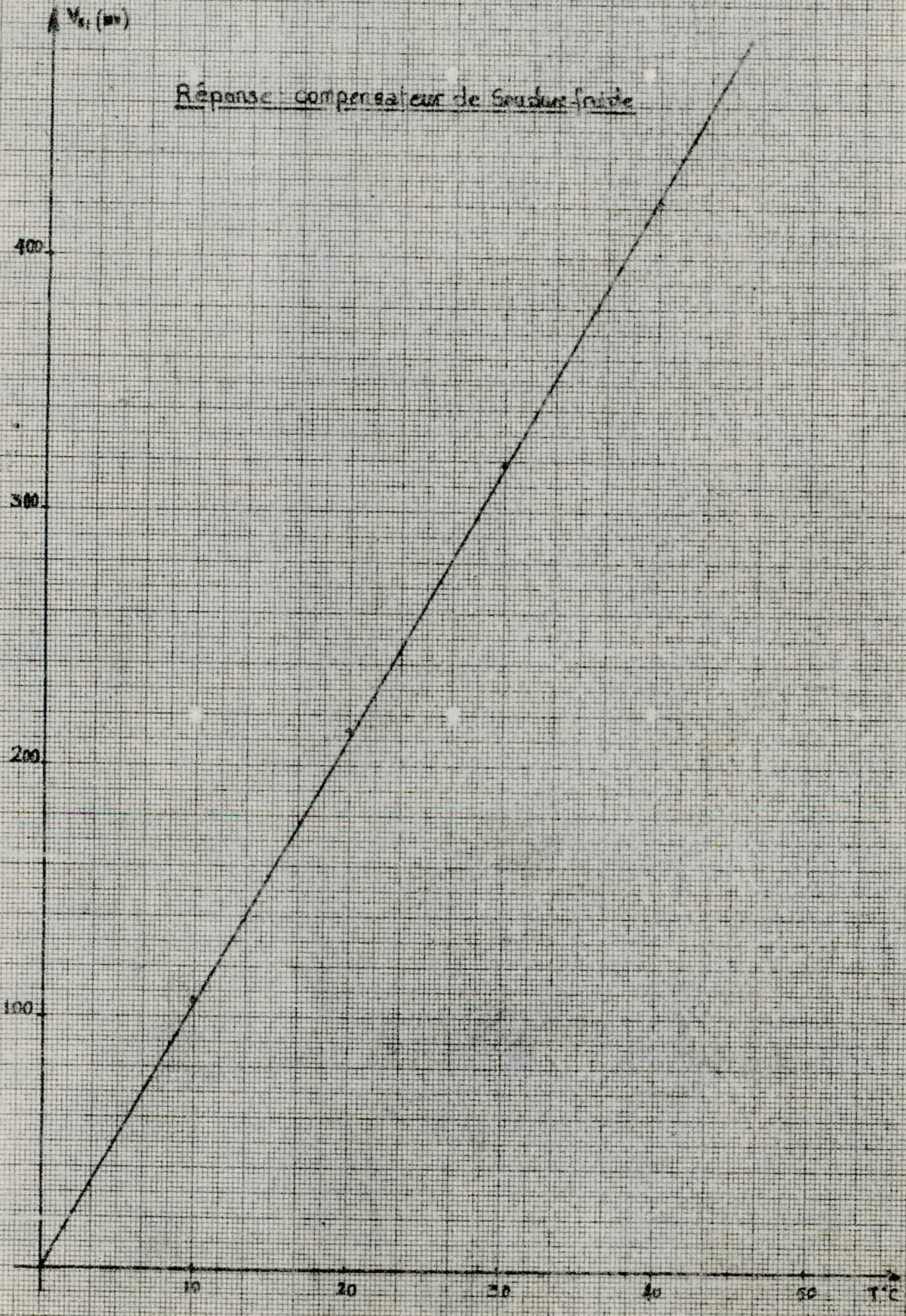
Réponse du montage compensateur de soudure froide

T ($^\circ\text{C}$)	0	10	20	30	40	50
V (mV) à bornes sonde	33,89	35,41	36,92	38,4	39,88	41,34
V _{SL}	0	107,64	214,58	319,4	424,2	527,59

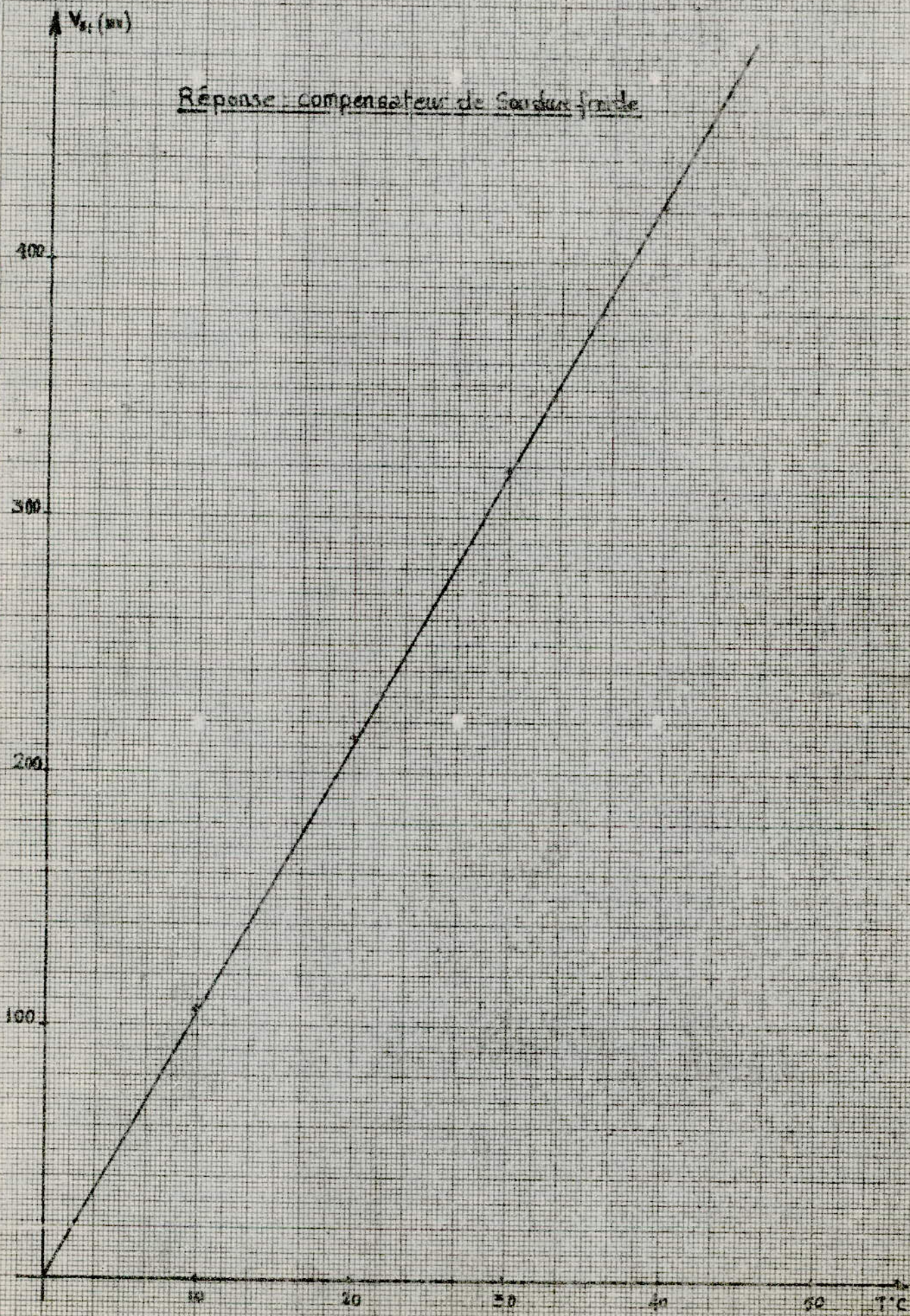
Courbe de réponse à thermocouple

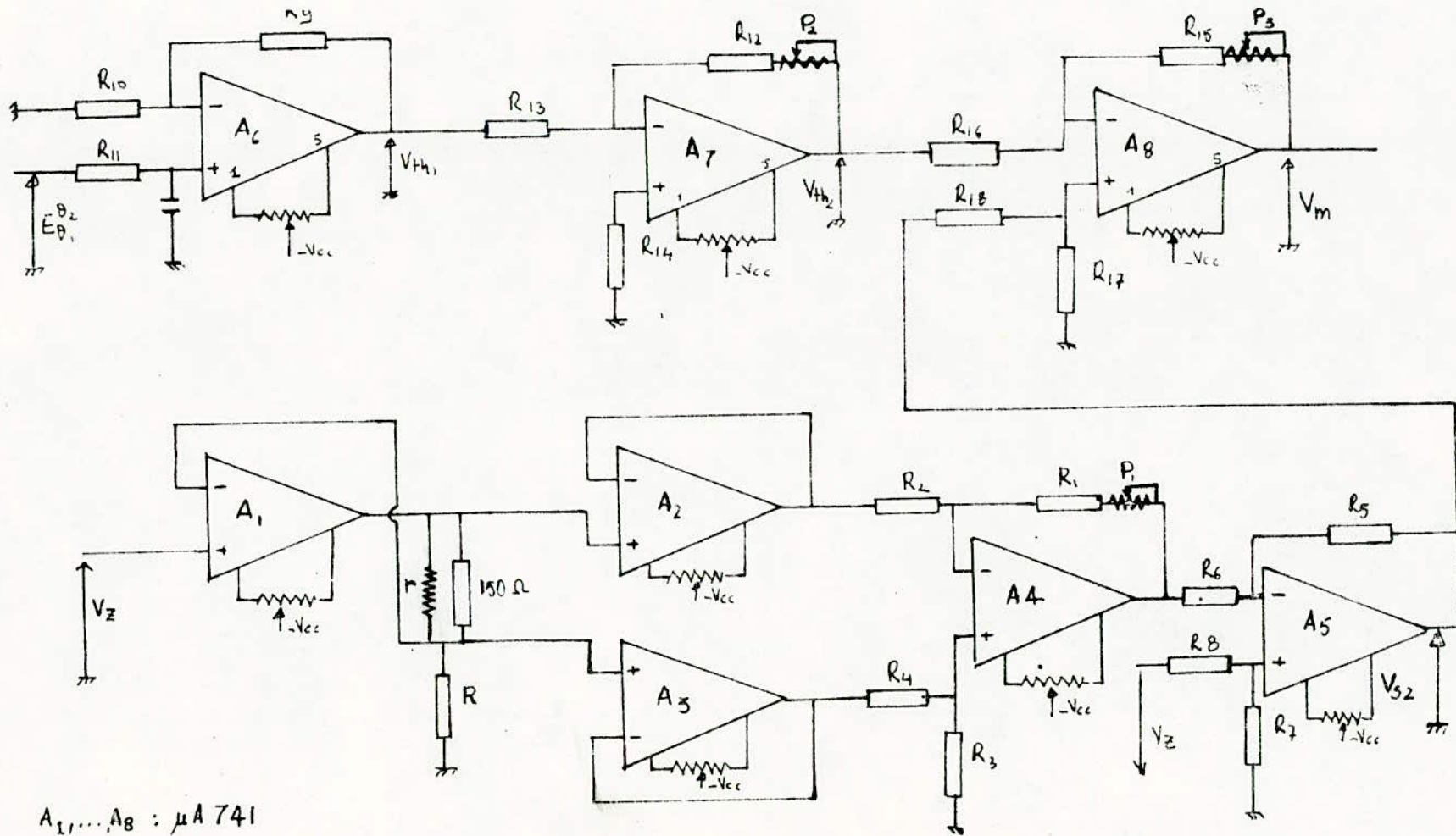


Réponse compensateur de soudure froide



Réponse : compensateur de Sordani finale





$A_1, \dots, A_8 : \mu A 741$

Schema générale du bloc analogique.

CHAPITRE III

Multiplexage et temporisation

Afin de pouvoir balayer les seize voies, un multiplexage analogique ou numérique s'impose. nous avons écarté cette dernière solution, vu le nombre de composants qu'elle met en jeu, quoique dans d'autres cas, elle aurait été préférable.

Le relevé des températures se fait durant toute la journée, à des intervalles de temps fixés suivant le nombre de mesures qu'on veut avoir.

Synoptique Général

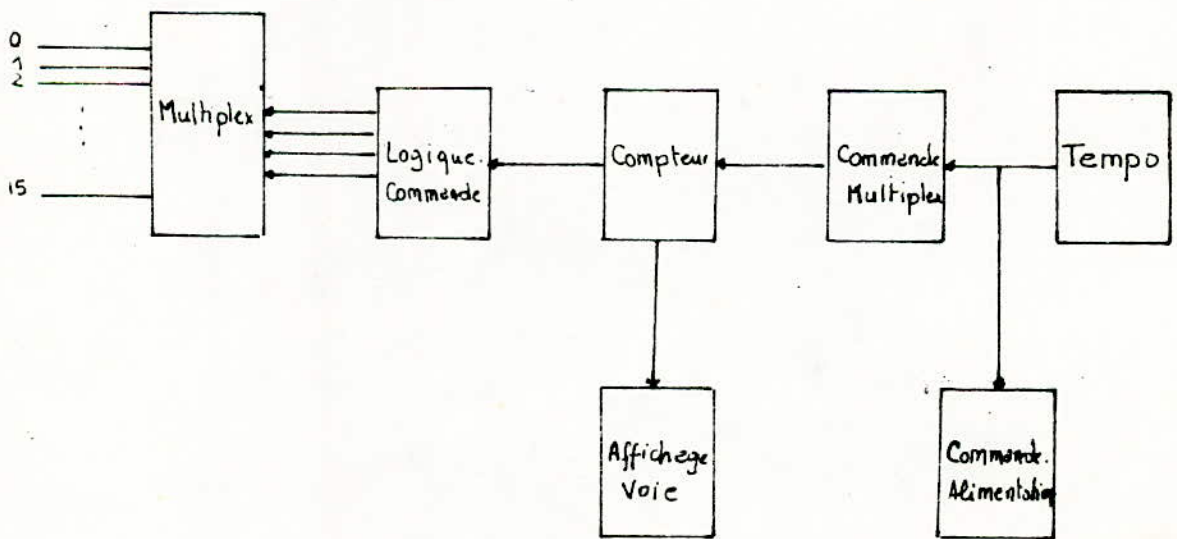


fig 1.

A. Temporisation

Le temps entre deux séries de mesures sera réglé manuellement à 15 mn, 30 mn ou 60 mn. La temporisation est assurée par un multivibrateur astable, fait autour d'un NE555, qui commandera deux monostables, l'un servant à déclencher le multiplexage, l'autre à la mise sous tension et interruption du système.

— Schéma et interprétation

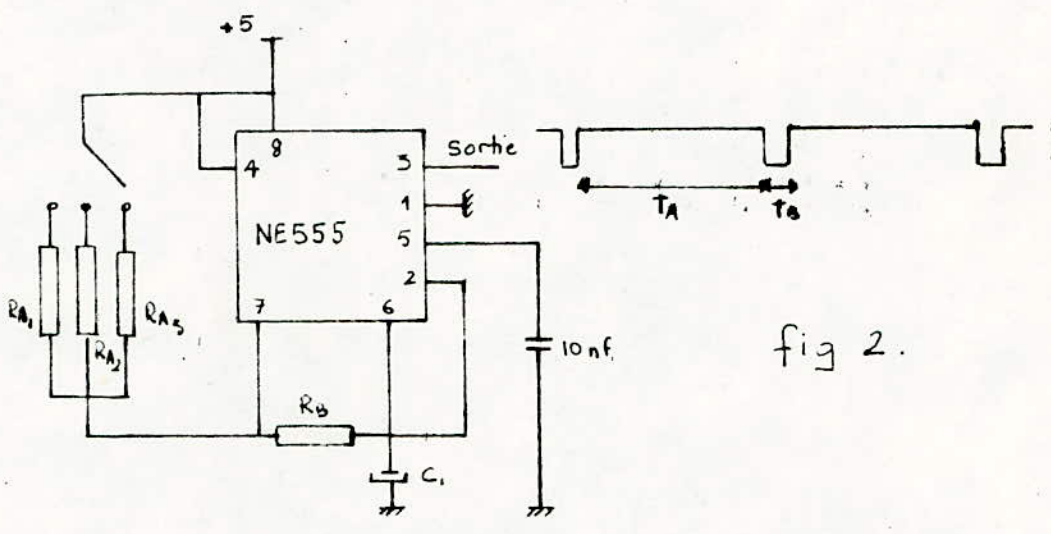


fig 2.

Les durées TA et TB sont approximées à l'aide des relations suivantes :

$$T_{\text{Haut}} = 1,695 (R_A + 2R_B) C_1 \quad T_A = 0,695 (R_A + R_B) C_1$$

$$T_B = 0,695 R_B C_1$$

le temps TB a été fixé à 10 s environ. En prenant $C_1 = 1500 \mu F$, RB doit être égale à :

$$R_B = \frac{T_B}{0,695 C_1}$$

$$R_B = \frac{10}{0,695 \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 9,6 \text{ k}\Omega$$

On prendra $R_B = 10 \text{ k}\Omega$, ce qui donne $T_B = 10,4 \text{ s}$, cette légère variation n'est pas gênante, du moment que c'est le temps prévu pour la stabilisation du système -

Les résistances R_{A_i} servent à déterminer les différentes durées T_A , qui ont été fixées à $900 \mu\text{s}$, $1800 \mu\text{s}$, $3600 \mu\text{s}$ - le choix de la période se fait par commutation manuelle des R_{A_i} .

* pour $T_{A_1} = 900 \mu\text{s}$

$$R_{A_1} + 2R_{B_1} = \frac{900}{0,695 \cdot 1,510^{-3}} = 863 \text{ k}\Omega$$

$$\text{d'où } R_{A_1} = 863 - 20 = 843 \text{ k}\Omega$$

* pour $T_{A_2} = 1800 \mu\text{s}$

$$R_{A_2} + 2R_{B_1} = \frac{1800}{0,695 \cdot 1,510^{-3}} = 1,726 \text{ M}\Omega$$

$$\Rightarrow R_{A_2} = 1,706 \text{ M}\Omega$$

* pour $T_{A_3} = 3600 \mu\text{s}$

$$R_{A_3} + 2R_{B_1} = \frac{3600}{0,695 \cdot 1,510^{-3}} = 3,453 \text{ M}\Omega$$

$$\Rightarrow R_{A_3} = 3,433 \text{ M}\Omega$$

Comme valeurs normalisées de tolérance 5% on peut trouver: $R_{A_1} = 820 \text{ k}\Omega$, $R_{A_2} = 1,8 \text{ M}\Omega$, $R_{A_3} = 3,6 \text{ M}\Omega$ -

On remarque que ces valeurs s'écartent un peu des valeurs calculées théoriquement, mais elles n'influencent pas beaucoup sur la valeur de la période -

B. Multiplexage

La fonction de commutation des seize capteurs est assurée par quatre MCI4058. ce sont des multiplexeurs demultiplexeurs à quatre voies. Ils possèdent chacun deux entrées de sélection de voie et une entrée de sélection de fonction. Nous avons profité de la présence de cette dernière pour autoriser ou non le fonctionnement d'un circuit.

La sélection d'une voie donnée nécessite le fonctionnement d'un multiplexeur (circuit) et le blocage des trois autres.

Établissons la table de vérité liant les numéros des voies aux états des entrées de commande de chaque multiplexeur

N° Voie	Binaire				I ₀	I ₁	I ₂	I ₃	B	A
	D	C	B	A						
1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0
2	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
3	0	0	1	0	0	1	1	1	1	0
4	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
5	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0
6	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
7	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0
8	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1
9	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0
10	1	0	0	1	1	1	0	1	0	1
11	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0
12	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1
13	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0
14	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1
15	1	1	1	0	1	1	1	0	1	0
16	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1

} 1^{er} multiplexeur
 } 2^{em} " "
 } 3^{em} " "
 } 4^{em} " "

Il est à noter que l'adresse provenant du compteur est codée en binaire sur quatre bits (DCBA). L'élaboration d'une fonction logique entre les mots (DCBA) et (I_0, I_1, I_2, I_3, BA) s'impose donc.

1 - Logique de multiplexage

Utilisons la méthode de simplification de Karnaugh pour les différentes combinaisons DC (bits de poids le plus fort) et I_0, I_1, I_2, I_3 ; BA (bits de poids le plus faible) restent inchangés entre les deux écritures.

D \ C	0	1
0	0	1
1	1	1

 $H_0 = D + C$

D \ C	0	1
0	1	1
1	1	0

 $H_3 = \bar{D} + \bar{C}$

D \ C	0	1
0	1	0
1	1	1

 $H_1 = D + \bar{C}$

D \ C	0	1
0	1	1
1	0	1

 $H_2 = \bar{D} + C$

Nous avons déterminé les relations entre les différents H_i et "D.C"

$$H_0 = D + C \qquad H_2 = \bar{D} + C$$

$$H_1 = D + \bar{C} \qquad H_3 = \bar{D} + \bar{C}$$

ceci peut être réalisé à l'aide de portes logiques "OR" ou portes "NAND", c'est ces dernières qui seront utilisées; dans ce cas les équations précédentes s'écrivent.

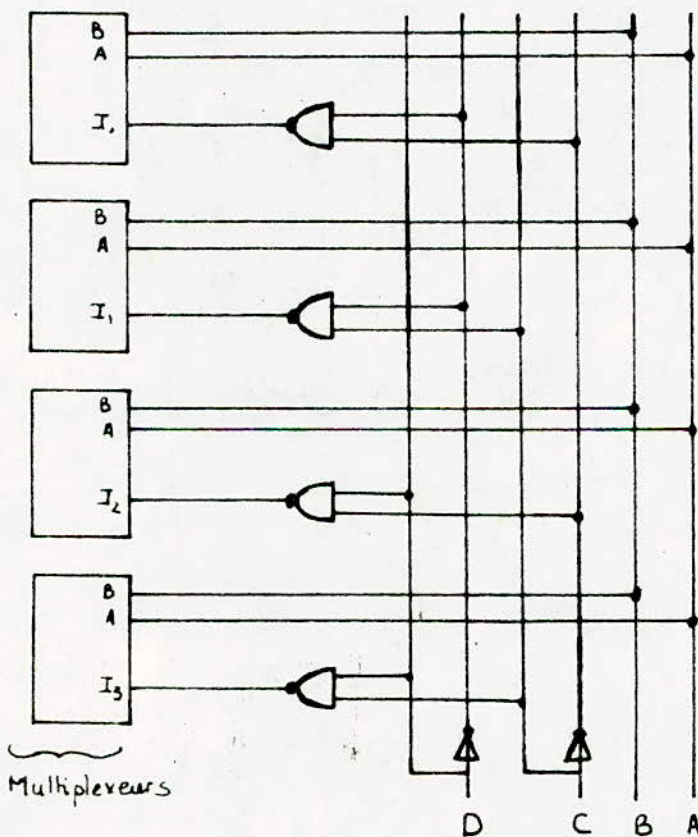
$$H_0 = \overline{\overline{D+C}} = \overline{\overline{D} \cdot \overline{C}}$$

$$H_1 = \overline{\overline{D+C}} = \overline{\overline{D} \cdot C}$$

$$H_2 = \overline{\overline{D+C}} = \overline{D \cdot \overline{C}}$$

$$H_3 = \overline{\overline{D+C}} = \overline{D \cdot C}$$

Le circuit logique correspondant sera le suivant.



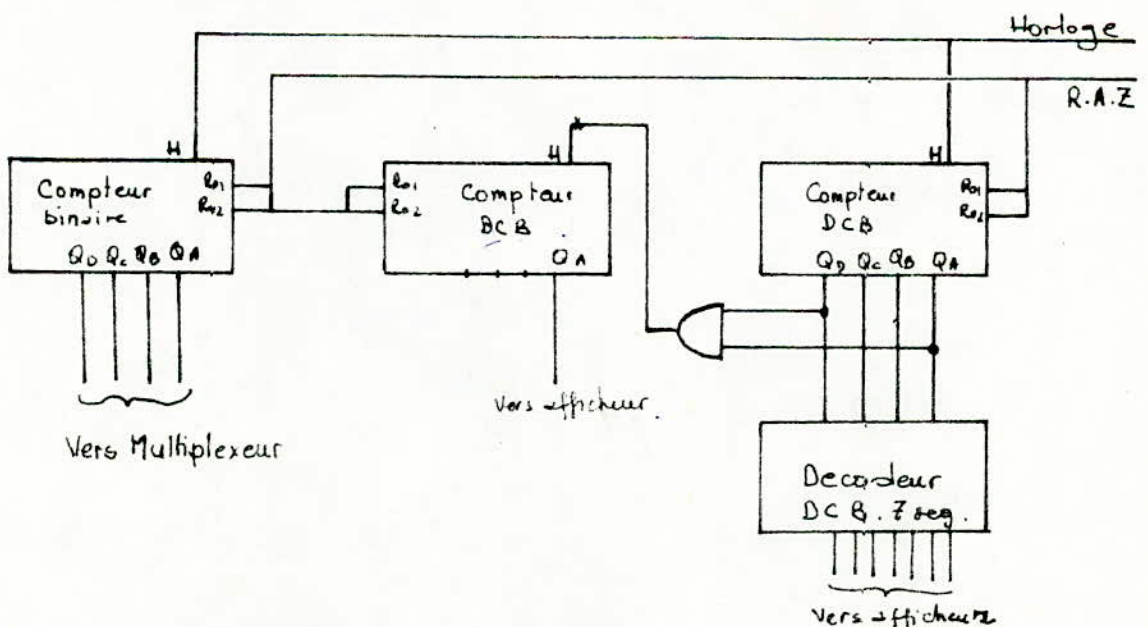
N.B. $I_i \equiv H_i$ inhibition

fig 3.

2. Adressage et affichage des voies.

Nous avons vu dans ce qui a précédé, que l'adresse d'une voie était codée sur quatre bits, ce qui nous permet d'utiliser un compteur binaire (SN 7493). Il sera commandé par des impulsions provenant de l'astable II utilisé comme horloge ; Il est remis à zéro avant chaque début d'une série de mesures, par une impulsion (mise à 1 de R_0 et R_1) délivrée par l'astable I.

Pour afficher le numéro de la voie fonctionnelle, il faut faire un transcodage du mot binaire en décimal codé binaire, event d'attaquer les décodeurs BCD 7 segments. N'ayant pas à notre disposition de transcodeur, nous avons eu recours à une autre solution, qui consiste à utiliser deux Compteurs BCD, dont le fonctionnement est synchronisé avec le compteur binaire. Ils sont pilotés par la même horloge et remis à zéro par la même impulsion.



Pour Compter de 0 à 15, nous avons utilisé deux Compteurs DCB où le second est incrémenté lorsque le premier passe de neuf à zéro - ceci est possible en reliant les sorties Q_A et Q_D du 1^{er} compteur à l'horloge du second, à travers une porte AND (voir fig 4) lorsque Q_A et Q_D sont à "1", la sortie de la porte est "1", lors du passage à 0 de Q_A et Q_D le compteur (2) s'incrémente.

Le compteur (1) est suivi d'un décodeur BCD - 7 segments pour l'affichage des unités, par contre pour celui des dizaines on relie directement la sortie Q_A à l'afficheur (segment b etc).

3- Horloge .

La durée d'une mesure est fixée à une seconde - Pour le choix du temps séparant deux mesures successives (passage d'une voie à une autre), il faut tenir compte du temps de réponse du système, ce dernier a été évalué à une dizaine de milliseconde. On assure une marge de sécurité en prenant 50ms. La période de l'horloge sera donc égale à 1,05 s.

Un NE 555 monté en stable est utilisé comme horloge. Le calcul permettant de déterminer les éléments externes du montage reste le même que pour celui de l'étape I. voir fig -5-

$$T_{\text{stable}} = 0,695 (R_{A_2} + 2R_{B_2}) C$$

$$T_A = 0,695 (R_{A_2} + R_{B_2}) C$$

$$T_B = 0,695 R_{B_2} C$$

pour $C = 100 \mu f$. on trouve $R_{B_2} = 750 \Omega$

$$R_{A_2} = 13 k\Omega$$

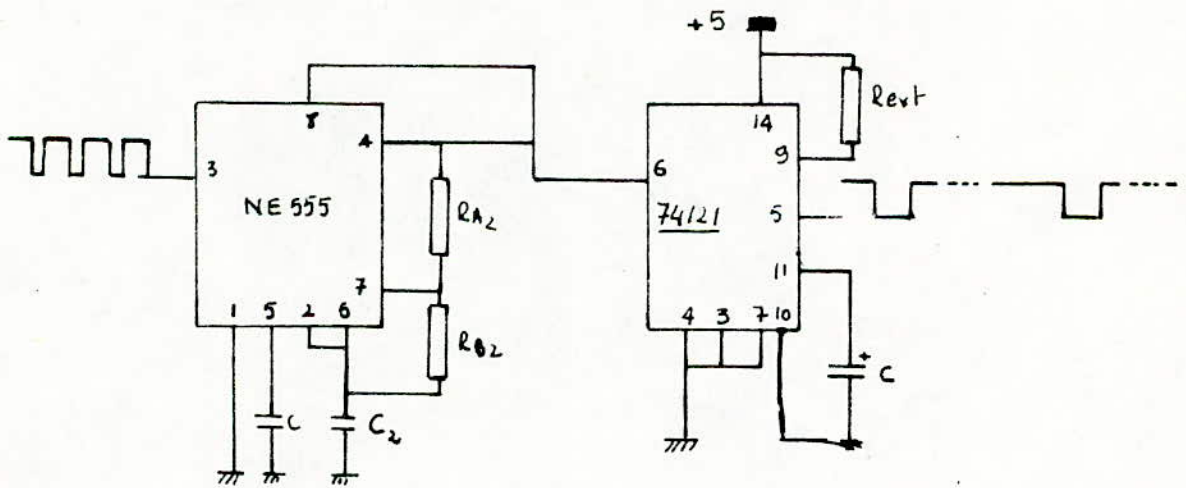
L'horloge ne doit fonctionner que pendant la durée des 16 mesures, pour ce fait, l'astable II sera alimenté par un monostable (SN 74121) (voir fig 5), lui même commandé par le circuit de temporisation (astable I). La période approximative de son état instable est donnée par la relation qui suit :

$$T_m = 0,695 R_{ext} C$$

Comme $T_m = 16 \times 1,05 \mu s = 16,8 \mu s$

donc pour $C = 1000 \mu f$ on trouve $R_{ext} = 24,172 K\Omega$

on prendra $R_{ext} = 22 K\Omega$ en série avec un potentiomètre de $4,7 K\Omega$ pour permettre un réglage de T_m . Il est à noter que le 74121 répond au front montant.



(Astable II)

(Monostable)

fig 5.

4. Remise à zéro des compteurs.

Une mise à "1" de $R_0(1)$ et $R_0(2)$ du 7493 et du 7490, remet à zéro leurs sorties, et restent ainsi tant que les entrées R_0 n'ont pas changé d'état (voir annexe). L'impulsion de R.A.Z. provient de l'astable (I) après inversion, ce qui nous garantit une synchronisation avec le début de comptage (voir fig 7 et 8 en fin de chapitre)



5. Commande d'alimentation.

Etant donné que le système ne fonctionne que pendant des durées très courtes, (temps pour prendre une série de mesure qui ne dépasse guère 30 s) il serait intéressant que son alimentation soit coupée entre deux périodes de mesure successives, en gardant toute fois le bloc de temporisation alimenté. Tant que le signal de temporisation est à l'état haut, le circuit n'est pas alimenté. Une fois la période de repos terminée, la sortie de l'astable (I) passe de l'état haut à l'état bas ; ce qui déclenche le monostable "C", ce dernier excitera à son tour les bobines de deux relais (type 2R) servant d'interrupteurs aux trois alimentations (+15V, -15V, +5V) ainsi qu'à la commande du moteur continu.

La aussi on utilise un NE 555 comme monostable. Pour ce qui est

de la commande des relais, elle ne peut être assurée directement par la sortie du monostable, qui délivre une tension maximale de 5V ; par contre cette tension est largement suffisante pour faire commuter un transistor. Le transistor retenu est de commutation (2N2219) qui par le biais de son collecteur alimentera les deux bobines de relais lorsqu'il est à l'état de saturation (Voir fig. 6)

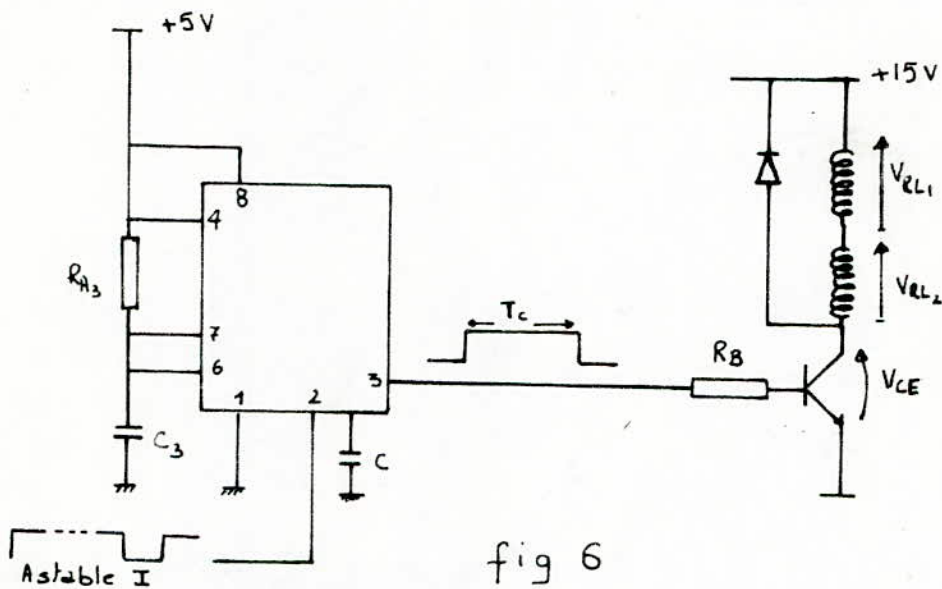


fig 6

$$T_c = \frac{1}{1.1} R_{A3} C_3$$

La période T_c doit couvrir le temps de mesure ainsi que le temps prévu pour la stabilisation du circuit, c'est à dire

$$T_c = T_m + T_s \quad (T_m: \text{temps de mesure}, T_s: \text{temps nécessaire pour la stabilisation})$$

$$T_c = 16,8 \mu s + 10 \mu s = 26,8 \mu s$$

$$\text{on prendra } T_c = 27 \mu s, \text{ pour } C_3 = 100 \mu F \Rightarrow R_{A3} = \frac{245,45}{100} \text{ k}\Omega$$

ce qui peut être remplacé par une résistance de $\frac{220}{100} \text{ k}\Omega$ avec en série un potentiomètre de $50 \text{ k}\Omega$. ($R_{A3} = R + P$)

les relais utilisés sont du type PR.15.E, la résistance de leur bobine est de 530Ω environ, et leur tension d'excitation minimum est de 6V. les deux bobines sont mises en série entre le collecteur de T_1 et $+V_{cc}$.

A l'état de saturation, la tension aux bornes des deux relais est $V_{R_1} + V_{R_2} = V_{cc} - V_{CEsat}$ avec $V_{CEsat} \approx 0,4V$ (donnée du constructeur)

$$V_{R_1} + V_{R_2} = 15 - 0,4 = 14,6V$$

$$\Rightarrow I_{csat} = \frac{V_{R_1} + V_{R_2}}{2R} = \frac{14,6}{2 \times 530} \approx 13,77 mA$$

les tensions V_{R_1} et V_{R_2} sont largement suffisantes pour enclencher les relais puisqu'elles sont égales à 7,3V

Calcul de la résistance R_B .

$$V_{BE} < 1,3V \text{ à la saturation.}$$

$$I_B = \frac{I_{csat}}{\beta} = \frac{13,77}{10} = 1,377 mA$$

$$R_B = \frac{V_e - V_{BE}}{I_B} = \frac{5 - 1,3}{1,377} = 2,68 k\Omega$$

$$\text{on prend } R_B = 2,7 k\Omega$$

6 - Fonctionnement en manuel.

Nous venant de voir le fonctionnement de l'appareil en automatique, mais une utilisation en manuel reste souhaitable, voire indispensable pour cela il est prévu un commutateur qui permet de:

- mettre le système sous tension.

— couper la ligne d'horloge et de remise à zéro

— Alimenter l'estable II

ainsi que deux poussoirs, l'un pour la remise à zéro, l'autre pour la commutation des voies. (voir schéma général)

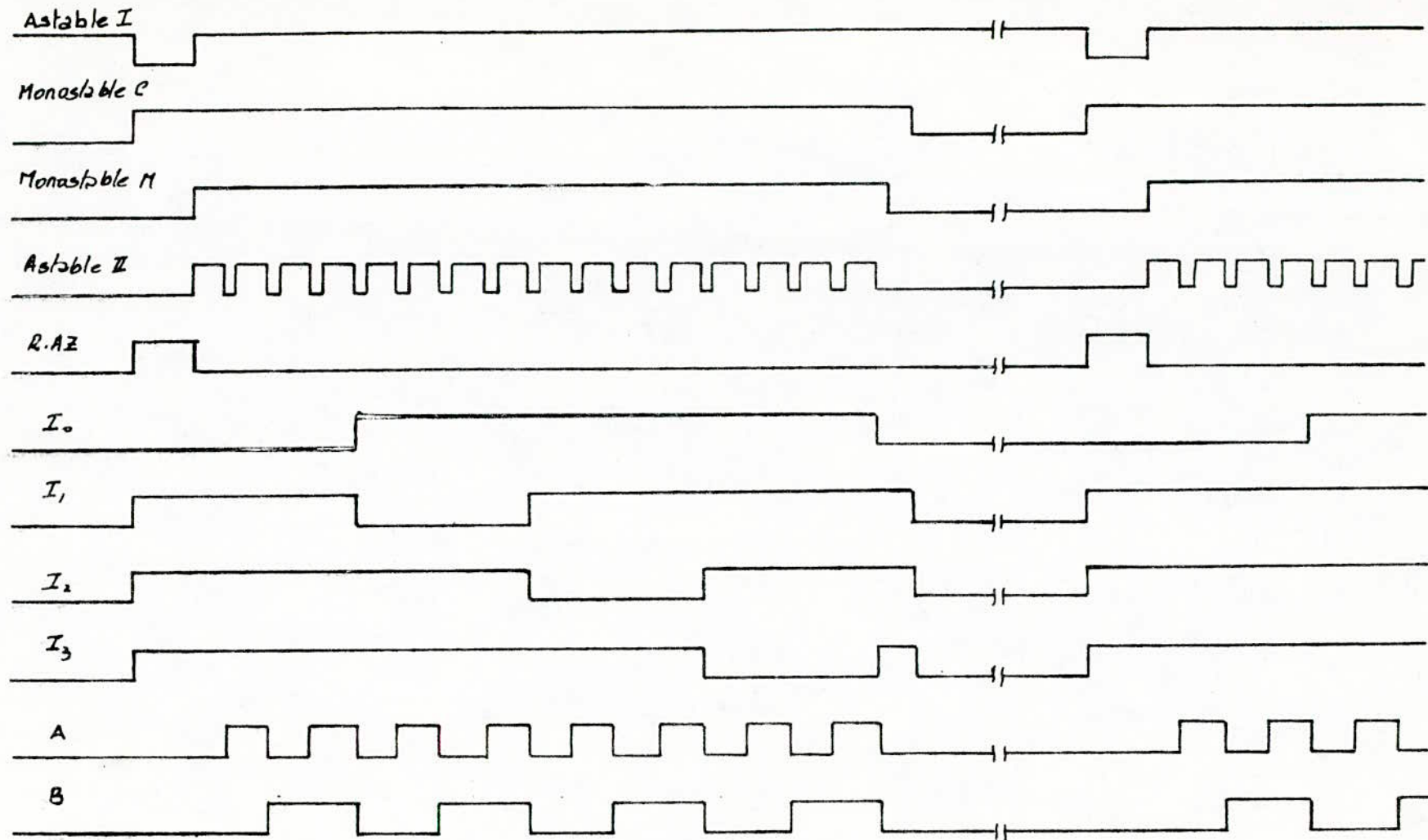


fig 8 - Chronogramms.

CHAPITRE IV

Conversion analogique numérique et affichage :

La conversion d'une grandeur analogique en numérique est devenue très fréquente dans plusieurs domaines, comme la transmission, la mesure ou le traitement numérique.

Le choix d'un convertisseur se fait selon les principaux critères suivants :

- la précision
- la rapidité de conversion
- la faculté de réjection des bruits
- la résolution

La tension à convertir est comparée à une tension de référence, pour être transmise sous forme d'un nombre binaire, qui représente une approximation la plus proche du résultat en fonction de la résolution du C.A.N. On peut écrire le signal à convertir comme suit :

$$V_x = U_{ref} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \frac{b_{n+1}}{2^{n+1}} \dots \right) ; V_x : \text{tension analogique}$$

La conversion donne un mot binaire de n bits; d'où une division de V_x par U_{ref} jusqu'à l'ordre n seulement. donc

$$V_x = U_{ref} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right)$$

Les termes $(b_{n+1}, b_{n+2}, \dots)$ qu'on néglige représentent l'erreur de quantification.

La tension V_x après conversion sera remplacée par une tension discrète multiple d'une quantité élémentaire appelée quantum.

de valeur $\frac{U_{ref}}{2^n}$. L'erreur de conversion, ou la différence entre V_x et la tension discrète est en module inférieure à un

$$\text{demi-quantum} \quad \left| V_x - N \cdot \frac{U_{ref}}{2^n} \right| \leq \frac{1}{2} \frac{U_{ref}}{2^n}$$

N représente le signal numérique

1. Paramètres et caractéristiques d'un C.A.N.

1.1 Précision.

On définit la précision d'un C.A.N. comme l'écart existant entre la valeur théorique "V nominale" fournissant un certain mot N et la valeur réelle de V_x qui fournit effectivement ce mot. La précision d'un C.A.N. est généralement donnée en % ou en fraction de quantum. Les principales causes d'erreur sont dues à la quantification, la variation du gain ou facteur d'échelle, le décalage du zéro et la non linéarité.

1.2 Temps de Conversion.

Il englobe le temps nécessaire pour obtenir en sortie un signal numérique correspondant au signal d'entrée analogique, ainsi que le temps nécessaire à la remise à zéro du convertisseur. Le temps de conversion dépend essentiellement du type de C.A.N. utilisé.

1.3 Réjection des bruits

L'influence des signaux parasites sur les résultats de conversion est parfois non négligeable. Certains C.A.N. ont la particularité de la diminuer ou même de l'éliminer, notamment celle

due aux bruits du secteur.

1.4 Résolution.

La résolution définit la plus petite variation de la tension "Vx" que le convertisseur peut coder et indiquer. Elle dépend à la fois de son nombre de bits et de la tension de référence appliquée. On se réfère généralement à la pleine échelle. En valeur relative elle est exprimée par la relation : $\alpha = \frac{1}{2^n}$.

2. Etude du convertisseur à utiliser.

Pour notre application la vitesse de conversion n'est pas un critère dominant de choix, vu que la variation des signaux à convertir est très lente, on peut même la considérer nulle durant la période de mesure. Par contre, le choix d'un convertisseur à bonne résolution s'impose dans le cas où on veut afficher le $1/10^{\circ}\text{C}$. Ceci nécessite un C.A.N de 10 bits, calibré de sorte qu'une variation de $0,1^{\circ}\text{C}$ (température à mesurer) corresponde à un quantum. La réjection des bruits est aussi une caractéristique importante dont il faudra tenir compte.

Nous citons deux types de convertisseur qui réunissent les trois caractéristiques précitées.

- Convertisseur à double rampe.
précision : très grande (10^{-5})
Vitesse : lente

- Réjection des bruits : bonne
- Convertisseur tension-fréquence
- Précision : très élevée (10^{-6})
- Vitesse : très lente
- Réjection des bruits : bonne

Le convertisseur qui nous a été proposé d'étudier est un "ADC 800", fait partie de la famille des C.A.N. à approximations successives.

3 - Etude du C.A.N. "ADC 800"

3.1. Caractéristiques

- Résolution 8 bits
- Tension d'entrée : $\pm 9V, 10V$
- Tension d'alimentation : $+5V$ et $-12V$
- Temps de conversion : 40 périodes d'horloge
- Linéarité : $\pm 1LSB$
- Sorties à 3 états
- Consommation 15 mA
- Grande impédance d'entrée

3.2 Diagramme interne du convertisseur ADC 800

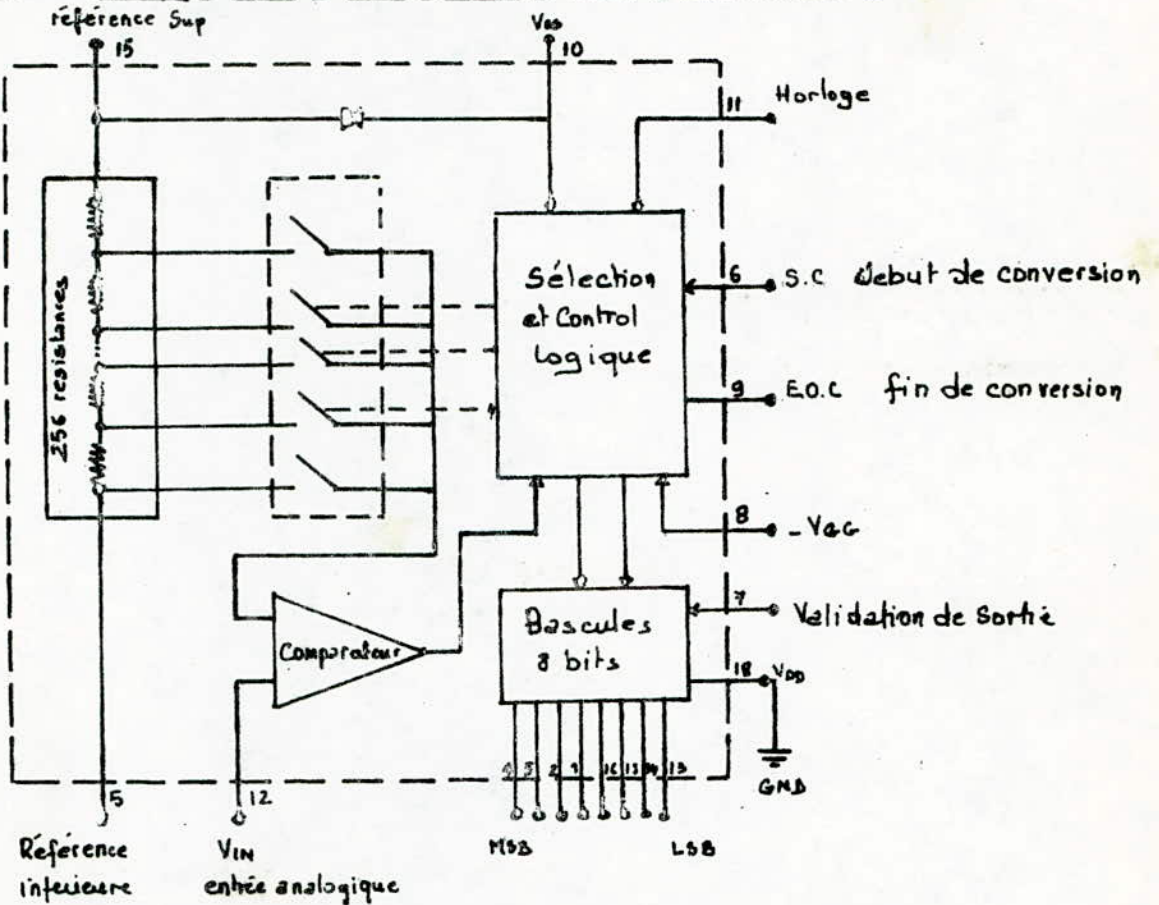


fig. 1.

3.3. Principe de fonctionnement

la tension analogique (V_x) à convertir est comparée dans une première étape à $V_1 = \frac{U_{ref}}{2}$; Si $V_x > V_1$ b_1 sera égal à 1, il faut la comparer par la suite à $\frac{U_{ref}}{2} + \frac{U_{ref}}{4}$. Si $V_x < V_1$ b_1 est égal à zéro dans ce cas il faudra comparer V_x à $\frac{U_{ref}}{4}$.

La deuxième étape est la comparaison de V_x à $V_2 = b_1 \frac{U_{ref}}{2} + b_2 \frac{U_{ref}}{4}$
 Si $V_x > V_2$; $b_2 = 1$ il faut ajouter $\frac{U_{ref}}{4}$, sinon $b_2 = 0$ et $\frac{U_{ref}}{4}$ est remplacée par $\frac{U_{ref}}{8}$, et ainsi, continue la comparaison jusqu'à $\frac{U_{ref}}{2^n}$

les différentes tensions $\frac{U_{ref}}{2^n}$ ($n=1, \dots, 8$) sont obtenues par l'application d'une tension de 10V aux bornes des 256 résistances (voir fig 1)

Dans le cas où le signal analogique peut être négatif, la tension de référence doit être +5 et -5V. Ceci est aussi nécessaire lorsque le C.A.N est commandé par des circuits à technologie TTL

3.3.1 Calibrage

Si la tension de référence supérieure est de 5,12V et celle de la référence inférieure -5,12V, V_{ref} totale sera de 10,24V. Dans ce cas la plus petite tension qui peut être codée sera $\frac{U_{ref}}{2^8}$ (quantum)
 $q = \frac{10,24}{256} = 40 \text{ mV}$. Ceci correspond au bit de poids le plus faible (LSB)

Pour un affichage directement en degré celsius, on est amené à déterminer un facteur d'échelle entre la tension à convertir et la grandeur à mesurer. En prenant 40mV pour 1°C, la tension à l'entrée du C.A.N doit suivre l'équation $V_x = 40T$. Ceci nous permet de fixer le gain total du bloc analogique et ainsi on détermine le gain du dernier étage amplificateur.

Comme la variation de 1°C provoque une variation de 39,8 μV au niveau de la jonction de mesure. le gain total sera.

$$G_T = \frac{40 \text{ mV}}{39,8 \mu\text{V}} = 1004,65$$

le gain du 1^{er} étage (de l'ampli A_6 et A_7) a été fixé à 266 donc on va fixer le gain de l'ampli A_8 à $G_8 = \frac{1004,65}{266} = 3,77$
(voir chapitre II)

Valeurs des résistances $R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}$

$$G_B = \frac{R_{15}}{R_{16}} = \frac{R_{17}}{R_{18}} = 3,77.$$

$$R_{15} = 33k ; R_{16} = 10k\Omega ; R_{17} = 30k\Omega ; R_{18} = 8,2k\Omega$$

R_{15} sera suivie d'un potentiometre de $10k\Omega$ pour bien ajuster le gain.

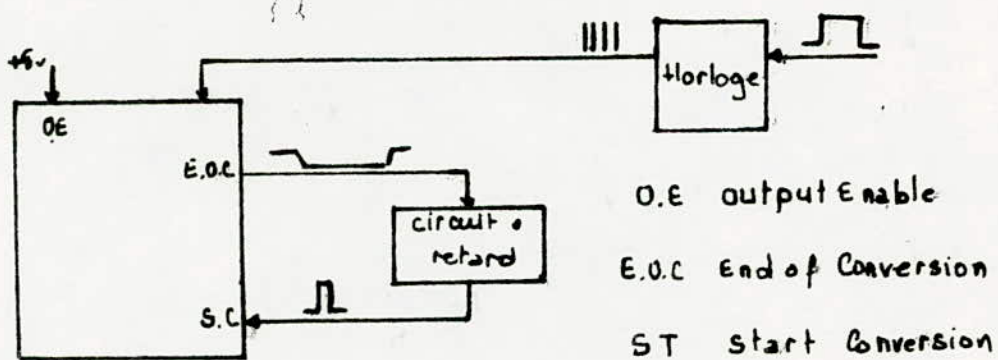
3.3.2 Signaux de commande.

Pour son fonctionnement, le convertisseur ADC 800 nécessite une horloge externe, dont la fréquence dépend du nombre de mesure qu'on veut avoir par seconde, ou du temps de conversion.

Après 40 périodes d'horloge, la comparaison prend fin et un signal de fin de conversion est généré au niveau du circuit.

(passage de l'état 0 à l'état 1 de la sortie E.O.C broche 9). L'information binaire est présente en sortie si sur la broche 7 est appliqué un signal de niveau 1.

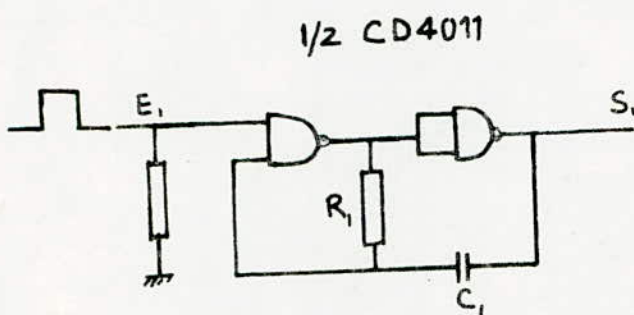
Le Synoptique suivant nous montre, l'une des solutions permettant d'avoir la synchronisation requise pour le fonctionnement du C.A.N



Horloge : la fréquence choisie sera telle qu'il y aura 20 conversions par seconde, et le temps séparant deux conversions successives égal à 10 périodes d'horloge (c.a.d 50 périodes d'horloge pour une conversion).

La durée d'une conversion sera $\frac{1}{20} = 50 \text{ ms}$ donc la période d'horloge sera égale à : $T = \frac{50 \text{ ms}}{50} = 1 \text{ ms}$ d'où une fréquence de 1 kHz ($f = 1 \text{ kHz}$)

Deux portes logiques (NAND) montées en oscillateur serviront d'horloge.



$$f = \frac{1}{0,695 R_1 C_1}$$

$$f = 1 \text{ kHz}$$

$$C_1 = 100 \text{ nF}$$

$$R = 13 \text{ k} + A_3$$

A_3 : ajustable de $4,7 \text{ k}\Omega$

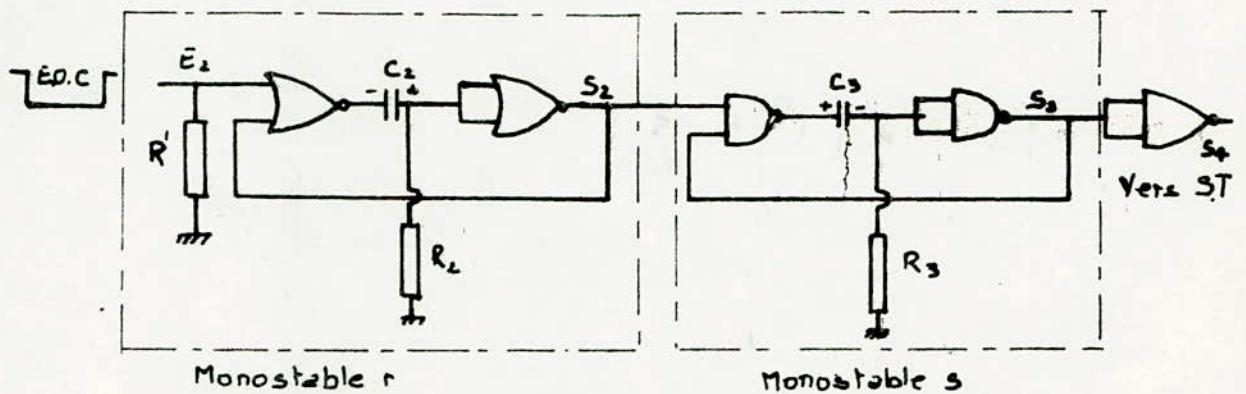
Cet astable oscille pour $E_1 = 1$. l'entrée E_1 est reliée à l'astable I (Commande multiplexage). L'horloge ne fonctionne donc que pendant la durée de mesure de la voie sélectionnées

Circuit de retard :

Il est composé de deux monostables l'un servant à retarder le signal (E.O.C) l'autre servant à générer l'impulsion de début de conversion.

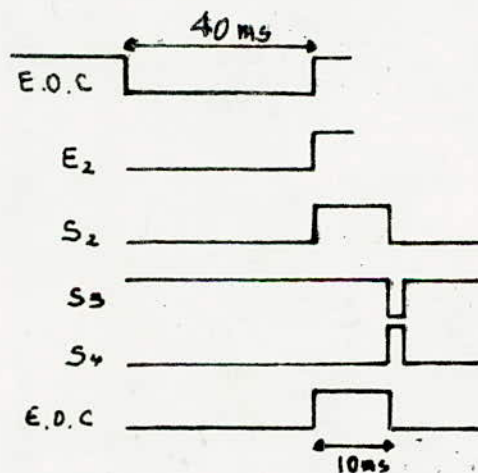
Le premier est réalisé à l'aide de portes NOR, et répond au front montant, le second est fait avec deux portes NAND et répond

au front descendant ; Il est suivi d'une porte NOR afin que son état de repos soit à zéro .



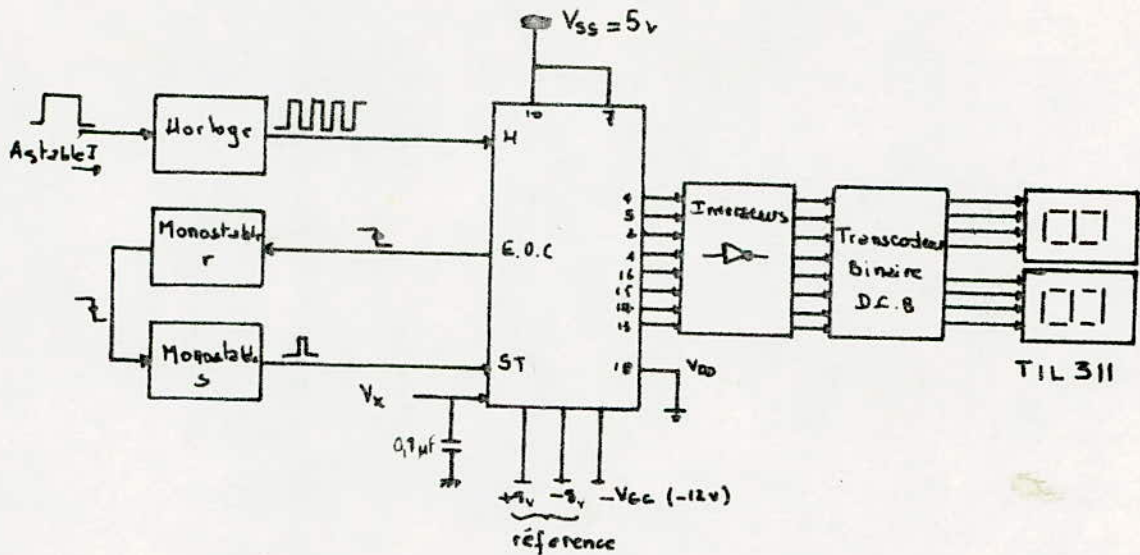
pour avoir $T_{S2} = 10 \text{ ms}$ on prend $C_2 = 10 \mu\text{f}$ et $R_2 = 15 \Omega$
 pour $T_{S3} = 3 \text{ ms}$ on prend $C_3 = 1 \mu\text{f}$ et $R_3 = 4,3 \text{ k}\Omega$

Chronogramme .



On voit bien à l'aide de ce chronogramme, comment le signal de fin de conversion, attaque l'entrée de début de conversion avec un retard de 10ms provoqué par les deux monostables .

3.3.3 Schéma général



A la pleine échelle tous les bits sont à zéro, d'où l'utilité de placer des inverseurs pour chaque sortie. Avant l'affichage, un transcodage binaire DCB est nécessaire.

4. Estimation de l'erreur

Dans le domaine de la mesure, il est intéressant que le manipulateur sache l'erreur commise pour différentes valeurs à mesurer. Pour cela nous avons jugé nécessaire de donner une estimation de l'erreur qui est due essentiellement à la non linéarité de la réponse du thermocouple et à la conversion analogique numérique. Nous tenons à préciser aussi, que l'erreur n'est pas la même pour toute la gamme de mesure.

* Erreur due à la non linéarité de la réponse du thermocouple.

pour la compensation de soudure froide, nous avons assimilé

la réponse du thermocouple entre 0°C et 40°C à une droite de pente $39,8 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (Voir chapitre II) - cette approximation nous donne pour différentes températures les erreurs suivantes.

Température en °C	10	20	30	40
Erreurs en °C	0,3°C	0,38	0,1	0,46
%	3%	1,9%	0,3%	1,15%

* Erreurs dues à la conversion analogique numérique

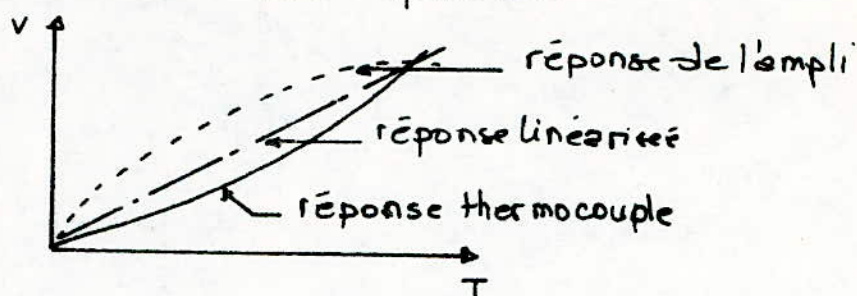
pour la même raison de non linéarité de la réponse du thermocouple, l'erreur de conversion sera de 1°C à 60°C et de 2°C à 70°C - pour les températures inférieures à 60°C, le convertisseur admet la non linéarité de la réponse car elle est faible.

L'autre erreur qui apparaît au niveau de la conversion est celle de la quantification et elle est égale à $\pm \frac{1}{2}$ L.S.B, ce qui correspond à 0,5°C. ou qu'un quantum correspond à 1°C.

En résumé, on peut dire que pour des températures comprises entre 0 et 60°C, l'erreur se résume à celle de la quantification et celle de la compensation de soudure froide, au dessus de 60°C on ajoute à ces deux dernières l'erreur due à la non linéarité de la réponse du thermocouple.

Pour diminuer l'erreur sur la mesure, il est intéressant de linéariser la réponse du thermocouple avant même de compenser la tension due à la jonction de soudure froide.

Cela est possible en utilisant un amplificateur dont la réponse est symétrique à celle du thermocouple par rapport à une réponse linéaire choisie auparavant



Conclusion

Le travail effectué au cours de ce projet est la réalisation d'un appareil destiné à la mesure des températures ambiantes. En vue de son amélioration nous donnons quelques suggestions.

La première concerne la compensation de soudure froide. Dans la mesure où les éléments ou composants requis sont disponibles, la méthode du pont reste la solution qui offre la meilleure précision et le moindre coût relatif (rapport coût-performances). De même qu'elle permet d'avoir une réponse équivalente à celle du thermocouple, avec l'avantage de pouvoir linéariser la réponse de ce dernier après compensation.

Le second point est le choix des amplificateurs opérationnels; pour les traitements de signaux faibles, l'utilisation d'empli à très faibles tension et courant d'offset et à dérive en température minimale, permet une amélioration de la précision et de la stabilité.

Nous avons évalué l'erreur globale dans le chapitre qui a précédé, mais la précision ne peut être déterminée qu'après une série de mesures comparées avec celle faite à l'aide d'un appareil étalonné.

Nous ne pouvons prétendre avoir mis au point un appareil de

mesure ayant une bonne précision mais ses performances sont acceptables dans le domaine d'utilisation qui lui est destiné.

Cette étude nous a permis d'aborder pratiquement les problèmes auxquels nous sommes confrontés lors d'une telle réalisation. Nous avons essayé de rapporter des solutions en fonction des moyens mis à notre disposition.

Vu le domaine d'utilisation de cet appareil, le sujet reste à compléter par la réalisation d'une interface pour l'enregistrement des résultats sur bande magnétique -

ANNEXE

Le circuit intégré SN7490 :

Le circuit intégré SN7490 est un compteur D.C.B. Constitué de quatre bascules J.K en cascades. Pour un comptage de 0 à 9 en D.C.B il faut relier la sortie Q_A à l'entrée B.

Schéma de brochage

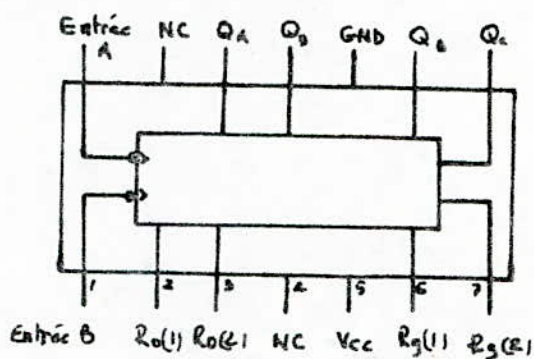


Table de vérité

Compt	Sorties			
	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

mise à zéro				Sorties			
$R_{0(1)}$	$R_{0(2)}$	$R_9(1)$	$R_9(2)$	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	Comptage			
L	X	L	X				
L	X	X	L				
X	L	L	X				

H : état haut
L : = bas

$R_0(1)$, $R_0(2)$ entrées de mise à zéro.

Le circuit intégré SN7493

Le SN7493 est un Compteur binaire.

Schéma de brochage.

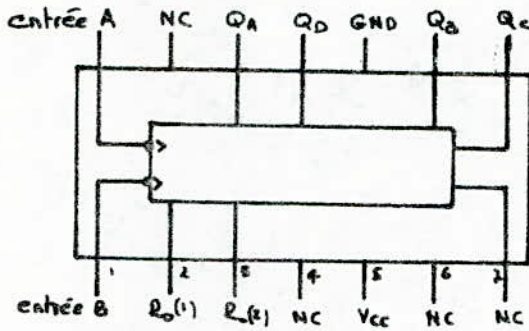


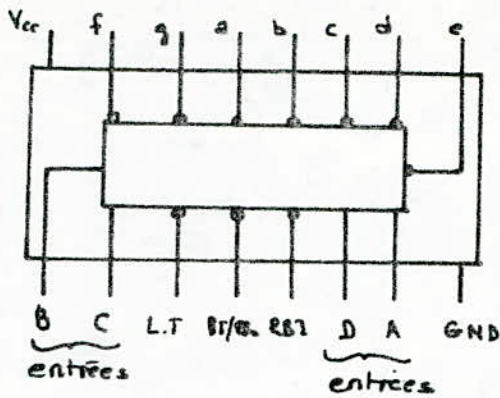
Table de vérité R.A.7/Comptage

Entrées R.A.7		Sorties			
R ₀ (1)	R(1)	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	L	L	L
L	X	Comptage			
X	L				

Le circuit intégré SN7447

Le circuit intégré SN7447 est un décodeur D.C.B. 7 segments possédant des sorties à collecteur ouvert autorisant une liaison directe avec des afficheurs à anodes communes.

Schéma de brachage.



Conditions d'allumage des segments.

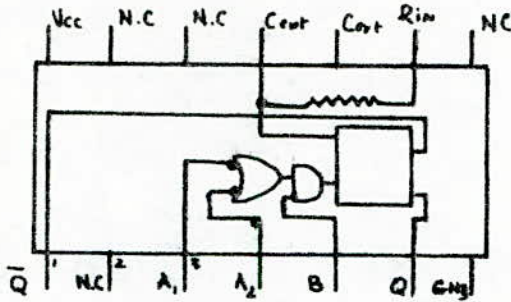
	Entrées						LT	Sorties							
	LT	RES	D	C	B	A		RES	a	b	c	d	e	f	g
0	H	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	H
1	H	X	L	L	L	H	H	H	L	L	H	H	H	H	H
2	H	X	L	L	H	L	H	L	L	H	L	L	H	L	
3	H	X	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L	
4	H	X	L	H	L	L	H	H	L	L	H	H	L	L	
5	H	X	L	H	L	H	H	L	H	L	L	H	L	L	
6	H	X	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	L	L	
7	H	X	L	H	H	H	H	L	L	L	H	H	H	H	
8	H	X	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	
9	H	X	H	L	L	H	H	L	L	L	H	H	L	L	

Circuit intégré SN74121

Le circuit intégré SN74121 est un monostable intégré. ce circuit est généralement utilisé en temporisateur. pour le commander on dispose de trois entrées A₁, A₂ et B pour obtenir le déclenchement du monostable deux cas sont possibles : B passe de "0" à "1", et une au moins des deux entrées A₁ et A₂ est à "0"

* une des entrées A_1 ou A_2 ou les deux passent de "1" à "0"
 en maintenant B à "1"

Schéma de brochage



Entrées			Sorties	
A_1	A_2	B	Q	\bar{Q}
L	x	H	L	H
x	L	H	L	H
x	x	L	L	H
H	H	x	L	H
H	↓	H	⌋	⌋
↓	H	H	⌋	⌋
↓	↓	H	⌋	⌋
L	x	↑	⌋	⌋
x	L	↑	⌋	⌋

↓ : front descendant
 ↑ : front montant

Dans notre cas on déclenche le monostable par le front montant d'une impulsion à l'entrée B en maintenant A_1 et A_2 à "0"

Le circuit intégré MC 14052

Le circuit intégré MC 14052 est un multiplexeur de multiplexeur à quatre voies.

Schéma de brochage

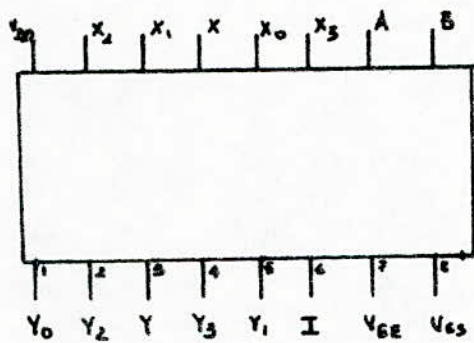


Table de vérité :

I	B	A	Entrée
0	0	0	X_0
0	0	1	X_1
0	1	0	X_2
0	1	1	X_3
1	x	x	/

Bibliographie.

- Mesure des températures Ed Radio
- Principes et application des C.I. linéaire H. Lien
- Conversion analogique numérique B. Lonferne
- DATA Book TTL
- CMOS Motorola