

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE DE BLIDA  
INSTITUT D'AERONAUTIQUE DE BLIDA

O. Boukhal  
(2001)

## PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme D.E.U.A en aéronautique

Option: Avionique

**THEME**

**ETUDE ET REALISATION  
D'UNE CARTE D'INTERFACE PC  
POUR LA MESURE ET LE TRACE  
DE DEFORMATION  
D'UNE BARRE EN FLEXION**

Présenté par :

Mr. BOUKHELKHAL HOUCINE

Mr. DJOUDI KARIM

Dirigé par :

Mr. BELMECHER Abdelkrim

Mr. BENOUARED Abdelhalim



*Promotion juin 2001*

# Dedicaces

02/01  
E22

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mon père et ma mère qui ont offert les conditions, pour la réussite dans mes études.*

*A mon frère et ma sœur qui m'ont soutenu moralement.*

*A tous mes amis de l'institut Progosse.*

*A tous mes camarades de l'institut.*

*Karim*

# Dedicaces

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mon père et ma mère et ma femme qui ont offert les conditions, pour  
la réussite dans mes études.*

*A mes frères, Mustapha, Djamel, Abd Ellatif et Mohamed qui m'ont  
soutenu moralement.*

*A tous mes amis et collègues de la paramédicale.*

*A tous mes camarades de l'institut.*

*Houcine*

# Remerciements

*Nous tenons à remercier :*

*Notre promoteur monsieur Belkhechri A. krini qui n'a ménagé aucun effort pour nous suivre dans la préparation du présent projet de fin d'étude*

*Aussi nous n'oublions pas de remercier monsieur ben ouared chef de département non seulement pour son rôle de directeur qui il a très bien tenu, mais aussi pour la place d'hôte qu'il a occupée dans nos cœurs par l'aide précieuse qu'il nous a apportée et notre plus grand espoir et d'être à la hauteur de ce qu'il attendait de nous.*

*Un grand merci aussi à messieurs :*

*Mengualete, professeur*

*Tous les enseignants de l'insititut d'aéronautique et de labo de RDM.*

*A tous les employés de la société Progasse : Youcef, Yahia, Hakim,*

*Sid Ali, mourad, Yazid*

# sommaire

	page
INTRODUCTION-----	1
CHAPITRE 1 : GENERALITE SUR LES CAPTEURS	
1-1-introduction-----	3
1-2-generalite-----	3
1-3-Capteur actifs-----	5
1-4-Capteur passifs-----	6
1-5-different types de jauges-----	7
1-5-1-jauge simple-----	7
1-5-2-Jauges rosettes de 2 jauge-----	7
1-5-3-Rosettes de 3 jauges-----	8
1-5-4-rossetes supposees(2ou3jauge)-----	8
1-5-5-Rosettes de 4 jauges-----	9
1-5-7-Jauges à sorties longues-----	9
1-5-8-Jauges tes étroites-----	9
1-5-9-jauge sans support-----	9
CHAPITRE 2 : LES INTERFACES ET LES CONVERTISSEURS ANALOGIQUE-NUMIRIQUE	
2-1-LES INTERFACES-----	11
2-1-1-introduction-----	11
2-1-2-les types d'interfaces-----	12
2-1-2-1-interface parallèle-----	12
2-1-2-1-1-largeur du canal donné-----	12
2-1-2-1-2-moded'asservissement-----	12
2-1-2-2-intefaces séries-----	13
2-1-2-3-interfaces analogiques-----	14

2-2-LES CONVERTISSEURS ANALOGIQUE-NUMERIQUE-----	15
2-2-1-Définition et principe de la conversion Analogique Numérique-----	15
2-2-2-Les différents types de conversion Analogique/Numérique-----	16
2-2-2-1 Convertisseur Tension –Fréquence-----	16
2-2-2-2 Convertisseur tension – rapport cyclique-----	18
2-2-2-3 Convertisseur à Rampe Numérique-----	19
2-2-2-4 Convertisseur Analogique Numérique à Double rampe-----	20
2-2-2-5 Convertisseur A/N Eclair-----	22
2-2-2-6 Convertisseur A/N à Approximations Successives-----	23
2-2-3-Applications des convertisseurs A\N-----	26
2-2-4-Principale spécification et erreurs d'un convertisseur A \ N-----	26

### CHAPITRE 3 : CONDITIONNEUR DU CAPTEUR PASSIF ET AMPLIFICATION DU SIGNAL

3 Montage potentiométrique-----	29
3-1-Mesure de résistance-----	29
3-2-linéarisation de la mesure-----	29
3-3-Elimination de la composante permanente de la tension de mesure----	30
3-4-Les ponts-----	31
3-5-Mesure de résistance-pont de WHEATSTONE-----	31
3-6-Tension de déséquilibre-----	32
4-Conditionneurs du signal-----	34
4-1-amplification du signale et réduction de la tension de mode commun--	34
4-2-Amplificateur différentiel et taux de réjection du mode commun-----	34
4-3-Condition d'utilisation de l'amplificateur différentiel-----	36

### CHAPITRE 4 : ETUDE ET REALISATION DE LA CARTE INTERFACE

4-1-Introduction-----	38
4-2-etude et réalisation de la carte-----	39
CHAPITRE 5 : LOGICIEL-----	43
PRESENTATION ET RESULTAT DE L'APPLICATION-----	49
ALIMENTATION DU CIRCUIT-----	54
CONCLUSION-----	57

---

## **Introduction :**

Notre monde moderne est de plus en plus pénétré par les applications de la mesure. En effet, elle permet de conduire le progrès scientifique et d'accroître la connaissance de ce qui nous entoure et d'apporter le développement dans tous les domaines ; robotique, économie, énergie, automobiles..... etc.

Dans les laboratoires de recherches scientifiques comme dans les installations industrielles l'une des tâches principales du chercheur comme du technicien est d'effectuer les mesures des grandeurs physiques variées qui déterminent leur expérience.

Partant de cette constatation, nous avons voulu apporter, par ce travail, une humble contribution à la solution d'un problème qui est celui de rationaliser les mesures et les rendre plus précises.

Notre travail bien qu'il soit issu du domaine de l'Electronique, touche à la mécanique (résistance des matériaux ) et à l'informatique pour traiter les mesures.

La mise au point d'un tel travail a nécessité une réalisation matérielle : Une interface parallèle et un circuit électronique, une jauge (capteur) qui assure la duplication de l'information, la réalisation d'un logiciel gérant l'interface

Pour ce faire, nous avons suivi les démarches suivantes :

1. Au premier chapitre nous avons donné une idée globale sur les capteurs.
- 2-Au deuxième chapitre est une études générales sur la conversion analogique-numérique et sur différents types d'interfaces.
- 3-Au troisième chapitre nous avons donné une idée générale sur les caractéristiques des conditionneurs de capteur passif et l'amplification du signal
- 4-dans quatrième chapitre nous avons abordé le cœur de cette étude qui est la carte de conversion analogique-numérique depuis de son alimentation en passant par l'entrée analogique, l'amplificateur et le convertisseur.
- 5-au le cinquième chapitre c'est la partie informatique illustre le logiciel de traitement des données les résultat seront représentés par un graphe de déformation à partir des mesures acquises par la carte et traitées par notre logiciel.

Enfin, le lecteur pourra se référer à des annexes à la fin de ce document et qui lui permettront d'avoir plus de détails sur les différents circuits que comporte notre montage

# chapitre 1

## Généralités Sur Les Capteurs

[1] [2]

# chapitre1 generalites sur les capteurs

	page
1-1-introduction-----	3
1-2-generalite-----	3
1-3-Capteur actifs-----	5
1-4-Capteur passifs-----	6
1-5-different types de jauges-----	7
1-5-1-jauge simple-----	7
1-5-2-Jauges rosettes de 2 jauge-----	7
1-5-3-Rosettes de 3 jauges-----	8
1-5-4-rossetes supposées(2ou3jauge)-----	8
1-5-5-Rosettes de 4 jauges-----	9
1-5-7-Jauges à sorties longues-----	9
1-5-8-Jauges tes étroites-----	9
1-5-9-jauge sans support-----	9

**1-1-INTRODUCTION :**

La connaissance des contraintes mécaniques auxquelles une structure est soumise dans des conditions d'emploi déterminées est un élément primordial pour l'appréciation de la sécurité de son fonctionnement .

Les contraintes produisent des déformations du milieu auquel elles sont appliquées et les relations entre les deux grandeurs, contrainte et déformation peuvent en principe, être explicitées par la théorie de la résistance des matériaux la mesure déformations en des zones judicieusement choisies permet donc de calculer les contraintes qui sont à leur origine.

**1-2-GENERALITES :**

Un capteur est un instrument destinée à transformer une grandeur physiques quelconque en grandeur électrique. Il existe une grande variété des capteurs. Leurs principes dérivent des différents phénomènes connues de l'électricité : inductance mutuelle, piezo électricité, magnéto-électricité, effet photo électriques divers , etc. La transformation d'une grandeur en information électrique est désavantageuse en raison de la précision, la fidélité, la souplesse d'emplois des dispositifs électromécanique. Les applications des capteurs sont très nombreuses : pesé industrielles, mesure ou régulation des précisions, forces couples, puissance, étude des vibrations, applications médicales divers etc.

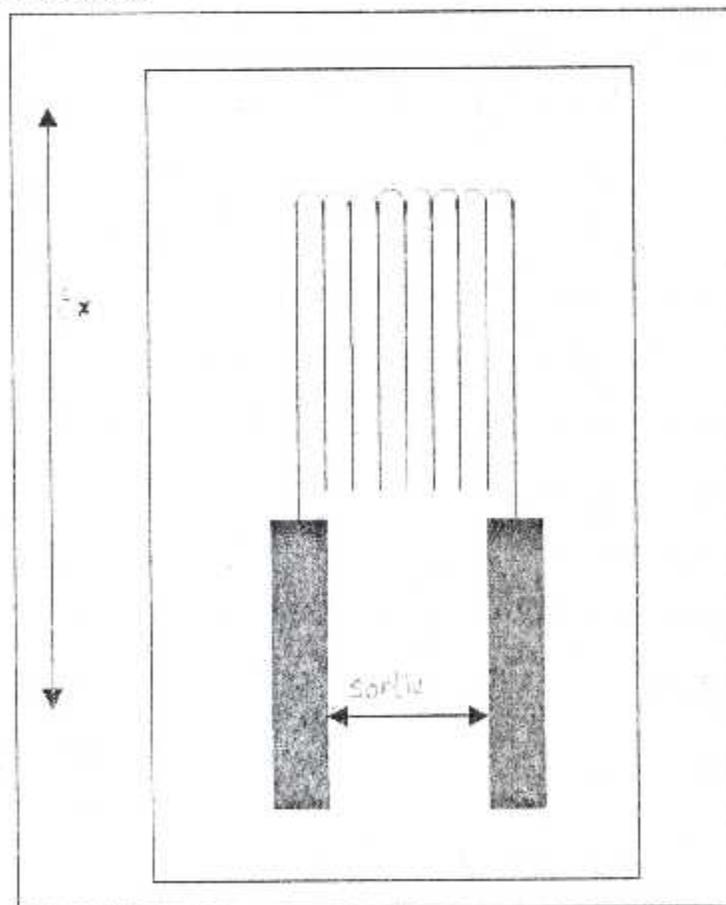
Un capteur à jauge comprend donc un dispositif mécanique destiné à provoquer sous influence des phénomènes à étudier - par exemple: une force, une pression, une accélération - d'une pièce métallique dite [corps d'épreuve]. Des jauges collées sur ce corps d'épreuve et convenablement groupées transforment ces déformations en variations de résistance mesurées

dans les mêmes conditions que lorsqu'il s'agit d'étudier la déformation d'une structure en calculer les contraintes.

Une jauge est constituée par un fil très fin collé sur un support, feuille très mince et arrangée suivant la forme de la figure 1, c'est à dire que la majeure partie de sa longueur est distribuée parallèlement à une direction fixe  $ex$ . Des filtres plus gros servent à souder les sorties à des câbles de liaisons aux instruments.

Lorsqu'on désire connaître l'allongement d'une structure suivant une direction donnée on colle la jauge, fils parallèles à cette direction.

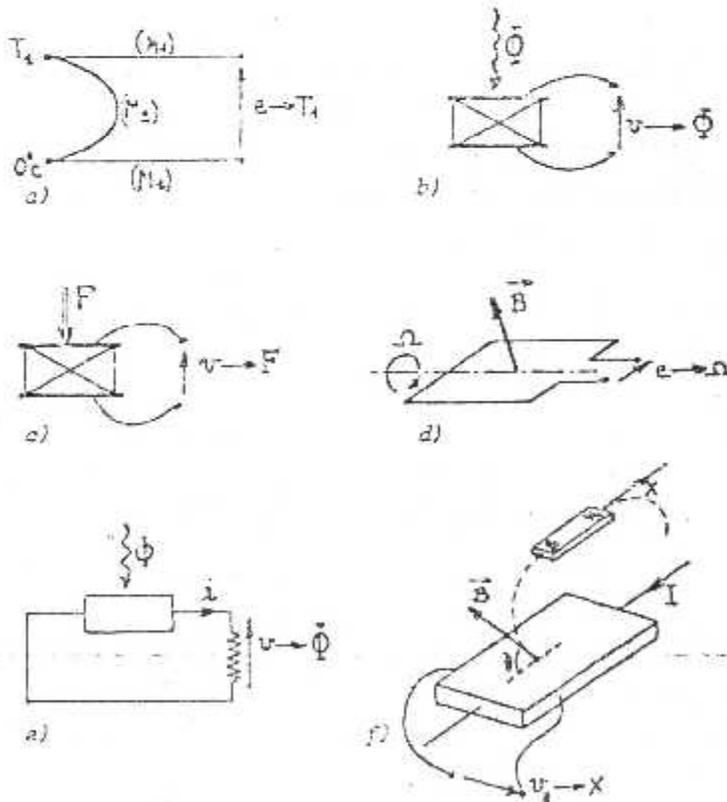
La mesure des variations de résistance est liée à l'allongement relatif aux déformations longitudinales.



**1-3-Capteur actifs :**

Un capteur actif est généralement fonde dan son principe sur un effet physique qui assure la conversion en énergie électrique de la forme énergie propre au mesurande : énergie thermique, mécanique ou rayonnement. Les plus importants parmi ces effets sont regroupe tableau

Mesurande	Effets utilise	Grandeur de sortie
Température	Thermoelectricite	Tension
Flux de rayonnement Optique	Pyroélectricité Photomission Effets photovoltaïques Effet photoelectromagnetique	Charge Courant Tension Tension
Force Pression Accélération	Piezoelectricite	Charge
Vitesse	Induction électromagnétique	Tension
Position(aimant)	Effet hall	Tension



3. Exemples d'application d'effets physiques à la réalisation de capteurs actifs :  
 (a) thermoelectricité, (b) pyroelectricité, (c) piezoélectricité,  
 (d) induction électromagnétique, (e) photoélectricité, (f) effet Hall.

**1-4-Capteur passifs :**

Il s'agit d'impédances dont l'un des paramètres déterminants est sensible au mesurande.

Dans l'expression littérale d'une impédance sont présents des lies :

- d'une part a sa géométrie et a ses dimension
- D'autre part aux propriétés électriques de matériaux:résistivité,permeabilité magnétique,constante diélectrique

Dans le premier cas,a chaque position de l'élément mobile correspond une valeur d'impédance et la mesure de celle-ci permet de connaître la position ; c'est le principe d'un grand nombre de capteurs de position ou de déplacement : potentiomètre, inductance a noyau mobile,condensateur a armature mobile.

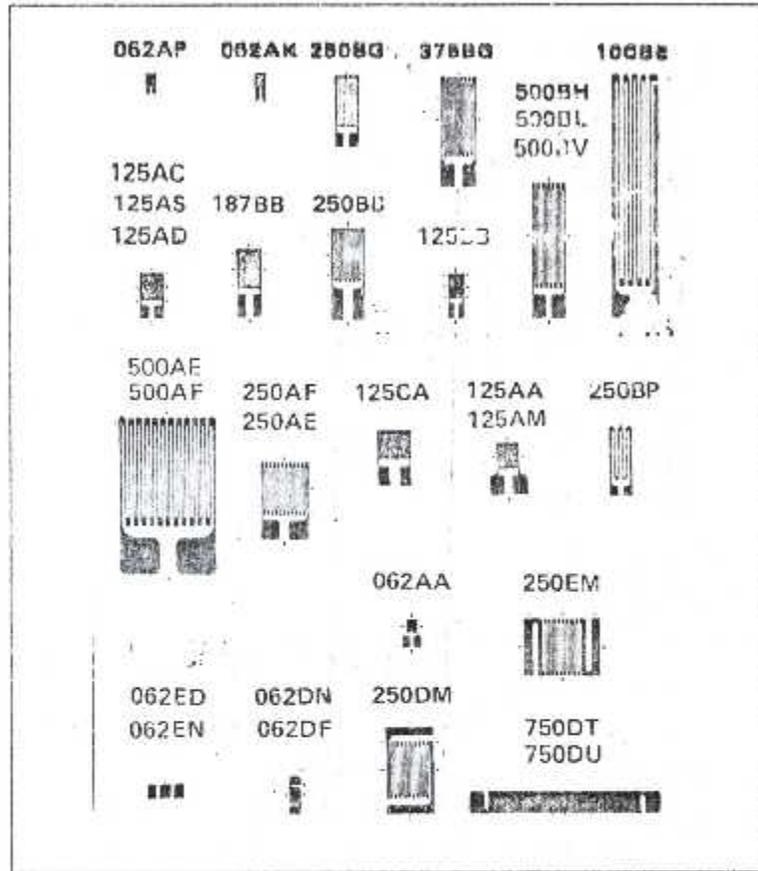
Dans le second cas, la déformation résulte de forces –ou de grandeurs s'y ramenant (pression, accélération)-appliquées soit directement soit indirectement au capteur : armature d'un condensateur soumise à une pression différentielle, jauge d'extensomètre lié rigidement a une structure soumise à contrainte.la modification d'impédance qu'entraîne la déformation du capteur est liée aux efforts auxquels celui-ci ou la structure intermédiaire se trouve soumis et elle en assure une traduction électrique.

Le tableau donne un aperçu des divers mesurande susceptibles de modifier les propriétés électriques de matériaux employés pour la réalisation de capteurs passifs.

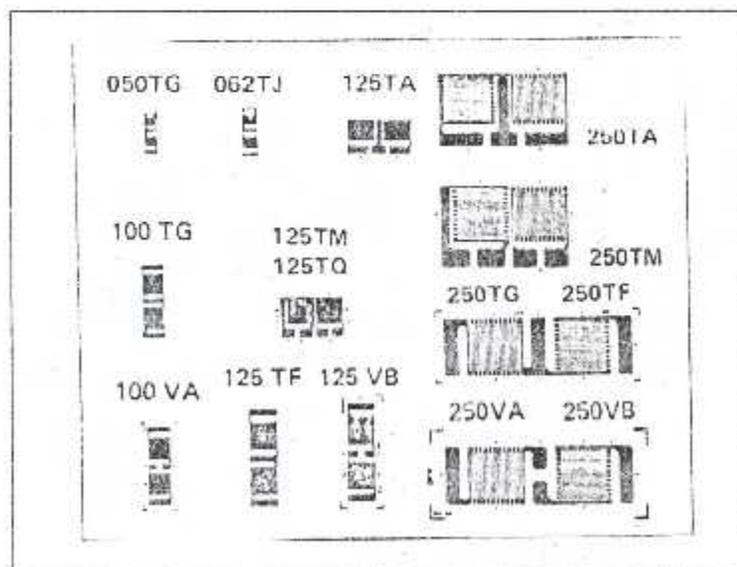
Mesurande	Caractéristique électrique sensible	Type de matériaux utilisés
Température	Résistivité	Métaux : platine,nickel, cuivre,Semiconducteur
Très basse température	Constante diélectrique	Verres.
Flux de rayonnement optique	Résistivité	Semi-conducteur
Déformation	Résistivité Perméabilité magnétique	Alliage de nicke,silicium dope. Alliageferromagnétique
Position(aimant)	Résistivité	Matériaux magnéto -résistances:bismuth, antimoniure d'indium
Humidité	Résistivité Constante diélectrique	Chlorure de lithium, Alumine ; polymères Alumine ; polymères.
niveau	Constante diélectrique	Liquides isolants

1-5-DIFFERENT TYPES DE JAUGES :

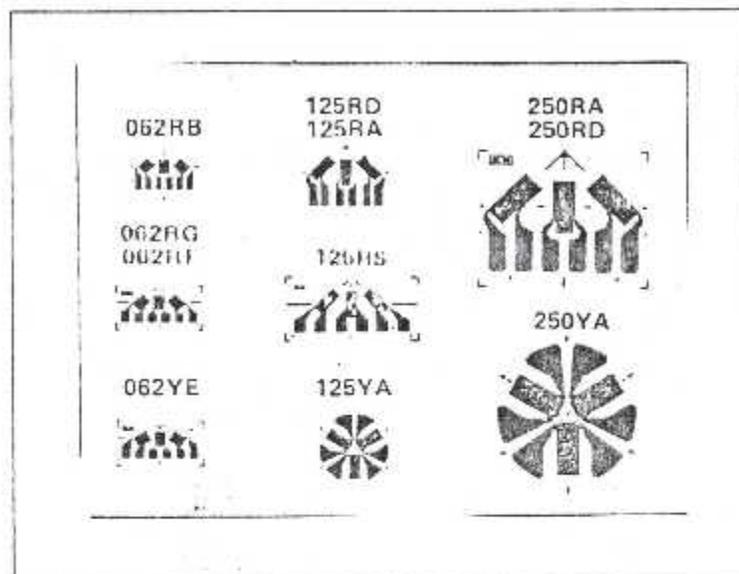
1-5-1-JAUGE SIMPLE:



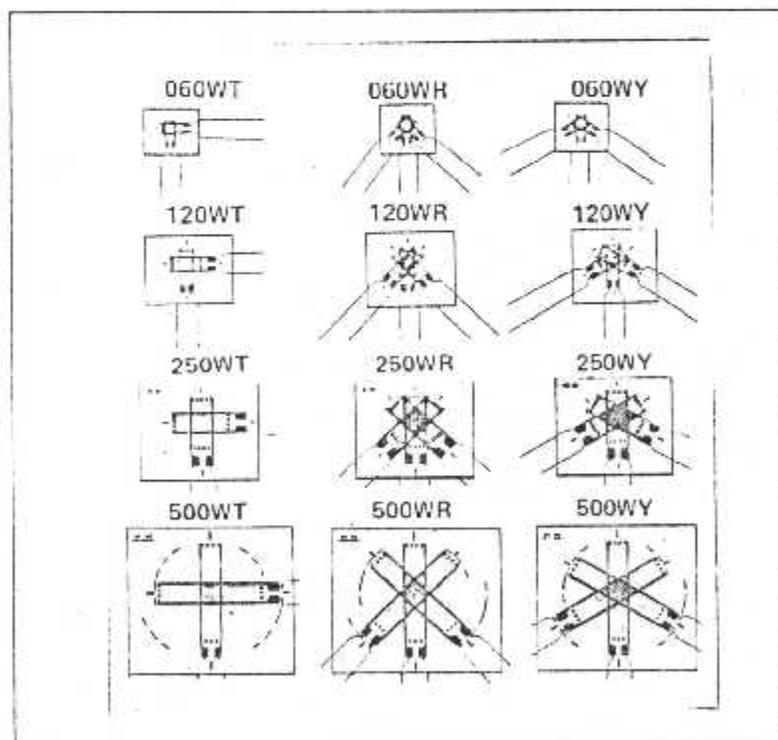
1-5-2-Rosettes de 2 jauges :



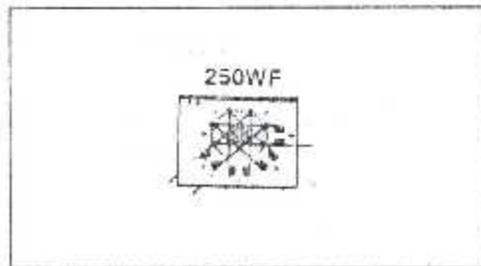
1-5-3-Rosset de 3 jauges :



1-5-4-Rosset supposées(2ou3jauge) :



1-5-5-Rosettes de 4 jauges :

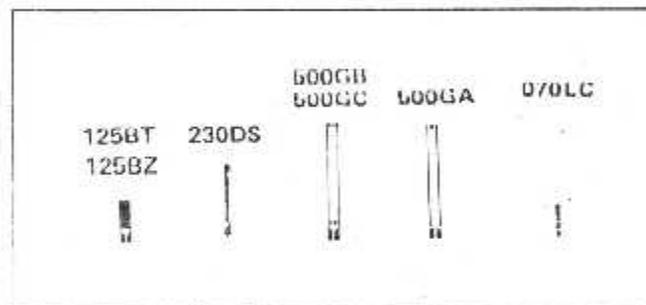


1-5-6-Jauges à sorties longues :

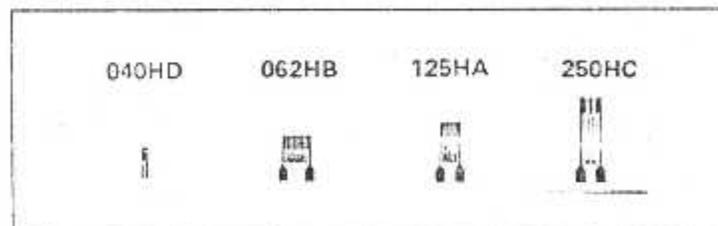
125AV



1-5-7-jauge très étroites :



Jauge sans support :



# chapitre 2

les interfaces et

les convertisseurs A-N

[3]

# chapitre2 Les Interfaces et Les

## Convertisseurs A-N

	Page
2-1-LES INTERFACES-----	11
2-1-1-introduction-----	11
2-1-2-les types d'interfaces-----	12
2-1-2-1-interfaces parallèle-----	12
2-1-2-1-1-largeur du canal données-----	12
2-1-2-1-2-mode d'asservissement-----	12
2-1-2-2-intefaces séries-----	13
2-1-2-3-interfâces analogiques-----	14
2-2-LES CONVERTISEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE-----	15
2-2-1-Définition et principe de la conversion Analogique Numérique-----	15
2-2-2-Les différents types de conversion Analogique/Numérique-----	16
2-2-2-1Convertisseur Tension Fréquence-----	16
2-2-2-2 Convertisseur tension – rapport cyclique-----	18
2-2-2-3 Convertisseur à Rampe Numérique-----	19
2-2-2-4 Convertisseur Analogique Numérique à Double rampe-----	20
2-2-2-5 Convertisseur A/N Eclair-----	22
2-2-2-6 Convertisseur A/N à Approximations Successives-----	23
2-2-3-Applications des convertisseurs A\N-----	26
2-2-4-Principale spécification et erreurs d'un convertisseur A \ N-----	26

**2-1-LES INTERFACES :****2-1-1-Introduction :**

Chaque microprocesseur vit sur un bus d'un type donné. en générale, ce bus transporte une série de signaux que le constructeur estime optimale pour ce processeur particulier. les bus ne peuvent pas avoir une grande longueur car la propagation des signaux le long de fils demande du temps. si la distance est grande, le retard augmente jusqu'à une valeur a laquelle la synchronisation des signaux sur le bus ne peut plus être assurée.

Pour résoudre les problèmes de distance et d'incompatibilité de signaux et de synchronisation entre périphériques et microprocesseur, nous intercalons entre ceux-ci des circuits spécialise, ces circuits spéciaux sont appelés des interfaces.

Dans un dictionnaire une interface est définie comme un endroit ou des systèmes indépendants se rencontre et réagissent l'un sur l'autre ou communique entre eux

L'interface a généralement la forme d'une carte de circuit enfichée dans le bus du processeur. le connecteur enfiché dans le bus permet à l'interface d'avoir accès aux signaux du microprocesseur a l'autre extrémité de la carte il y a un autre connecteur un câble relie ce connecteur au périphérique. Les circuit de l'interfaces effectuent quatre taches:

1-ils transforment les signaux du processeur en signaux compatibles avec le périphérique

2-ils transposent la synchronisation à grande vitesse du processeur a une cadence compatible avec le périphérique

3--ils transforment le niveau de signal de façon à permettre la transmission sur un câble long, si nécessaire.

4- ils transposent l'information du processeur en un format compatible avec le périphérique et vice-versa.

### **2-1-2-Type d'interface :**

Il n'existe que trois types principaux d'interface: parallèle, série et analogique. toutefois, au sein de chaque type, il existe un grand nombre d'espèces différent.

#### **2-1-2-1-Les interfaces parallèles :**

Sont très semblables aux bus des microprocesseurs. les données sont transmises sur un jeu de conducteurs, appelés lignes de données tout comme sur le bus données du processeur. Les variantes des interfaces parallèles différentes par le nombre de lignes de données utilisées et par le nombre de signaux employés pour la validation des communications. La validation est la méthode utilisée pour régler la cadence à laquelle l'information est transférée d'un équipement à un autre.

Les interfaces parallèles peuvent être classées selon deux critères :

A-largeur du canal de données : c'est le nombre de bit transmis en parallèle par interface. Cette largeur varie de(8)à(16)ou même à(32) bits.

B-mode d'asservissement : c'est la façon dont les fils sont employés pour transférer Les bits entre le PC et Les périphériques. Il existe quatre types d'asservissements:

B-1)-asservissement à zéro :

Ce mode s'applique aux périphériques simples tels que Les voyants ou Les relais. Les interfaces à zéro fils d'asservissement sont unidirectionnelles, et ne donnent aucune information de temps.

B-2)-asservissement à un fil :

Les périphériques Les plus complexes exigent en général une interface d'asservissement à un fil pour indiquer quand l'information, sur Les lignes de données, est valable, une telle interface est construite à partir de celle à zéro fil à laquelle on ajoute trois (03) bascules D et un inverseur pour produire le signal de commande, en plus du registre et de la porte NAND.

**B-3)-asservissement à deux fils :**

Les interfaces à un fil posent un problème, du fait qu'il n'existe aucun moyen de déterminer si le dispositif récepteur est prêt ou non pour un transfert de données, ce problème est résolu en ajoutant un fil d'asservissement, ce qui donne des interfaces à deux fils d'asservissement.

Le circuit d'une telle interface place les données et émet un strobe de même, le périphérique dispose d'une ligne d'acquiescement qu'il commande. Ces lignes d'acquiescement sont utilisées pour informer l'interface que les périphériques ont pris l'information, et sont prêts pour un autre transfert de données.

**B-4)-asservissement à trois fils :**

Bien que les interfaces parallèles à deux fils soient suffisantes pour assurer une liaison entre un ordinateur et un périphérique. Le troisième fil est utilisé pour permettre à plusieurs périphériques d'employer la

**2-1-2-2-L'interface série :**

les interfaces série n'utilisent qu'une seule ligne pour transmettre l'information celle-ci est émise un bit à la fois et elle fournit une solution moins coûteuse, mais diminue la fréquence il existe trois modes fondamentaux de transmission série : simplex, semi-duplex et duplex

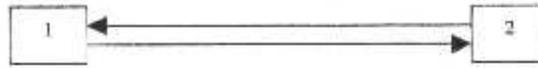
**--Simplex (unidirectionnel)**

Le dispositif 1 émet toujours, le dispositif 2 reçoit toujours.

**--Semi-duplex (bidirectionnel)**

Lorsque le dispositif 1 émet, le dispositif 2 reçoit, et vice versa.

--Duplex (bidirectionnel)



Les deux dispositifs émettent et reçoivent simultanément.

### **2-1-2-3-Interfaces analogiques :**

Ce type d'interface fait appel à un convertisseur numérique analogique qui traduit Les signaux numériques en un signal analogique, en général l'interface se présente comme une ou deux portes d'entrée ou de sortie parallèle.

**2-2-LES CONVERTISEUR ANALOGIQUE-NUMERIQUE :****2-2-1-Définition et principe de la conversion Analogique Numérique :**

Effectuer une conversion analogique numérique, c'est rechercher une expression numérique dans un code déterminé. Une remarque s'impose toute fois dans le cas où l'information se présente soit sous forme discrète (série d'impulsion), soit sous la forme d'une durée. Dans ces deux cas en effet, le compteur électronique est l'organe qui assure la numérotation ce qui conduit à des solutions techniques purement logiques

- ◆ Si l'information se présente comme une suite d'impulsion à comptabiliser, un compteur électronique accumule ces impulsions et le contenu est exprimé en binaire, BCD etc...suivant la constitution du compteur lui-même,
- ◆ Si l'information se traduit par une fréquence ou une durée, un deuxième cas se présente, la notion de temps intervient et le compteur accumule toujours des impulsions mais il le fait cette fois-ci pendant un temps calibre, délivre par une horloge maître.
- ◆ Si maintenant l'information source est une tension analogique  $V_A$ , la conversion se fait grâce à un dispositif qui transforme cette tension présente à son entrée, en un signal numérique  $N$  à sa sortie, en le comparant à une tension de référence  $V_{ref}$   
Dans le cas d'un convertisseur analogique numérique sans erreur, le signal de sortie  $N$  a pour expression :

$$N = \frac{V_A}{V_{ref}}$$

$V_A$  : signal analogique

$N$  : signal numérique

$V_{ref}$ : tension de référence

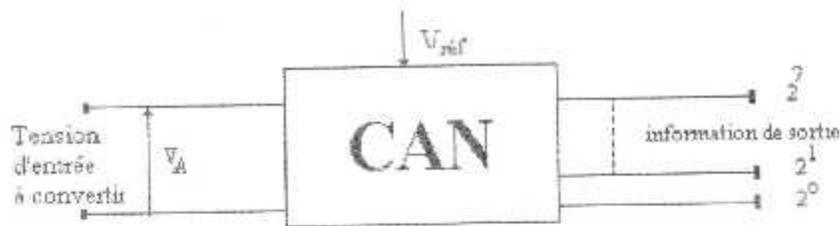


FIGURE 2-1 Conversion Analogique-Numérique sur 8 bits

Principe :

A titre d'exemple, la figure précède montre le schéma d'une conversion sur huit (08)bits.

L'information numérique de sortie, supposée dans un registre binaire de huit (08) bits, peut être considérée comme une juxtaposition de huit (08) cases contenant 0 ou 1. la tension à convertir peut s'exprimer comme suit :

$$V_a = V_{ref} \frac{B_1}{2} + \frac{B_2}{4} + \frac{B_3}{8} + \dots + \frac{B_n}{2^n}$$

La longueur du mot binaire obtenu après conversion est limitée à n bits.

L'erreur de quantification (erreur de conversion) est représentée par Les termes  $b_{n+1}, b_{n+2}, b_{n+3}, \dots$

**2-2-2-1.les différents types de conversion Analogique/Numérique :**

**2-2-2-1-Convertisseur Tension -Fréquence :**

La tension analogique  $V_a$  est intégrée, ce qui donne à la sortie de l'intégrateur des tensions en dents de scie  $V_s(t)$  de pente constante proportionnelle à l'amplitude de  $V_a$  cette tension  $V_s(t)$  est comparée par le comparateur B à un niveau de référence E. dès que l'égalité  $V_s(t)=E$  est détectée, il y a simultanément émission d'une impulsion calibre et remise à zéro(RAZ)de l'intégrateur, ce qui traduit essentiellement par une décharge très rapide de la capacité, puis l'intégrateur reprend. un tel convertisseur est représenté par figure suivant :

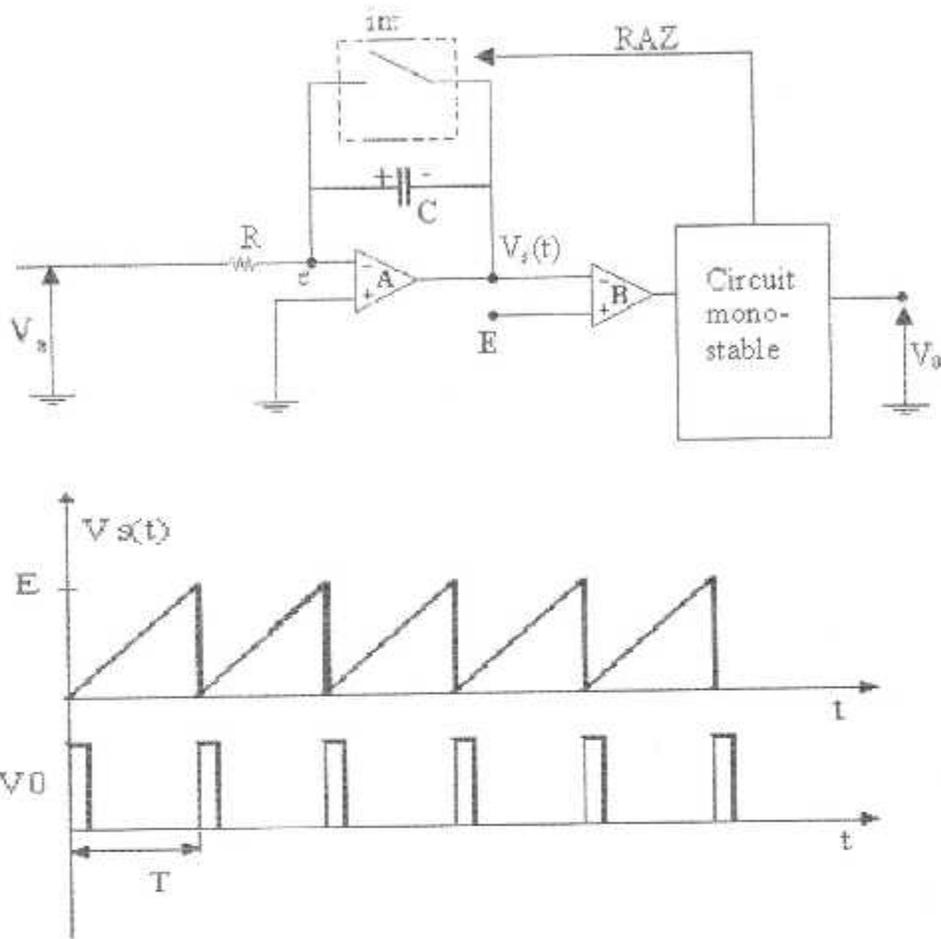


FIGURE 2-2 Convertisseur tension-frequence

$$e^{-} - V_s = \frac{1}{C} \int i dt$$

$$V_s = + \frac{1}{C} \int i dt$$

$$i = \frac{V_a}{R} = \frac{V_a}{R}$$

$$V_s = \frac{1}{C} \frac{V_a}{R} \int i dt$$

$$V_S = + \frac{1}{RC} V_a t$$

$$V_S = + \frac{V_a}{RC} t$$

$$V_S (t=T) = + \frac{V_a}{RC} T = E$$

$$T = \frac{+E}{V_a} RC$$

$$f = \frac{V_a}{(+E)RC}$$

**2-2-2-2 Convertisseur tension – rapport cyclique :**

Un deuxième type de conversion est représentée à la figure 2-3 (tension – Rapport Cyclique )

Un intégrateur délivre une tension en dent de scie  $V_S (t)$  de pente et l'amplitude très stable.

La tension  $V_a$  est comparée à cette tension  $V_S (t)$  par le comparateur B dont la sortie est au niveau 1 logique tant que  $V_S (t) < V_a$ .

Ces générateurs d'impulsions peuvent être disposés immédiatement après un capteur analogique de manière à transmettre l'information sur une certaine distance.

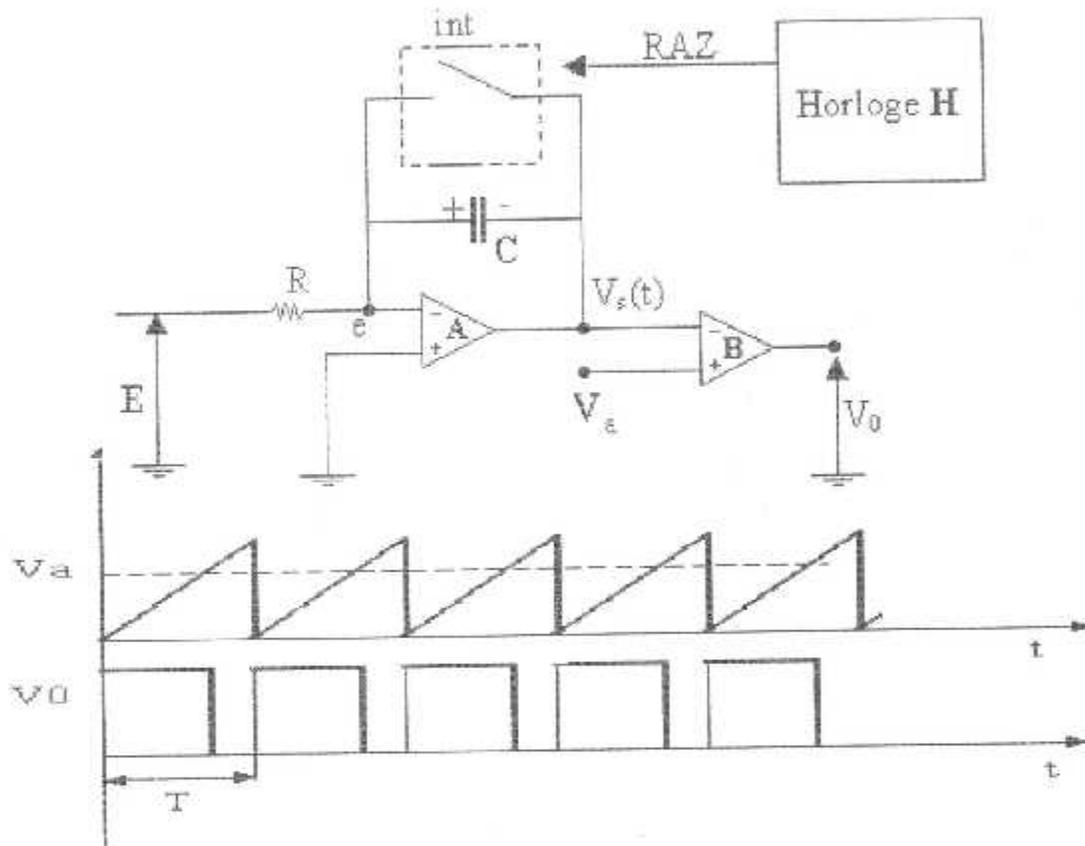


FIGURE 2-3 Convertisseur Tension - Rapport Cyclique

**2-2-2-3 Convertisseur à Rampe Numérique :**

Dans cette technique, la conversion de la tension analogique  $V_a$  se réalise en effectuant des comparaisons successives entre la tension  $V_a$  et des valeurs de référence engendrées du convertisseur.

L'idée consiste à comparer la tension  $V_a$  successivement aux  $2^n$  valeur de référence, et de s'arrêter lorsque l'égalité ou un dépassement est constaté. Les  $2^n$  valeur sont fournies par un convertisseur numérique /Analogique continu de  $n$  bits, dans lequel on fait varier l'information binaire d'entrée de  $[00000000]$  à  $[11111111]$ .

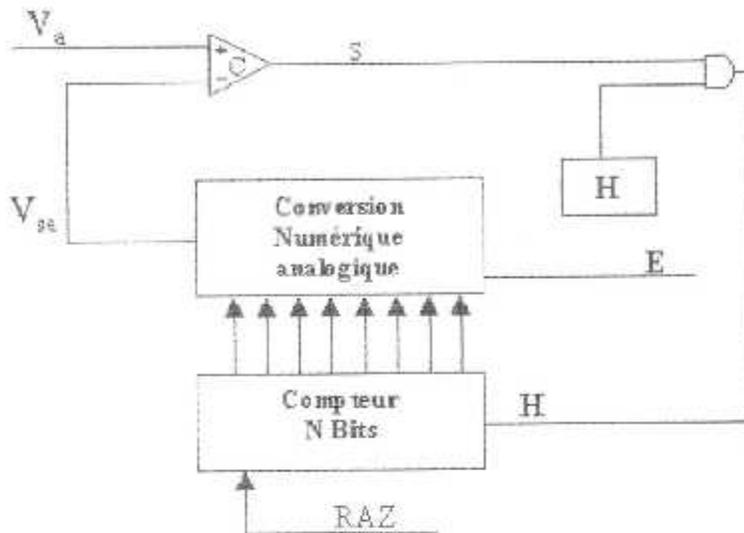


FIGURE 2-4 Convertisseur à Rampe Numérique

Le comparateur C compare la tension d'entrée  $V_a$  et la tension  $V_{sa}$ . La sortie S du comparateur est à l'état haut si  $V_a > V_{sa}$ , et passe à l'état bas dès que  $V_a < V_{sa}$ .

**2-2-2-4 Convertisseur Analogique Numérique à Double rampe :**

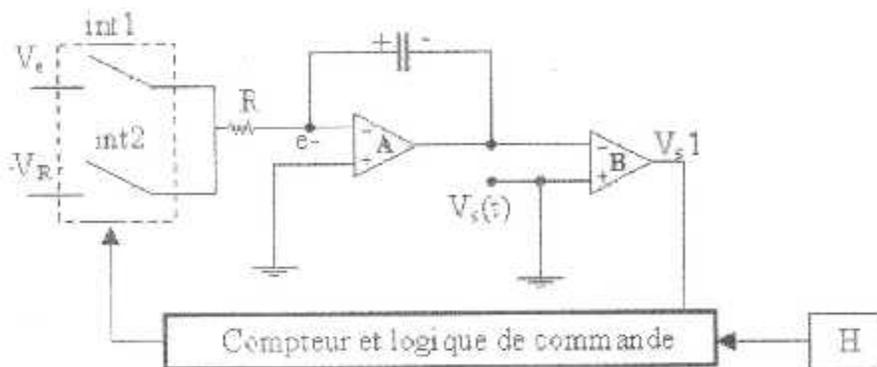


FIGURE 2-5 Convertisseur Analogique - Numérique à Double rampe

Le système représenté sur la figure 2-5 se compose de deux parties essentielles :

1-Un compteur, une logique de commande synchronisée par une horloge H, recevant l'ordre de début de conversion et fournissant un certain temps après l'information binaire N .

2-Un montage intégrateur, utilisant un amplificateur opérationnel A, qui possède une grande linéarité. Sa tension de sortie  $V_S$  est comparée à 0 . Si à l'instant  $t_0$ , on applique une tension d'amplitude  $V_e$  à l'entrée de l'intégrateur sa tension de sortie s'écrit

$$V_S(t) = \frac{-1}{RC} \int_{t_0}^t V_e dt + V_S(t)$$

Le comparateur B délivre sur sa sortie une tension  $V_S$  1 (1 logique ) qui autorise l'incréméntation du comparateur au rythme de l'horloge H de période  $\theta$  . Ce comparateur a bien entendu été remis à zéro à l'instant  $t_0$ . Lorsque le contenu de ce compteur n bits est maximum, soit donc au bout

$t_1 = [2^n - 1] \theta$ , la tension  $V_S(t_1)$  est égale à :

$$V_S(t_1) = \frac{-1}{RC} \int_0^{t_1} V_e dt + V_S(0) = \frac{-1}{RC} \int_0^{t_1} V_e dt = \frac{-1}{RC} V_{em} [2^n - 1] \theta$$

Quand le contenu du compteur arrive au maximum (11.....1), cet état est détecté par la logique de commande qui bloque l'interrupteur in1 et met l'interrupteur in2 en position conducteur transmettant ainsi une tension continue stabilisée d'amplitude  $V_R$  et de signe opposé à celui de  $V_e$ .

La capacité C va se décharge est arrêtée lorsque la tension  $V_S$  de l'intégrateur s'annule.

$$V_S(t_1) - V_S(t_2) = V_S(t_1) = \frac{-1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_r dt = \frac{V_r}{RC} (t_2 - t_1)$$

Le compteur est remis à zéro par l'impulsion d'horloge suivant l'instant  $t_1$ , ou son contenu est maximum, à l'instant  $t_2$ , le nombre N qu'il présente est tel que  $t_2 - t_1 = N \cdot \theta$

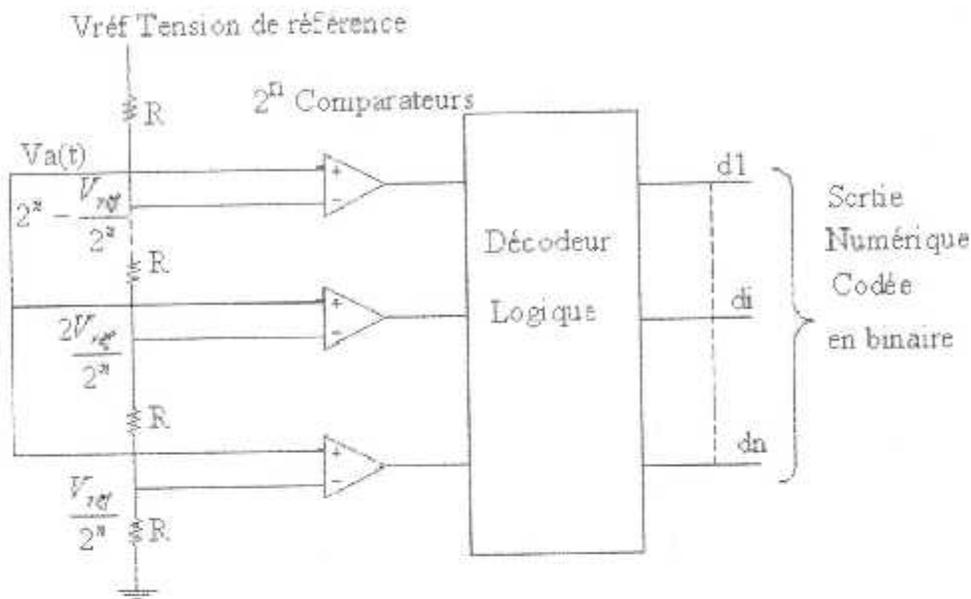
$$N \cdot \theta = \frac{V_{em}}{V_r} [2^n - 1] \theta \quad \text{soit} \quad N = \frac{V_{em}}{V_r} [2^n - 1]$$

N : information numérique qui représente la quantité  $V_{em}$ .

Compte tenu de sa précision et de sa bonne réjection des signaux parasites, en particulier ceux en provenance du secteur, le convertisseur Analogique /Numérique à double rampe est très utilisé dans les Voltmètres numériques.

**2-2-2-5 Convertisseur A/N Eclair**

La conversion Analogique /Numérique éclair est la méthode la plus rapide pour convertir des signaux analogiques a une forme numérique. Un tel convertisseur est représenté par la figure :



**FIGURE 2-6 Convertisseur A/N Eclair**

La tension analogique d'entrée  $V_a(t)$  est appliquée aux entrées positives de tous les comparateurs. L'entrée négative de chaque comparateur est reliée à un diviseur de tension lui-même connecté à une tension de référence  $V_{ref}$ .

La tension  $V_a$  à convertir est comparée au même instant à  $2^n - 1$  tensions étalons du type

$$\frac{K}{2^n} V_{ref} \quad (K = 1, 2, 3, \dots, 2^n - 1).$$

Un réseau de résistances permet d'élaborer des tensions à partir de  $V_{ref}$ . L'état  $2^n - 1$  variables binaires de sortie des comparateurs est finalement traduit en un mot binaire de  $n$  bits.

Si par exemple, le convertisseur éclair utilise quatre comparateur, l'entrée négative du comparateur supérieur serait reliée à la tension de référence  $V_{ref}$  ; celle du suivant à  $0.75V_{ref}$ , celle du troisième à  $0.5V_{ref}$  et enfin la dernière entrée à  $0.25V_{ref}$

A l'application du signal d'entrée  $V_a$ , les sorties de tous les comparateurs dont les entrées négatives sont à un potentiel plus que celui du signal d'entrée, passent au niveau haut, tandis que celles de tous les autres comparateurs sont basses.

Un codeur à priorité détermine la dernière entrée à niveau bas et fournit une représentation numérique de sa position.

Avantage : Très grande rapidité  
Temps de conversion de l'ordre de 10ns

inconvénient : Grande complexité (si  $n=7$  bits, précision de 1%, mais il faut 127 comparateurs et un réseau de 128 résistances)

Ce type de convertisseur est réservé au cas où  $n$  est faible ( $n=4$  à 5 bits) et où la caractéristique recherchée est la rapidité. La précision de ce convertisseur est fixée par les comparateurs.

**2-2-2-6 Convertisseur A/N à Approximations Successives :**

Son principe est de comparer une tension  $V_a$ , d'abord avec la tension analogique correspondante au MSB puis au bit de poids inférieur, et ainsi de suite jusqu'au LSB.

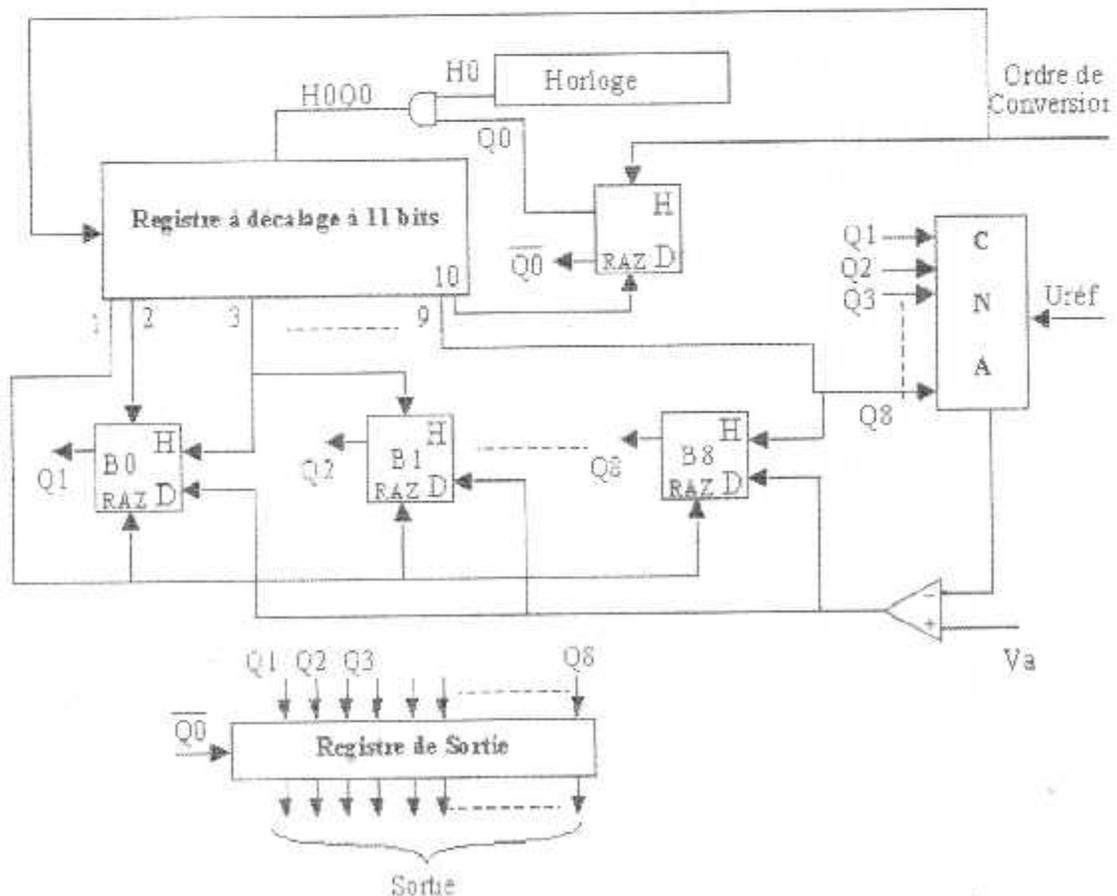


FIGURE 2-7 Schéma de principe d'un Convertisseur A/N à Approximations Successives

Principe de fonctionnement :

La conversion se fait par comparaison de la tension  $V_A$  avec Les tensions correspondantes à chaque bit. Lorsqu'on désire effectuer une conversion, on adresse au convertisseur un signal de départ, celui-ci est appliqué à la bascule  $B_0$ , qui passe à l'état 1, autorisant le début de la conversion, Les impulsions fournies par l'horloge, sont alors transmises au registre à décalage qui commande l'état des bascules  $B_1$  à  $B_8$ .

Le signal de départ initialise le registre : A cet instant la sortie du registre est à l'état 1, toute Les autres étant à l'état zéro, chaque fois que le registre recevra une impulsion d'horloge, l'information contenue dans le registre se déclarera d'une case vers la droite, ainsi Les différentes sorties se trouvent à l'état 1, Les autres restants a l'état zéro, il n'y a donc qu'une seule bascule attaquée à chaque impulsion d'horloge. Au même moment, le signal complément  $Q_0$  fourni par la bascule  $B_0$  est appliqué au registre de sortie.

l'information est disponible lorsque passe à 1.

Le déroulement du cycle de conversion est comme suit :

--Lorsque la première impulsion d'horloge est transmise au registre de décalage, la sortie passe à l'état 1 et remet à zéro Les bascules  $B_1$  à  $B_8$ , le signal d'entrée du CNA vaut 00000000.

--La deuxième impulsion d'horloge met à l'état 1 la sortie a 2

$$B_1 \longrightarrow Q_1=1$$

Le signal d'entrée du CNA vaut 10000000 : il donne la tension :  $\frac{U_{réf}}{2}$  au comparateur.

Si  $V_A \geq \frac{U_{réf}}{2}$  alors la sortie du comparateur passe a l'état 1.

Si  $V_A \leq \frac{U_{réf}}{2}$  alors la sortie du comparateur passe a l'état 0.

A la sortie du comparateur apparaît la valeur du bit  $b_1$ . Ce signal est applique sur l'entrée D des huit (8) bascules, mais ne peut Les faire changer d'état puisque aucun signal n'est appliqué sur l'entrée d'horloge de la bascule  $B_1$ . Cette bascule recopie l'information disponible sur Son entrée D ; c'est à dire l'état de la sortie du comparateur.

Le signal logique appliqué au CNA :

b1 100 0000

--La tension qu'il délivre vaut :  $b_1 \frac{U_{réf}}{2} + \frac{U_{réf}}{4}$

Les résultats de la comparaison correspondent au coefficient b2

A la quatrième impulsion d'horloge  $b_1 b_2 10 0000$

--La tension qu'il délivre vaut :  $b_1 \frac{U_{réf}}{2} + b_2 \frac{U_{réf}}{4} + \frac{U_{réf}}{8}$

A la cinquième impulsion d'horloge  $b_1 b_2 b_3 1 0000$

--La tension qu'il délivre vaut :  $b_1 \frac{U_{réf}}{2} + b_2 \frac{U_{réf}}{4} + b_3 \frac{U_{réf}}{8} + \frac{U_{réf}}{16}$

A la sixième impulsion d'horloge  $b_1 b_2 b_3 b_4 1 000$

--La tension qu'il délivre vaut :  $b_1 \frac{U_{réf}}{2} + b_2 \frac{U_{réf}}{4} + b_3 \frac{U_{réf}}{8} + b_4 \frac{U_{réf}}{16} + \frac{U_{réf}}{32}$

A la septième impulsion d'horloge  $b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 100$

--La tension qu'il délivre vaut :

$b_1 \frac{U_{réf}}{2} + b_2 \frac{U_{réf}}{4} + b_3 \frac{U_{réf}}{8} + b_4 \frac{U_{réf}}{16} + b_5 \frac{U_{réf}}{32} + \frac{U_{réf}}{64}$

A la huitième impulsion d'horloge  $b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 10$

--La tension qu'il délivre vaut :

$b_1 \frac{U_{réf}}{2} + b_2 \frac{U_{réf}}{4} + b_3 \frac{U_{réf}}{8} + b_4 \frac{U_{réf}}{16} - b_5 \frac{U_{réf}}{32} + b_6 \frac{U_{réf}}{64} + \frac{U_{réf}}{128}$

A la neuvième impulsion d'horloge  $b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7 1$

--La tension qu'il délivre vaut :

$b_1 \frac{U_{réf}}{2} + b_2 \frac{U_{réf}}{4} + b_3 \frac{U_{réf}}{8} + b_4 \frac{U_{réf}}{16} + b_5 \frac{U_{réf}}{32} + b_6 \frac{U_{réf}}{64} + b_7 \frac{U_{réf}}{128} + \frac{U_{réf}}{256}$

A la dixième impulsion d'horloge  $b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7 1$

--la tension qu'il délivre est :

$b_1 \frac{U_{réf}}{2} - b_2 \frac{U_{réf}}{4} + b_3 \frac{U_{réf}}{8} + b_4 \frac{U_{réf}}{16} + b_5 \frac{U_{réf}}{32} + b_6 \frac{U_{réf}}{64} + b_7 \frac{U_{réf}}{128} + b_8 \frac{U_{réf}}{256}$

Il est à noter que ce type de convertisseur présente certaines particularités intéressantes, à savoir

- Rapidité
- Précision

Par le compromis Rapidité Précision qu'il autorise, le CAN à approximations successives est largement employé.

### **2-2-3-Applications des convertisseurs A\N :**

Un convertisseur A\N est utilisé à chaque fois que l'information disponible sous forme analogique doit subir une des trois importantes opérations suivantes :

- Traitement numérique (calcul, comparaison, etc.... )
- Transmission numérique.
- Visualisation numérique.

le convertisseur Analogique \ Numérique associé à un multiplexeur analogique est l'organe d'adaptation entre un ensemble de sources analogiques, et un organe de traitement numérique (ou une ligne de transmission digitale). Il est l'organe de numérotation binaire, et doit souvent être suivi d'un circuit de transcodage.

On constate que l'affichage numérique d'une information analogique est réalisé par une chaîne entièrement électronique. Ainsi dans le domaine de l'instrumentation, l'affichage numérique (décimal) a remplacé en quasi-totalité l'affichage utilisé auparavant au moyen d'un cadran et d'une aiguille.

Le convertisseur Analogique \ Numérique est utilisé dans Les voltmètres numériques, générateurs de fonctions, sources continues programmables, ou multimesureur digital, généralement du type à intégration suivi d'un décodage.

### **2-2-4-Principale spécification et erreurs d'un convertisseur A \ N :**

- Echelle : étendue de la grandeur analogique d'entrée
- Résolution:amplitude de la petite variation de la tension a la sortie, que le convertisseur peut coder et indiquer, soit  $r = \frac{1}{2^n}$ , ou (n) est le nombre de bit
- Temps de conversion : c'est le temps nécessaire pour obtenir en sortie un signal numérique coresspondant au signal d'entrée analogique avec la précision désée

- Erreur de décalage : c'est l'écart existant entre la valeur de la tension appliquée a l'entrée, et la valeur théorique de la tension que fournirait le même mot binaire en sortie
- l'erreur de gain elle indique que le plus grand mot binaire ne correspond pas au maximum de la grandeur de l'entrée.
- Erreur de la linéarité c'est l'écart entre Les valeurs théoriques de la grandeur d'entrée provoquant certains changement de mot binaire de sortie et Les valeurs réelles de la grandeur d'entrée qui provoquent les même changements.
- Erreur de quantification elle est systématique de la conversion analogique numérique.

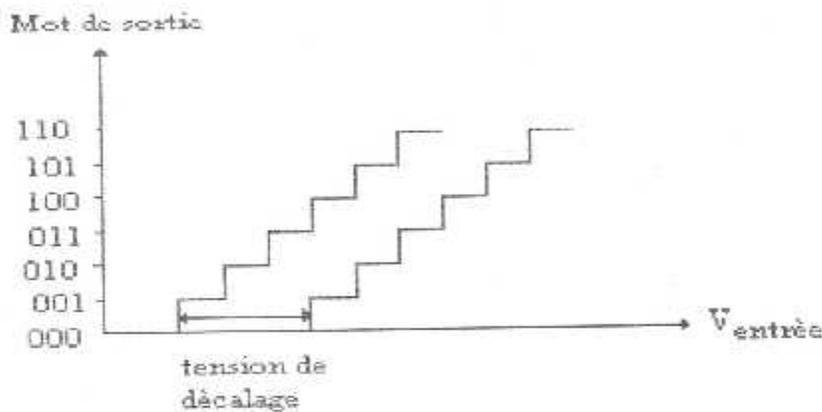


FIGURE 2-8 ERREUR DE DECALAGE

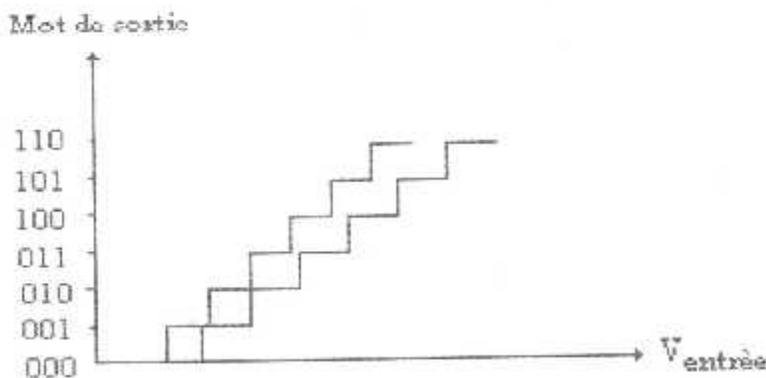


FIGURE 2-9 ERREUR DE GAIN

# chapitre 3

conditionneur du capteur passif

et amplification du signal

[1] [2]

# chapitre3 conditionneur du capteur

## passif et amplification du signal

	page
3 Montage potentiométrique-----	29
3-1-Mesure de résistance-----	29
3-2-linéarisation de la mesure-----	29
3-3-Elimination de la composante permanente de la tension de mesure-----	30
3-4-Les ponts-----	31
3-5-Mesure de résistance-pont de WHEATSTONE-----	31
3-6-Tension de déséquilibre-----	32
4-Conditionneurs du signal-----	34
4-1-amplification du signal et réduction de la tension de mode commun-----	34
4-2-Amplificateur différentiel et taux de réjection du mode commun-----	34
4-3-Condition d'utilisation de l'amplificateur différentiel-----	36

**3 Montage potentiométrique :**

**3-1-Mesure de résistance :**

Le capteur de résistance  $R_c$  en série avec une résistance  $R_l$  est alimenté par une source de résistance interne  $R_s$  et de F.e.m.  $e_s$ , continue ou alternative. La tension  $V_m$  est mesurée aux bornes du capteur par un appareil de résistance d'entrée  $R_d$ . On établit immédiatement :

$$V_m = e_s \frac{R_c R_d}{R_c (R_s + R_l) + R_d (R_s + R_l + R_c)}$$

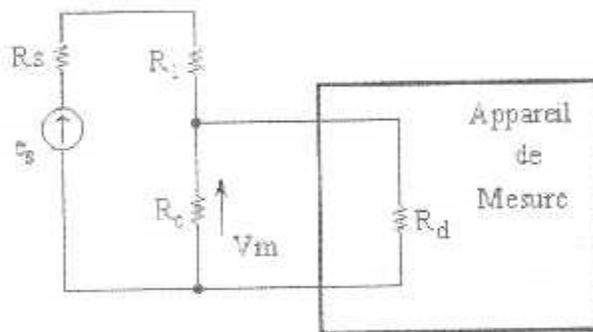


FIGURE 3-1 Mesure de la tension aux bornes d'un capteur résistif dans un montage potentiométrique.

La tension aux bornes du capteur est indépendante de l'appareil de mesure utilisé à condition que  $R_d \gg R_c$ , dans ce cas :

$$V_m = e_s \frac{R_c}{R_c + R_l + R_s}$$

**3-2-linéarisation de la mesure :**

On remplace la résistance fixée  $R_l$  par un second capteur identique au premier mais dont les variations sont de signe contraire.

$$R_l = R_{c0} - \Delta R_c$$

Cette association de deux capteurs fonctionnant en opposition est dite push-pull. C'est le cas par exemple pour deux jauges d'extensomètre identiques subissant des déformations égales et de signe contraire.

$$V_{m0} + \Delta V_m = e_s \frac{R_{c0} - \Delta R_c}{R_{c0} + \Delta R_c + R_s + R_{c0} - \Delta R_c}$$

Soit  $\Delta V_m = e_s \cdot \frac{\Delta R_c}{2R_{c0} + R_s}$

**3-3-Elimination de la composante permanente de la tension de mesure**

L'un des inconvénients de la méthode potentiomètre décrit est que la variation de tension  $\Delta V_m$  qui porte l'information est supposée à une tension  $V_{m0}$  qui un est en général de beaucoup supérieure. Ceci risque de rendre la mesure particulièrement imprécise dans le phénomène statique pour lesquels  $\Delta R_c$  est constant ou totalement variable.

Si par exemple  $V_{m0} = 5 \text{ V}$  et  $\Delta V_m = 5 \text{ mV}$  il est évidemment très difficile de faire une lecture précise de  $\Delta V_m$  sur le calibre 6V d'un voltmètre.

Le double potentiomètre permet de l'élimination de la composante permanente.

On place en parallèle sur  $R_1$  et  $R_c$  un second potentiomètre dont éléments  $R_3$  et  $R_4$  sont supposés ici fixés.

Ces éléments sont choisis pour que le potentiel en B soit égal à  $V_{m0}$  le potentiel en A étant  $V_{m0} - \Delta V_m$  la tension mesurée entre A et B égale à  $\Delta V_m$ . La condition pour que le potentiel en B soit égal à  $V_{m0}$  est :

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_{c0}}{R_1 + R_{c0}}$$

Soit :  $R_1 \cdot R_4 = R_3 \cdot R_{c0}$

C'est la condition d'équilibre du pont de Wheatstone constitué par le double potentiomètre.

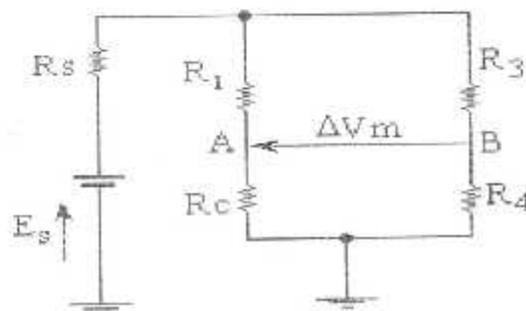


FIGURE 3-2 Double potentiomètre équivalent à un pont

**3-4-Les ponts :**

On a vu au paragraphe précédent que le montage en pont était tout naturellement délivré du montage potentiométrique lorsque l'on cherche à éliminer la composante permanente de la tension de mesure et qu'il ne constitue en fait qu'un potentiomètre double avec mesure différentielle de tension. L'intérêt des ponts résulte précisément de la nature différentielle de la mesure qui rend moins sensible aux bruits et dérivés de la source.

**3-5-Mesure de résistance-pont de WHEATSTONE :**

La structure générale du pont de Wheatstone est indiquées sur la figure 3-3 es et  $R_s$  Caractérisent la source,  $R_d$  est la résistance du dispositif de détection de L'équilibre du pont ou de mesure de son déséquilibr. Les équations de Kirchoff permettant de calculer le courant  $i_d$  :

$$R_2 R_3 - R_1 R_4$$

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_s (R_1 + R_3) (R_2 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_s R_d (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}$$

Le pont est dit équilibré lorsque  $V_A = V_B$  ;  $i_d$  est alors nul ce qui correspond à la condition classique :

$$R_1 R_4 - R_2 R_3$$

La condition d'équilibre ne dépend que des résistances du pont : elle est indépendante des résistances de la source et du détecteur de déséquilibre.

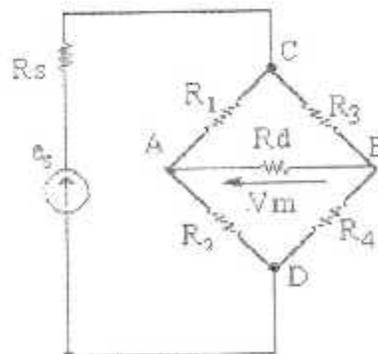


FIGURE 3-3 Pont de Wheatstone, structure générale.

**3-6-Tension de déséquilibre :**

Le pont est généralement alimenté par une source dont la résistance  $R_s$  est faible  $R_s \ll R_1, R_2, R_3, R_4, R_d$ , dans ces conditions en faisant  $R_s = 0$  dans l'expression de  $i_d$  celle - ci se simplifie :

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

Lorsque le dispositif de mesure est à grand impédance d'entrée : oscillographe voltmètre ou amplificateur, on a  $R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4$  dans ces conditions

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)} \text{ et } V_m = R_d \cdot i_d \text{ soit } V_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

Le pont de Whestone était en double potentiomètre, sa sensibilité est maximale comme pour ce dernier lorsqu'à l'équilibre :  $R_1 = R_2$  et  $R_3 = R_4$ . Pour des raisons de simplicité on choisit très souvent les résistances pour qu'à l'équilibre elles soient tout égales :  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$ .

S'il l'on considère le cas le plus générale ou les quatre résistances du pont peuvent varier simultanément autour de leur valeur d'équilibre.

$$\begin{aligned} R_1 &= R_0 + \Delta R_1 & R_2 &= R_0 + \Delta R_2 \\ R_3 &= R_0 + \Delta R_3 & R_4 &= R_0 + \Delta R_4 \end{aligned}$$

La tension de déséquilibre a pour expression :

$$V_m = e_s \frac{R_0 (\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{4 R_0 + 2 R_0 (\Delta R_2 + \Delta R_1 + \Delta R_3 + \Delta R_4) + (\Delta R_1 + \Delta R_2) (\Delta R_3 + \Delta R_4)}$$

La tension de déséquilibre n'est pas une fonction linéaire des variations des résistances du pont .

Si une seul des résistances est variable, par exemple  $R_2$  on a :

$$V_m = \frac{e_s \cdot \Delta R_2}{4 R_0 (1 + (\Delta R_2 / 2 R_0))}$$

dans le tableau suivant montre expression de tension par rapport à l'emplacement de jauge

avec :

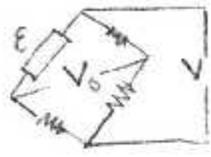
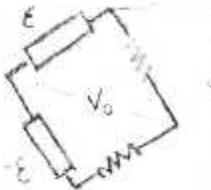
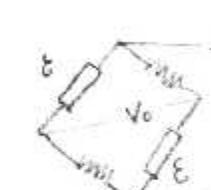
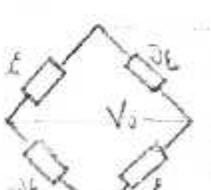
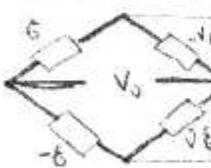
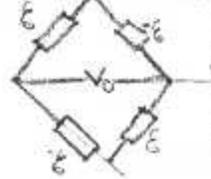
$V_0$  : tension de sortie du pont (mV)

$V$  : tension d'alimentation du pont (V)

$K$  : facteur de jauge

$\epsilon$  : la déformation ( $\mu m$ )

$\nu$  : coefficient de poisson

MONTAGE DES JAUGES	DESCRIPTION	Déformation en fonction de tension de sortie du pont de wheatston
	<p>Jauge unique ou élément de rosette unique dans un champ de déformations</p>	$\epsilon = \frac{4.V_0.10^3}{K.(V-2.V_0.10^3)}$
	<p>Deux jauges actives, l'une suivant une contrainte uni-axiale, l'autre perpendiculaire subissant l'effet de poisson.</p>	$\epsilon = \frac{4.V_0.10^3}{K.((1+\nu).V-2.(1-\nu).V_0.10^3)}$
	<p>Deux jauges actives soumises à des déformations égales et de signes contraires. Cas d'une poutre en flexion, par exemple.</p>	$\epsilon = \frac{2.V_0}{K.V} 10^3$
	<p>Deux jauges actives montées sur des bras opposés, par exemple, pour éliminer des effets de flexion; le gradient de température ne doit pas être trop important.</p>	$\epsilon = \frac{2V_0}{K.(V-V_0.10^3)} 10^3$
	<p>Quatre jauges actives dont deux opposées subissant l'effet de poisson par exemple, cas d'une colonne en compression.</p>	$\epsilon = \frac{2.V_0.10^3}{K.((1+\nu).V-2.(1-\nu).V_0.10^3)}$
	<p>Quatre jauges actives dont deux adjacentes subissant l'effet de poisson. Par exemple poutre en flexion.</p>	$\epsilon = \frac{2.V_0}{K.(1+\nu).V} 10^3$
	<p>Quatre jauges actives subissant des déformations égales deux à deux de signes opposés. par exemple torsion d'un arbre.</p>	$\epsilon = \frac{V_0}{K.V} 10^3$

**4-Conditionneurs du signal**

**4-1-amplification du signale et réduction de la tension de mode commun**

Dans un circuit ou la tension de mesure  $V_m$  est la tension différentielle entre deux conducteurs  $V_m = V_A - V_B$ , la tension de mode commune  $V_{mc}$  représente la valeur de tension commune à  $V_A$  et  $V_B$  et qui n'est support d'aucune information en posant  $V_{mc} = \frac{V_A + V_B}{2}$

On peut écrire

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

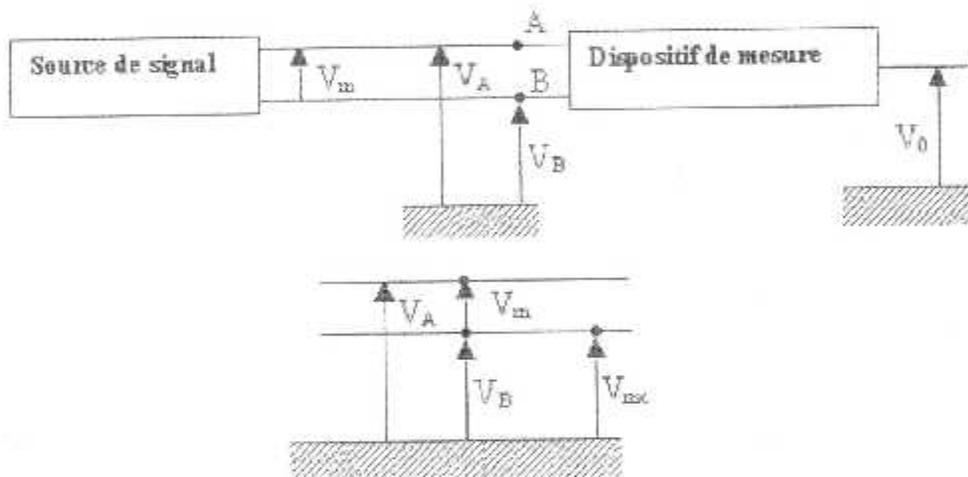


FIGURE 3-4 Définition générale des tensions différentielles et de mode commun

**4-2-Amplificateur différentiel et taux de réjection du mode commun:**

Lorsque le signal apparaît comme tension différentielle aux extrémités d'une liaison son traitement par amplificateur différentiel s'impose.

Un amplificateur différentiel peut être considéré comme constitué :

- de deux voies amplificatrices une voie inverseurs de gain  $-A1$  dont l'entrée est marqué(-) ;et une voie non inverseurs de gain  $+A1$  dont l'entrée est marqué(+). les valeurs  $A1$  et  $A2$  devront être ainsi qu'on l'établira aussi l'une de l'autre

- d'un sommateur additionnant les tension fournie par chacune des voies précédentes et dont la sortie est celle de l'amplificateur différentiel.

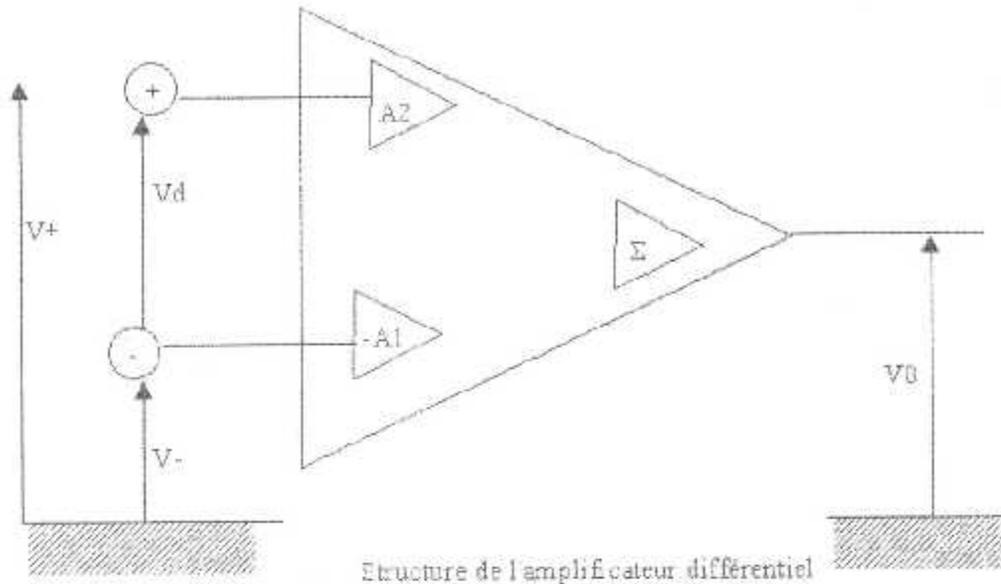


FIGURE 3-5 Structure de l'amplificateur différentiel

La tension de sortie  $V_0$  de l'amplificateur différentiel a pour expression en fonction de tensions  $V_+$  et  $V_-$  appliquées respectivement à ses entrées + et -.

$$V_0 = (A_2 \cdot V_+) + (-A_1 \cdot V_-)$$

Soit en fonction de :  $V_{mc} = (V_+ + V_-)/2$  et  $V_d = V_+ - V_-$

$$V_0 = (A_1 + A_2/2)V_d + (A_2 - A_1) V_{mc}$$

Le gain différentiel est :  $A_d = (A_1 + A_2)/2$

Le gain de mode commun est :  $A_{mc} = A_2 - A_1$

La tension de sortie de l'amplificateur différentiel dépend d'autant moins de la tension de mode commun que les gains des deux voies sont au signe près plus voisins.

La tension de sortie doit être écrite pour la forme :

$$V_0 = A_d \left[ V_d + \frac{A_{mc}}{A_d} \cdot V_{mc} \right]$$

Soit en posant  $\tau_r = \frac{A_{mc}}{A_d}$  — taux de réjection du mode commun.

$$V_0 = A_d \left[ V_d + \frac{1}{\tau_r} \cdot V_{mc} \right]$$

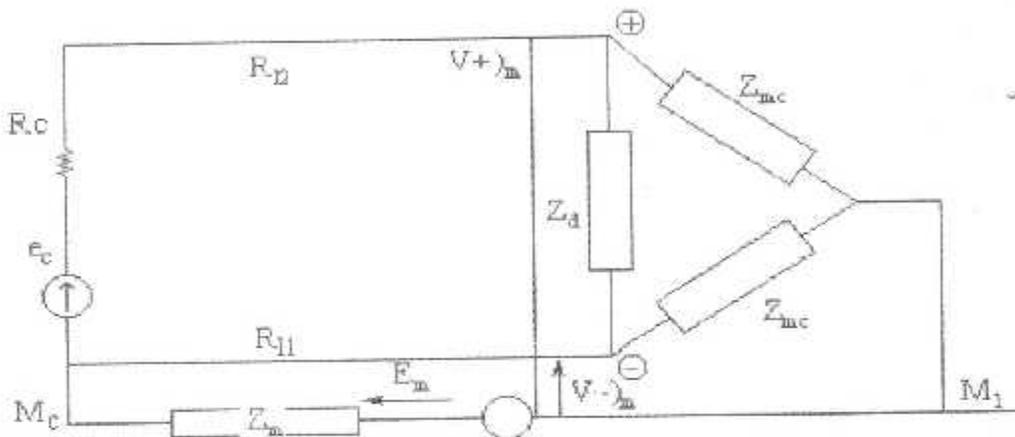
La réduction en sortie de l'influence de la tension de mode commun est d'autant mieux assurée que le taux de réjection  $\tau_r$  est plus important.

**4-3-Condition d'utilisation de l'amplificateur différentiel :**

Vu des deux bornes d'entrée, l'amplificateur différentiel présente les impédances suivantes :

- l'impédance de mode commun  $Z_{mc}$  entre chacun des bornes d'entrée et la masse d'amplificateur
- l'impédance différentielle  $Z_d$  entre les deux bornes d'entrée.

La f.c.m. de masse  $E_m$  provoque l'apparition de tensions  $V_{+/m}$  et  $V_{-/m}$  aux bornes d'entrée de l'amplificateur



**FIGURE 3-6 Circuit déterminant les tensions d'entrée De l'amplificateur résultant de la F.c.m**

Compte tenu des résistances  $R_{11}$  et  $R_{12}$  les deux fils de liaison de la source du signal au entrée de l'amplificateur un calcul simple montre que :

La liaison doit être équilibrée :  $R_{12} + R_c = R_{11}$  de façon que les tension  $V_{+/m}$  et  $V_{-/m}$  sont des tensions de mode commun et sont réduites en sortie par le taux de réjection de l'amplificateur.

Dans le cas contraire la différence  $V_{+/m} - V_{-/m}$  est amplifiée comme tension différentielle.

Les impédances d'entrée doivent être très grandes :

$$|Z_d|, |Z_{mc}| \gg R_c, R_{11}, R_{12}$$

Ceci, afin que l'on ait :  $V_{+/m} - V_{-/m} = E_m$  et  $V_d = e_c$

Les tensions d'entrée étant alors indépendantes des impédances des sources de liaison et de leurs variations éventuelles

# chapitre 4

etude et realisation la

carte d'interface

[3] [4] [5] [6]

# chapitre 4 Etude et Réalisation de la Carte d'interface

	page
4-1-Introduction-----	38
4-2-etude et réalisation de la carte-----	39

**Introduction :**

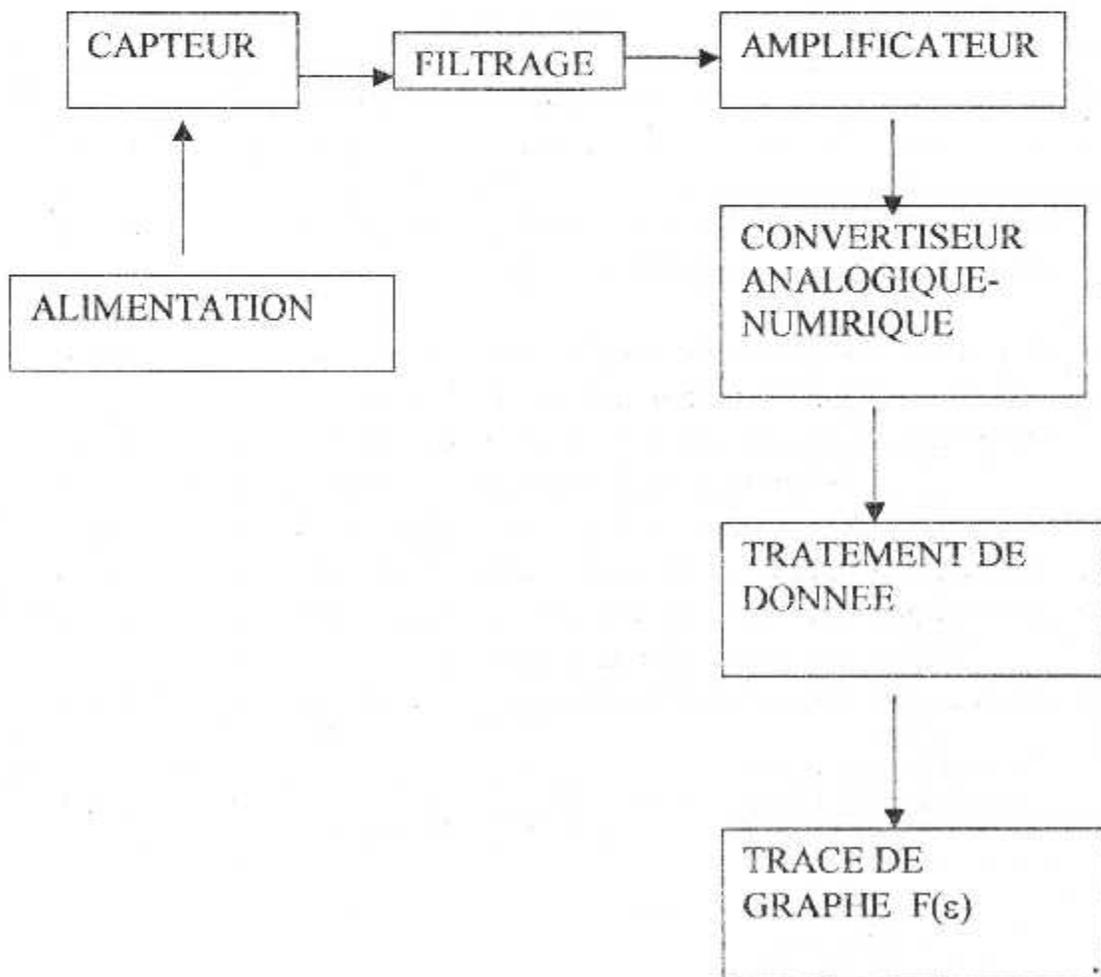
La chaîne de mesure est constituée de l'ensemble des dispositifs, y compris le capteur. Rendant possible dans les meilleures conditions la détermination précise de la valeur du mesurand.

A l'entrée de la chaîne, le capteur soumis à l'action du mesurand permet d'injecter dans la chaîne le signal électrique, support de l'information liée au mesurand.

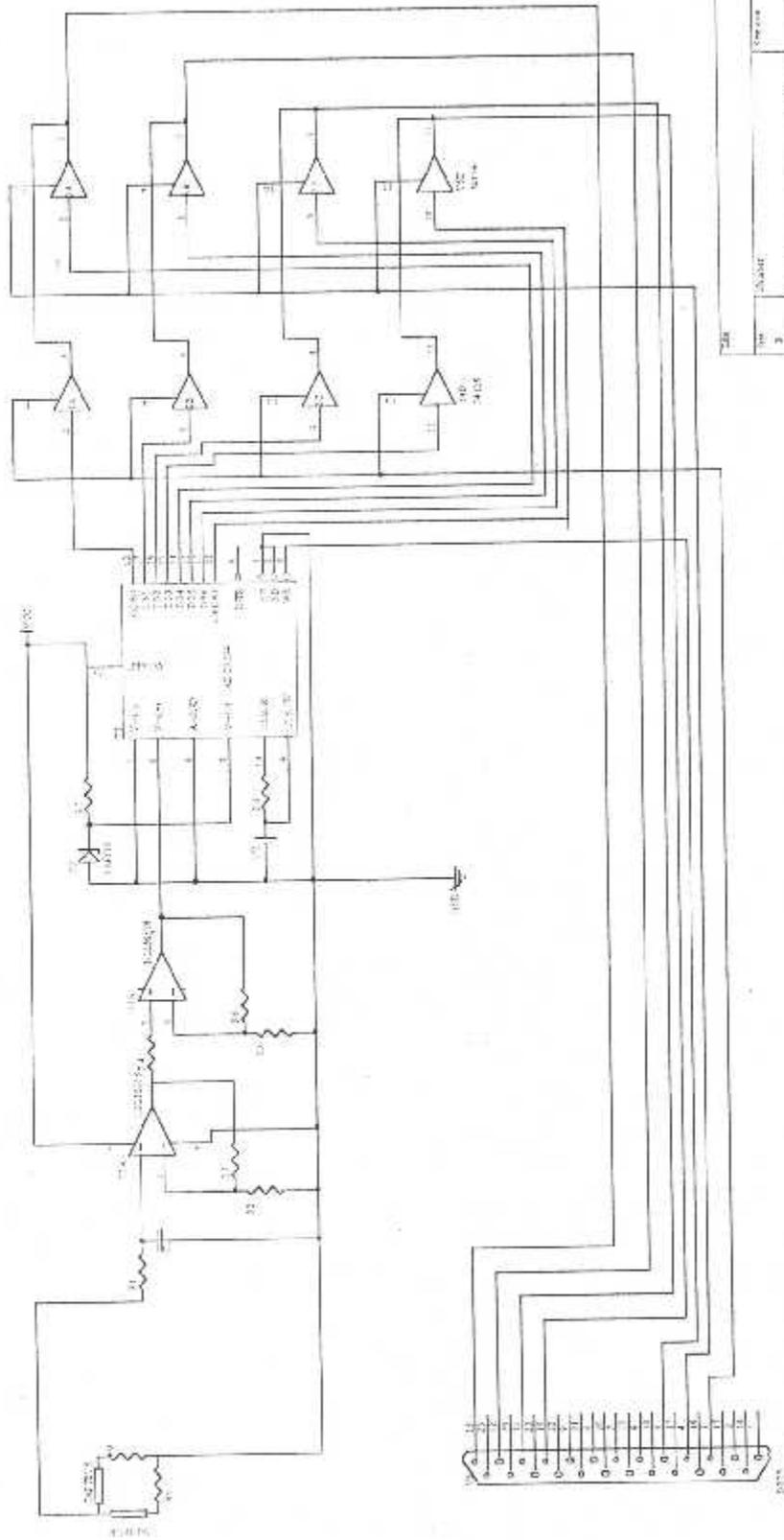
Les signaux électriques donnés par un capteur sont très faibles et ne pourraient pas agir sur des dispositifs de mesure. Il est nécessaire de les faire passer par un amplificateur dont le but est de fournir un signal analogique à celui du capteur, mais de puissance électrique bien plus grande.

Après avoir filtré et amplifié le signal, la deuxième étape est de le convertir en signal numérique à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique, et avec ces données numériques on peut tracer le graphe de déformation qui sera traité par un logiciel de programmation (Delphi) au niveau du PC.

Nous proposons les différents organes couplés suivant le schéma de figure :



# circuit électrique de l'interface

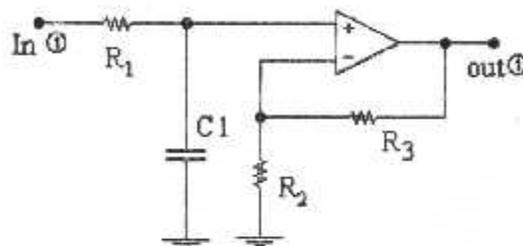


Titre		Circuit	
1	1	1	1
2	2	2	2
3	3	3	3
4	4	4	4
5	5	5	5
6	6	6	6
7	7	7	7
8	8	8	8
9	9	9	9
10	10	10	10
11	11	11	11
12	12	12	12
13	13	13	13
14	14	14	14
15	15	15	15
16	16	16	16
17	17	17	17
18	18	18	18
19	19	19	19
20	20	20	20
21	21	21	21
22	22	22	22
23	23	23	23
24	24	24	24
25	25	25	25
26	26	26	26
27	27	27	27
28	28	28	28
29	29	29	29
30	30	30	30
31	31	31	31
32	32	32	32
33	33	33	33
34	34	34	34
35	35	35	35
36	36	36	36
37	37	37	37
38	38	38	38
39	39	39	39
40	40	40	40
41	41	41	41
42	42	42	42
43	43	43	43
44	44	44	44
45	45	45	45
46	46	46	46
47	47	47	47
48	48	48	48
49	49	49	49
50	50	50	50
51	51	51	51
52	52	52	52
53	53	53	53
54	54	54	54
55	55	55	55
56	56	56	56
57	57	57	57
58	58	58	58
59	59	59	59
60	60	60	60
61	61	61	61
62	62	62	62
63	63	63	63
64	64	64	64
65	65	65	65
66	66	66	66
67	67	67	67
68	68	68	68
69	69	69	69
70	70	70	70
71	71	71	71
72	72	72	72
73	73	73	73
74	74	74	74
75	75	75	75
76	76	76	76
77	77	77	77
78	78	78	78
79	79	79	79
80	80	80	80
81	81	81	81
82	82	82	82
83	83	83	83
84	84	84	84
85	85	85	85
86	86	86	86
87	87	87	87
88	88	88	88
89	89	89	89
90	90	90	90
91	91	91	91
92	92	92	92
93	93	93	93
94	94	94	94
95	95	95	95
96	96	96	96
97	97	97	97
98	98	98	98
99	99	99	99
100	100	100	100

Le circuit LM358 dispose de deux ampli-op qu'on utilisera pour réaliser notre étage de filtrage et d'amplification.

Le premier est utilisé en filtre passe-bas dont l'entrée non-inverseuse est attaquée par la sortie d'un réseau de retard ( $R_1, C_1$ ).

Le gain en tension en boucle fermée est :  $A_{cL1} = 1 + (R_3/R_2)$



**Filtre passe bas**

Le filtre actif représenté sur la figure laisse passer toutes les fréquences inférieures à la fréquence de coupure  $f_c = 1/2.\pi.R_1.C_1$  au-dessus de cette fréquence la caractéristique de réponse en fréquence descend.

Avec :  $A_{cL1} = 2$

$$f_c = 1 \text{ KHz}$$

$$R_2 = R_3 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 15 \text{ nF}$$

Le second amplificateur est utilisé par l'étage d'amplification dont les caractéristiques sont :

--Une grande impédance d'entrée

--Une faible impédance de sortie

--Un faible réglage d'offset

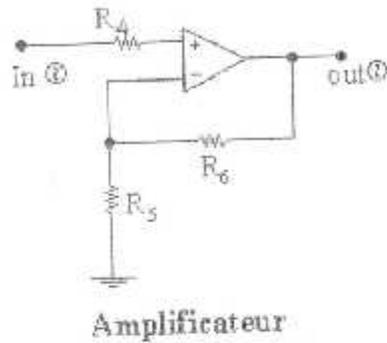
--Le gain en tension en boucle fermée est :  $A_{cL2} = 1 + (R_6/R_5)$

Avec :  $A_{cL2} = 23$

$$R_4 = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_5 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_6 = 2,2 \text{ K}\Omega$$



Après avoir filtré et amplifier le signal de capteur est un signal analogique ce signal va attaque le convertisseur analogique numérique. Parmi la gamme des convertisseurs disponible sur le marché d'ADC0804 présenté tous avantages de notre montages simple à utilisé facile à trouvé C'est un convertisseur analogique numérique à huit bits et de tension de référence égale à 2.5v.

La conversion commence quand un flanc descendant apparaît sur la broche 3 [WR] et y reste jusqu'à la fin de la conversion c'est à dire pendant 100us, après cette période le signal binaire de 8 bits sera présente sur les lignes de sortie 00.....07 ce signal peut être considéré comme étant proportionnelle à la portion de signal analogique appliqué à l'entrée du convertisseur broche 6[V+] au court des 100 dernières micros seconde.

Les données  $D_0, \dots, D_7$  sont représentées sur le port parallèle qui est un port Unidirectionnel les bus de données du port et utilisé seulement dans le sens PC → imprimante

La donne à lire sur un octet on utilise un mutiplicxage pour lire un quarté à la fois



Pour cela on a choisi d'utilisé le circuit 74LS123 (buffet à trois étages) Qui permet de connecté un quarte a la fois au 4 lignes d'état du port imprimante

Les lignes d'état utiliser sont :

$\overline{\text{ACK}}$  : active a niveau bas réception d'un conateur

$\overline{\text{BUSY}}$  : active a niveau bas imprimante occupée

PE : paper end (plus de papier )

SLCT : ( sélect ) imprimante on ligne.

Les lignes données D3 et D4 permettent de réaliser le multiplexage, D5 permet de lancer la conversion des données analogique.

$\overline{\text{BUSY}}$	$\overline{\text{ACK}}$	PE	SLCT	X	X	X	X
--------------------------	-------------------------	----	------	---	---	---	---

Le registre 379



# chapitre 5

# logiciel

**Introduction :**

Pour faire le programme qui permet de tracer le graphe  $F(\epsilon)$  nous avons fait la procédure suivante :

Lire les donnes sur le port //

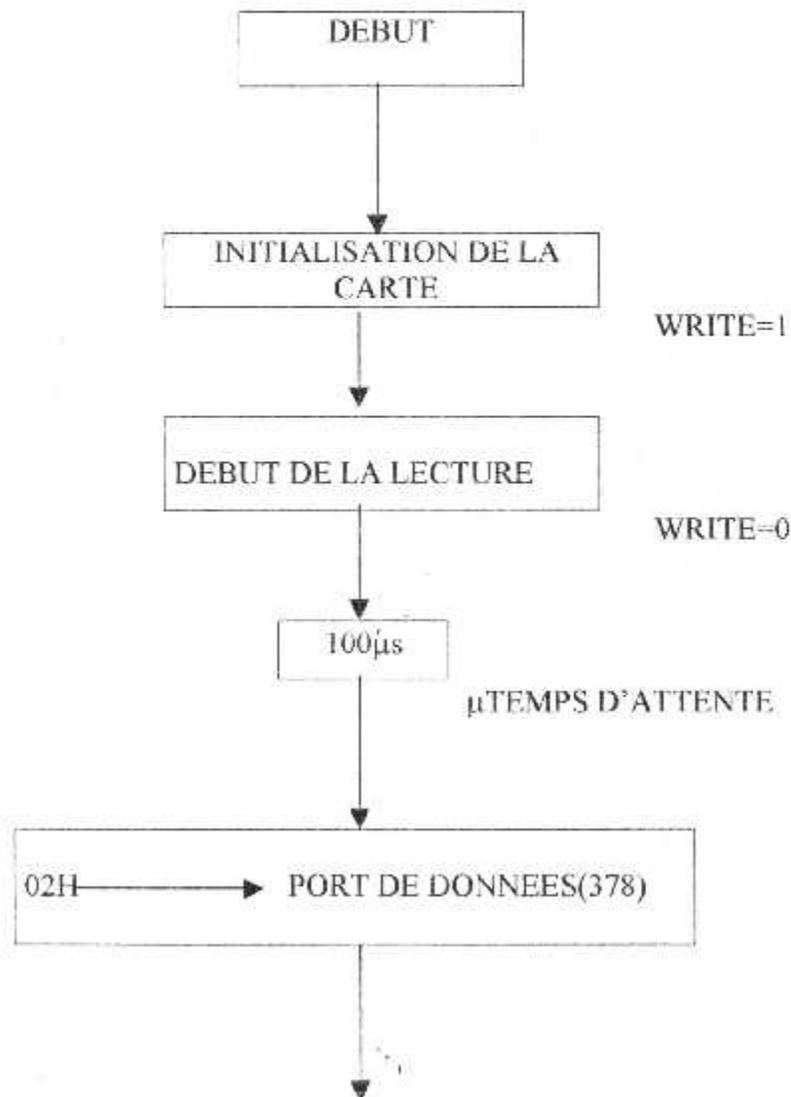
Ecrire l'expression de déformation en fonction de tension de sortie du pont

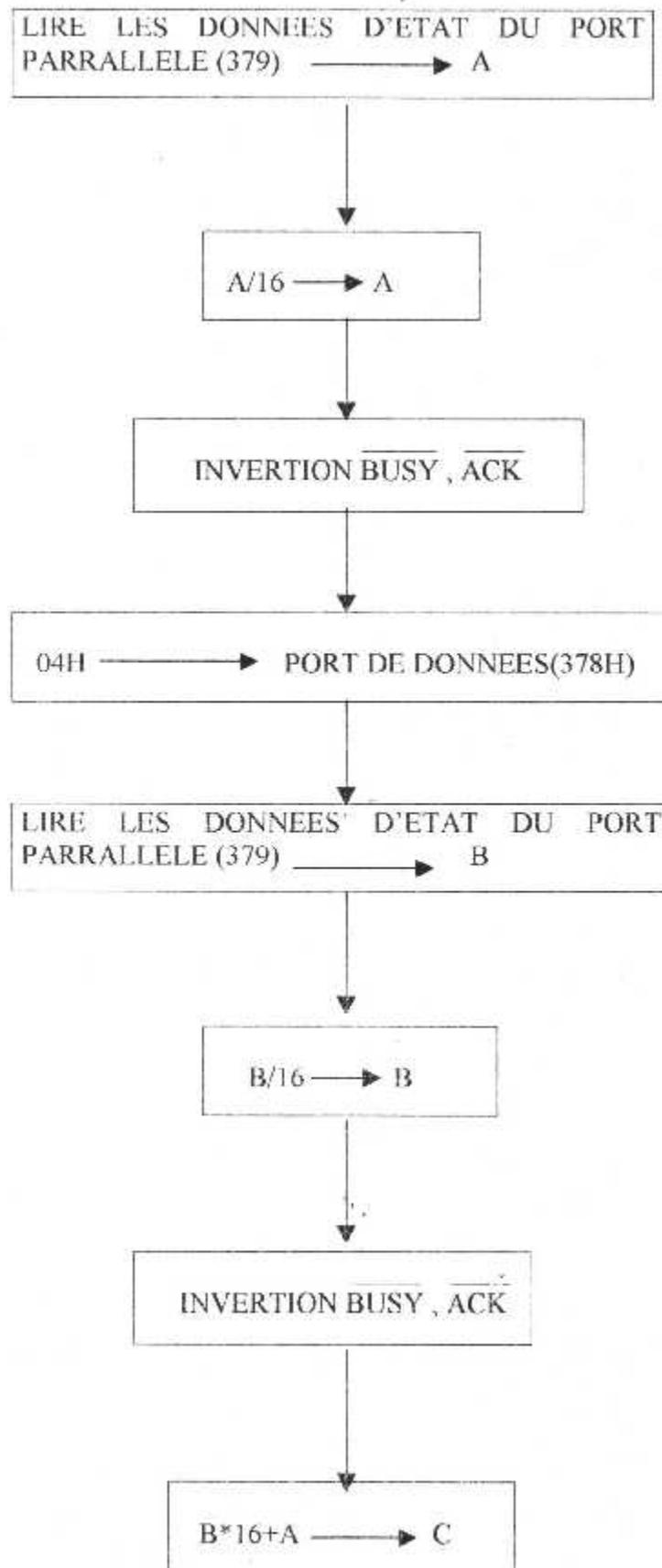
Décrire le type de mouvement applique sur la tructre:flexion,torsion,.....ect

Carte ADC

L'acquisition des données au niveau du PC ce fait via le port parallèle. Nous avons choisi d'utiliser un port standard unidirectionnel et un multiplexage simple. Pour envoyer les données vers le PC.

L'organigramme suivant détail la procédure suivie pour atteindre notre but :





Le lancement du programme au niveau du PC initialise le port imprimante en mettant le bus de données à 08H ce qui prépare la ligne write de l'ADC car la lecture ou la conversion analogique au numérique commence sur le front descendant de l'impulsion sur cette dernière.

Supposant qu'on veuille lire une donnée sur la carte donc le processus consiste à :

1-convertir les données de l'analogique au numérique

2-multiplexé la donnée sur 8 bits de l'ADC puis on passe à la lecture séparée de chaque quarte ce qui se traduit par :

A)--mettre le bus de données à 08H

B)--faire passer la ligne write à 0 en envoyant 00H sur le bus de données

C--attendre 100  $\mu$ s (temps de réponse de l'ADC)

D)--sélectionner le quartet de poids faible de 04 l'octet fournis par l'ADC en sélectionna le buffer connecté à ce quartet en envoyant 02H

E)--Lire la données au niveau du PC en utilisant le contenu du registre d'état du port de l'imprimante utilisé à savoir le port d'adresse 379H. dans notre cas les lignes d'état du port imprimante utilisé pour transmettre les données sont

$\overline{\text{BUSY}}$ ,  $\overline{\text{ACK}}$ , PE, SCLT les lignes  $\overline{\text{BUSY}}$  et  $\overline{\text{ACK}}$  utilisent une logique négative.

On prévoit de les inversées pour corrigé la donnée lue. On divise par 16 pour d'écarter le quartet de 4 fois vers la gauche et on stock dans une variable pour une utilisation ultérieure.

F)--La même procédure est utilisée pour lire le second quartet de l'octet de l'ADC est stocké dans une autre variable. en envoyant 04H

3-L'étape suivante consiste à reconstituer l'octet lu sur l'ADC au niveau du PC. Il suffit de multiplier le quartet de poids fort obtenu par 16 et l'additionner au quartet de poids faible.

Présentation des différentes procédures

1- Initialisation de la carte

procedure InitCarte;

asm

mov dx,0378h

mov al,10h

out dx,al

mov dx,0378h

mov al,00h

out dx,al

end;

2- Lecture d'une donnée depuis la carte ADC

Functionlecture

Tesion :byte;

var

a,b,c : byte;

begin

asm

mov dx,0378h

mov al,08h

out dx,al

end;

sleep(100);

asm

mov dx,0378h

mov al,02h

out dx,al

mov dx,0279h

in al,dx

mov a,al

shr a,4

mov al,a

mov b,al

and b,3

shr a,2

not a

and a,3

shl a,2

mov al,a

or b,al

mov dx,0378h

mov al,04h

out dx,al

mov dx,0279h

in al,dx

mov a,al

shr a,4

mov al,a

mov c,al

and c,3

shr a,2

not a

and a,3

shl a,2

mov al,a

or c,al

end;

result := c \* 16 + b;

end;

Suite



3-La fonction qui lance la lecture à des intervalles de temps prédéfinis et met à jour l'affichage du graphe

```
procedure TForm1.Timer1Timer(Sender: TObject);
var
Vm : double;
begin
InitCarte;
Vm := LectureTension;
V.ips := (Vm * 2 * 2.5) / (5 * V.K);
V.F := (V.Y * V.a * V.e * V.e) / (6 * V.i * V.ips);
Series1.AddXY(V.ips, V.F * 10E+6);
end;
```

présentation et

résultat de l'application

# FORMULES UTILES POUR LE CALCUL DES CAPTEURS

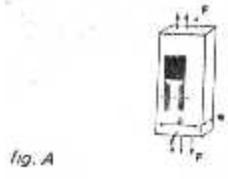


fig. A

$$\epsilon_1 = \frac{F}{E a e}$$

$$\epsilon_2 = -\frac{\mu F}{E a e}$$

## LAME EN TRACTION

- F force appliquée
- a largeur
- e épaisseur
- $\epsilon_1$  indication jauge longitudinale
- $\epsilon_2$  indication jauge transversale

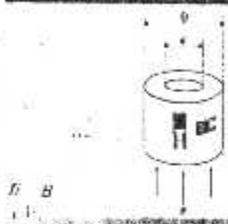


fig. B

$$\epsilon_1 = \frac{4 F}{\pi E (D^2 - d^2)}$$

$$\epsilon_2 = -\frac{4 \mu F}{\pi E (D^2 - d^2)}$$

## TORE CYLINDRIQUE EN TRACTION COMPRESSION

- F force répartie
- D diamètre extérieur
- d diamètre intérieur
- $\epsilon_1$  indication jauge longitudinale
- $\epsilon_2$  indication jauge transversale

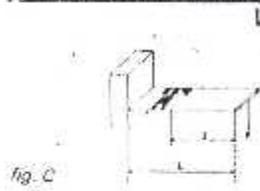


fig. C

## LAME EN FLEXION

$$\epsilon_1 = \frac{6 F l}{E a e^2} = \frac{3 a l}{2 L^2} f$$

$$\epsilon_2 = -\frac{6 \mu F l}{E a e^2} = -\frac{3 \mu a l}{2 L^2} f$$

$$f = \frac{F L^3}{3 E J} = \frac{4 l L^3}{3 E J}$$

$$N = 0,55 \frac{J}{L^2} \sqrt{\frac{E J}{\rho S}} = 0,16 \frac{J}{L^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}$$

- F force appliquée
- a largeur
- e épaisseur
- l distance force-jauge
- L distance force-encastrement
- N première fréquence propre
- f flèche (déplacement de F)
- $\epsilon_1$  indication jauge longitudinale
- $\epsilon_2$  indication jauge transversale

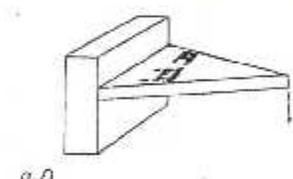


fig. D

$$\epsilon_1 = \frac{6 F L}{E b e^2} = \frac{6}{L^2} f$$

$$\epsilon_2 = -\frac{6 \mu F L}{E b e^2} = -\frac{6 \mu}{L^2} f$$

$$f = \frac{6 F L^3}{E b e^3}$$

## LAME TRIANGLE EN ISOFLEXION

- F force appliquée (au sommet)
- b largeur de la base
- L distance force-encastrement (hauteur)
- f flèche (déplacement de F)
- La distance des jauges n'intervient pas
- $\epsilon_1$  indication jauge longitudinale
- $\epsilon_2$  indication jauge transversale

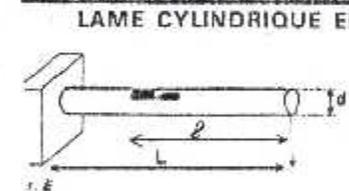


fig. E

## LAME CYLINDRIQUE EN FLEXION

$$\epsilon_1 = \frac{4 F l}{\pi E r^3} = \frac{3 l r}{L^2} f$$

$$\epsilon_2 = -\frac{4 \mu F l}{\pi E r^3} = -\frac{3 \mu l r}{L^2} f$$

$$f = \frac{4 F L^3}{3 \pi E r^3}$$

$$N = 0,56 \frac{r}{L^2} \sqrt{\frac{E J}{\rho}}$$

- F force appliquée
- d = 2 r diamètre
- l distance force-jauge
- L distance force-encastrement
- N première fréquence propre
- f flèche (déplacement de F)
- $\epsilon_1$  indication jauge longitudinale
- $\epsilon_2$  indication jauge transversale

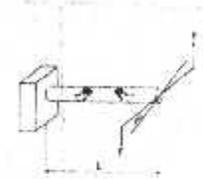
## ARBRE EN TORSION

- M = F l = moment appliqué
- L longueur totale de l'arbre
- $\alpha$  angle de rotation en radians
- La distance des jauges n'intervient pas
- $\epsilon_1$  indication de l'une des jauges
- $\epsilon_2$  indication de l'autre jauge

$$\epsilon_1 = -\epsilon_2 = \frac{M}{\pi G R^3} = \frac{R}{2 L} \alpha$$

$$\alpha = \frac{2 M L}{\pi G R^4}$$

avec  $G = \frac{E}{2(1 + \mu)}$



## CYLINDRE S/PRESSION

- P pression appliquée
- L longueur
- e épaisseur (faible comparée au rayon)
- R rayon
- $\epsilon_1$  indication jauge latérale
- $\epsilon_2$  indication jauge longitudinale

$$\epsilon_1 = \frac{P R}{E e} \left( \frac{L}{L + 2 R} - \frac{\mu}{2} \right)$$

$$\epsilon_2 = \frac{P R}{E e} \left( \frac{1}{2} - \mu \frac{L}{L + R 2} \right)$$

Pour une longueur infinie :  $\epsilon_1 = \frac{0,85 P R}{E e}$   
 $\epsilon_2 = \frac{0,20 P R}{E e}$

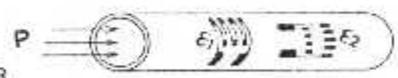


fig. M

Ces formules peuvent être utiles pour le calcul des capteurs. Elles donnent, pour les cas les plus courants, les valeurs des déformations. Les  $\Delta R/R$  correspondants s'obtiennent par la relation  $\Delta R/R = K \Delta \epsilon / \epsilon_0$  K est le facteur de la jauge, les différents  $\Delta \epsilon / \epsilon_0$  s'obtiennent ou se retranscrivent suivant le signe de la formule. Il ne faut pas trop s'inquiéter si les résultats expérimentaux diffèrent quelque peu des calculs, car toutes les formules et données sont données sur des théories simples de la résistance des matériaux, liées à une certaine approximation. Par exemple, les lames flexibles peuvent être considérées plus ou moins comme plaques ou comme poutres, cependant que les plaques minces encastrees sont plus ou moins membranes. C'est pourquoi ces calculs, utiles pour l'étude d'un projet de capteur, ne sont pas utilisés pour son étalonnage. Chaque capteur doit être étalonné par application de valeurs connues de la grandeur à laquelle il est destiné.

Symboles communs :

E : module d'élasticité -  $\mu$  : coefficient de Poisson -  $\rho$  : masse volumique - J : moment d'inertie de la section.

Dans ce projet, on a été intéressé de faire des expériences pratiques pour voir les différentes applications de capteur de déformation. Mais puisqu'on a pas les moyens suffisants pour faire toutes les applications, on a fait seulement l'application de mesure des contraintes de flexion pure.

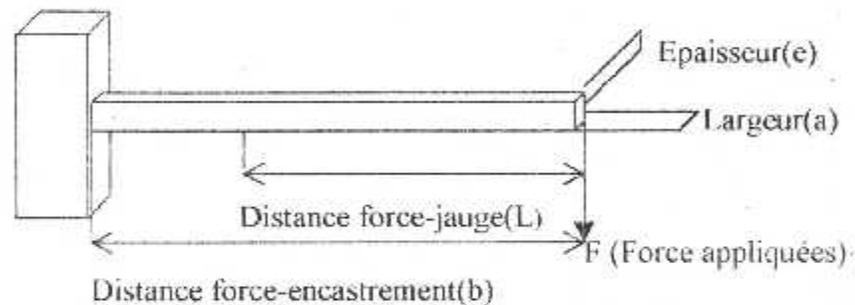
Le but de cette expérience est de voir l'application pratique de ce projet.

### **Présentation de l'expérience :**

#### **Les instruments utilisés :**

Une poutre encadrée à l'une de ses deux extrémités Ses caractéristiques :

- Largeur(a) =19mm
- Épaisseur(e) =3mm
- Distance force-jauge(L)=112mm
- Une jauge collé sur la poutre, tel que facteur de jauge  $K=2,14$
- Une charge appliquée à l'extrémité de la poutre, pour qu'elle soit soumise à l'effet de flexion pure (la force appliquée ).
- Un pont de wheatstone (p-3500).



#### **Application :**

On lie la sortie de la jauge par deux fils aux entrées du pont de Wheatstone en application une charge, la poutre sera fléchit. Appuyer sur le bouton mesure La jauge qui est un fil très mince résistif, s'allonge pour donner une variation de résistance ( $\Delta R$ ) s'exprime à une variation de déformation ( $\epsilon$ ) affichée dans le pont tel qu'on a:  $\Delta R/R = K \cdot \epsilon$

avec K : le facteur de jauge.

Cette variation de résistance provoque le déséquilibre du pont.

Ce déséquilibre s'exprime à une variation de tension, qu'on peut la mesurer en branchant un oscilloscope par la sortie analogique du pont de Wheatstone.

**Note :**

Le pont de WHEASTONE représente un capteur de déformation qui convertit la grandeur physique (déformation) à une grandeur électrique (tension)

La sortie analogique du pont, sera connectée directement à l'entrée de l'amplificateur et ça dans le but de convertir le signal (tension) à un signal numérique adapté au port parallèle du P.C.

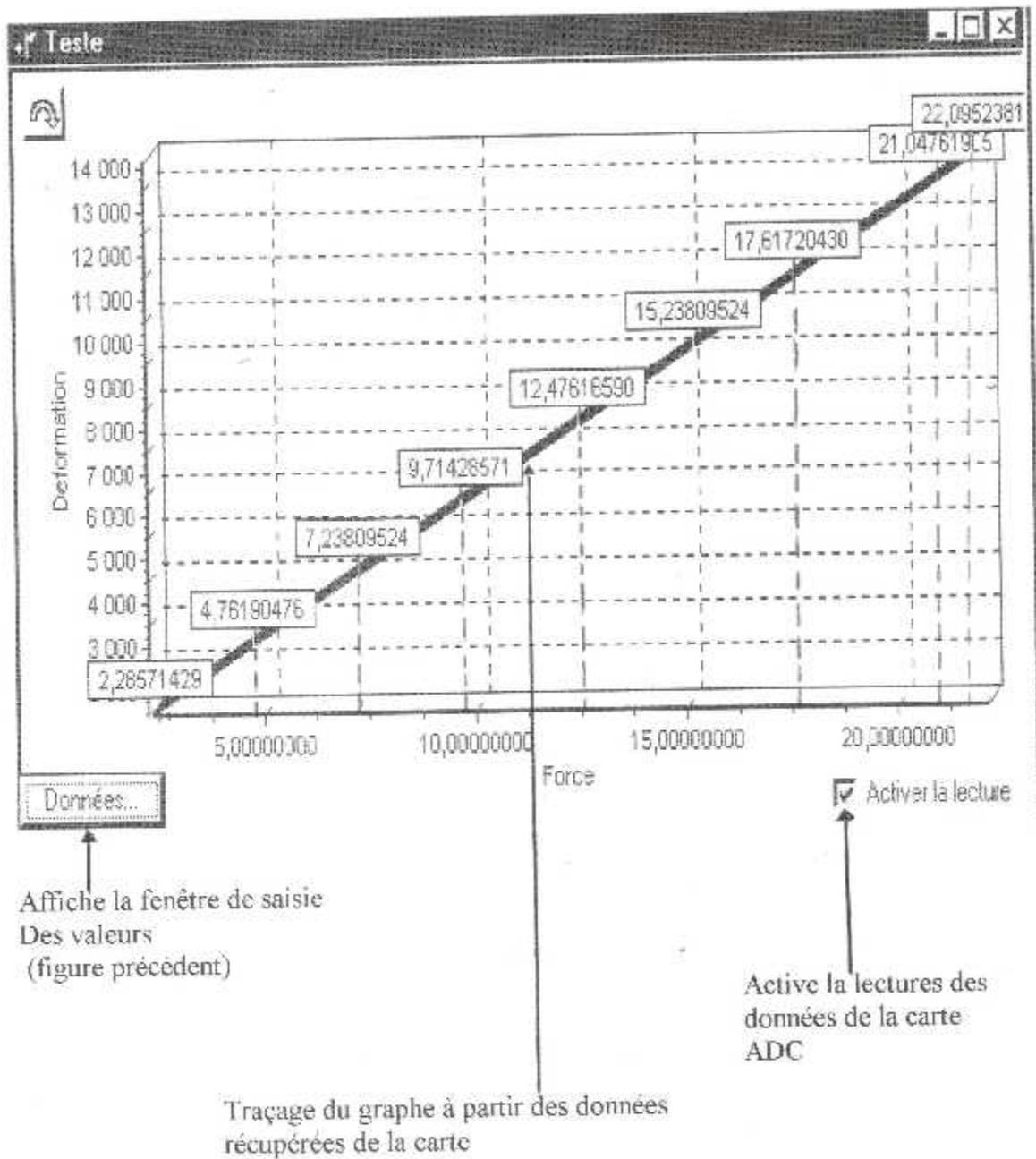
Les résultats obtenus durant cette expérience sont représentés par le tableau suivant :

Force (N)	Sortie du pont (mV)	Sortie de l'amp	Sortie du convertisseur ana-digital								Valeur lue sur la sortie du L'ADC
			11	12	13	14	15	16	17	18	
			D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
1	20,5	0,5125	0	0	0	1	1	0	0	0	0,465
2	41	1,045	0	0	1	1	0	0	1	0	0,96875
3	63,5	1,58	0	1	0	0	1	1	0	0	1,4725
4	84,7	2,2	0	1	1	0	0	1	1	0	1,97625
5	108,7	2,71	1	0	0	0	0	0	1	1	2,53812
6	132,7	3,3	1	0	1	0	0	0	0	0	3,1
7	154	3,85	1	0	1	1	1	0	0	1	3,584
8	183,5	4,58	1	1	0	1	1	1	0	0	4,281875
9	192	4,8	0	0	0	1	0	1	1	1	4,495

Données					
K :	2,17	Epaisseur de la barre :	0,003	G :	0
es :	3	Distance force - Jauge :	0,112	N :	0
Module d'élasticité :	220E9	Largeur de la barre :	0,019		
Coef. de Poisson :	0	Diamètre extérieur :	0		
Distance force-enca :	0	Diamètre intérieur :	0		
V. Reference :	5				
Force appliquer		Indication Jauge			
Tore cylindrique en tractio ▼		Montage N°4 ▼			
Type					
<input checked="" type="radio"/> Force Lengitudinale					
<input type="radio"/> Force Transversale					
Interval de lecture :		1		Seconde	
				Appliquer	

Fenêtre pour saisie des valeurs des paramètres de la carte ADC.

Bouton pour rafraîchir l'affichage



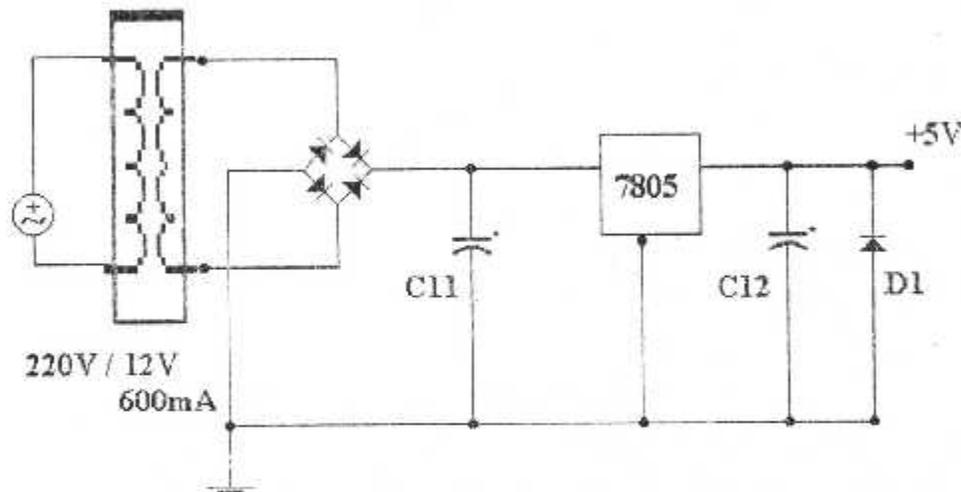
alimentation circuit

En figure nous trouvons l'alimentation du montage.

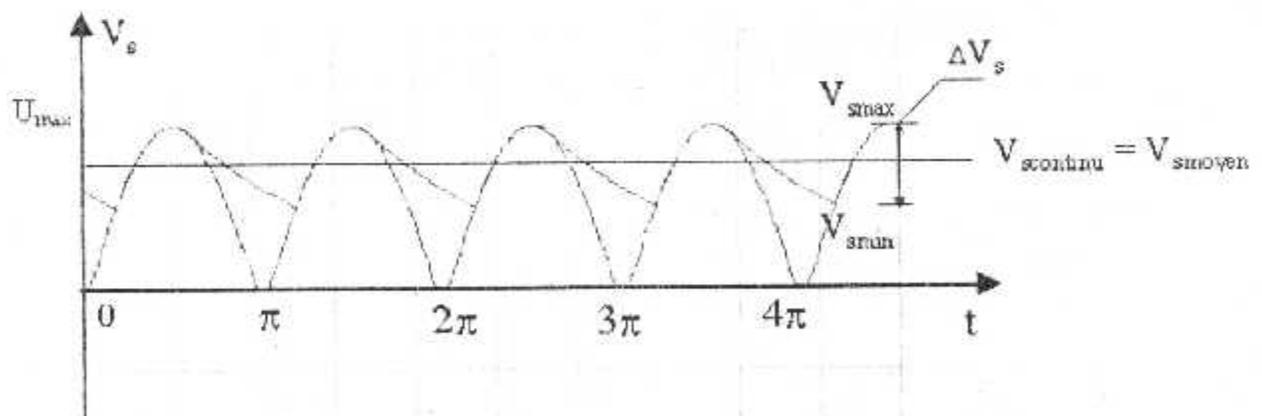
L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage est fournie par le secteur 220V/50hz, par l'intermédiaire d'un transformateur délivrant un potentiel de 9V sur son enroulement secondaire.

Un pont de diodes redresse les deux alternances, tandis que la capacité C11 effectue un filtrage.

A la sortie du régulateur 7805, on dispose d'un potentiel continu et stabilisé à +5V. La capacité C12 apporte un complément de filtrage.



**Redressement double alternances avec filtrage et régulation**



**Tension de sortie Vs et son filtrage**

$$\overline{V_{S\text{continue}}} = \frac{1}{T} \int V_{\text{eff.}} dt = \frac{1}{\pi} \int U_{\text{max.}} \sqrt{2} \sin \theta. d\theta = \frac{2V_{\text{Seff}}}{\pi}$$

$f_s = 2f_0$   $f$  : fréquence du signal redressé  
 $f$  : fréquence du secteur

un calcul approche donne :

$$\frac{\Delta V_s}{V_{\text{moyen}}} = \frac{1}{200RLC} \quad \text{RL: résistance de charge entrée du régulateur}$$

Dans le circuit à double alternances, la fréquence secteur (d'entrée) est de 50Hz

Pour obtenir une grande constante de  $t$  doit être nettement supérieur à 10 fois la période

Lorsque la constante de temps de charge est grande, l'ondulation de sortie d'un redresseur

Peut être souvent négligeable, mais lorsqu'elle est brève, l'ondulation est importante.

Donc la constantes qui caractérisent un bon filtrage sont :

La constante de temps

Le taux d'ondulation

En pratique : pour assure un bon filtrage, nous avons pris

$$V_s = 0.047 \text{ volts}$$

$$RL = 600 \text{ V}\Omega$$

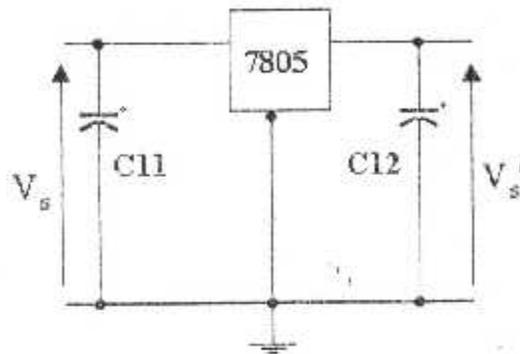
$$V_{\text{moy}} = 5.73 \text{ vo}$$

$$C = \frac{V_{\text{moy}}}{200 \cdot RL \cdot V_s} = \frac{5.73}{200 \cdot 600 \cdot 0,047} = 1000 \mu\text{F}$$

le taux d'ondulations est

$$\Gamma = \frac{1}{200 \cdot RL \cdot C} = \frac{1}{200 \cdot 600 \cdot 0,001} = 0.0083 = 0.8\%$$

c'est un bon filtrage même pour le calcul du condensateur C12 pour un  $V_s$  très faible, une résistance de charge du montage défini par le constructeur, on trouve  $C12=4.7\mu F$



**Régulateur intègre**

La puissance dissipée par les régulateurs :

$$P_{dm}=(V_s-V_s')*I_s+I_{pol}*V_s$$

$I_s$  : courant dissipé par le régulateur

$I_{pol}$  : courant de polarisation du 7805=8mA(max)

$$P_{dm}=(V_e-V_s)*I_s$$

Connaissant la puissance dissipée par le régulateur, on peut trouver la température de la jonction sur le graphe en annexe des régulateurs

En connaissant la tension différentielle ( $V_s-V_s'$ ) on peut trouver directement sur le graphe en annexe le courant de sortie  $I_s$  en ampères.

Conclusion

---

## Conclusion

Notre travail apporté essentiellement sur l'étude et la réalisation d'une carte d'interface à savoir les interfaces et les convertisseurs analogique-numérique .

Cette étude met en œuvre de combiné la pratique électronique et l'informatique .

Ce travail à permet de faire la liaison entre le domaine mécanique et l'informatique .

On conclut que ce projet a pour but d'aider les étudiants d'option mécanique et de faire les TP en résistance des matériaux et visualiser la déformation des métaux en fonction des forces appliqués , qui sont transmet par la carte d'interface avec précision en utilisant le programme DELPHI .

En fin nous gardon l'espoir que notre travail servira de plate forme de réflexion a une recherche plus profonde dans le domaine des commande et les contrôles par ordinateur .

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] les capteurs en instrumentation industrielle
- [2] théories des capteurs
- [3] M.BEN MECHRE  
étude et réalisation d'une carte PPI-PC  
thèse d'ingénieur en électronique
- [4] Electronique pratique
- [5] Malpin électroniques plc
- [6] Industrie standard ANALOG Ics(databook 1<sup>er</sup> édition)

ANNEKE

# NOMECLATURE

RESISTENCES : R0=120 $\Omega$   
R1=R5=100k $\Omega$   
R2=R3=R4=R8=10K $\Omega$   
R6=2,2k $\Omega$   
R7=2,5K $\Omega$

CAPACITE : C1=15nF  
C2=150pF  
C11=1000 $\mu$ F  
C12=4,7 $\mu$ F

DIODE : D1=1N4001

CIRCUIT INTEGRE : U1=LM358  
U2=LM336  
U3=ADC804  
U4=U5=74LS126  
U6=DB25  
U7=7805

## PORT PARALLELE (PC)

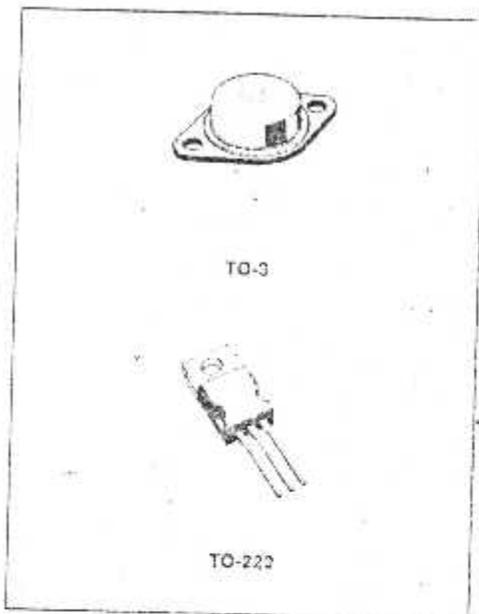
1	→ STROBE	Déclenche la transmission
2	→ D0	} Données
3	→ D1	
4	→ D2	
5	→ D3	
6	→ D4	
7	→ D5	
8	→ D6	
9	→ D7	
10	→ ACK – Réception du dernier caractère.	
11	→ BUSY – Imprimante occupée.	
12	→ PE – Plus de papier.	
13	→ SLCT – Imprimante on-line.	
14	→ AUTO FEED – LF.	
15	→ ERROR – Erreur de transmission.	
16	→ INTT – Réinitialisation de l'imprimante.	
17	→ SLCT IN – Misc. on-line de l'imprimante.	
18 → 25	→ GND – Masse.	

**POSITIVE VOLTAGE REGULATORS**

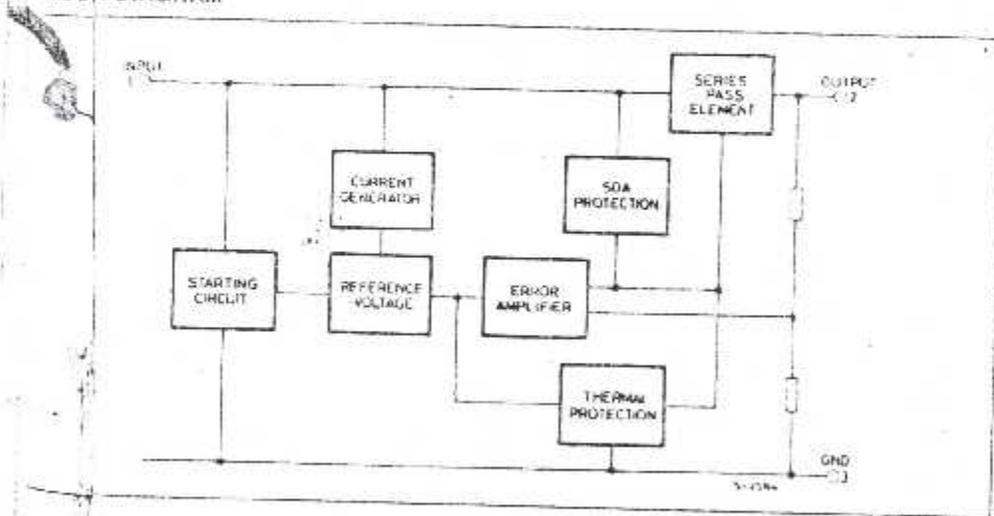
- OUTPUT CURRENT UP TO 1.5A
- OUTPUT VOLTAGES OF 5; 6; 8; 8.5; 12; 15; 18; 20; 24V
- THERMAL OVERLOAD PROTECTION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OUTPUT TRANSISTOR SOA PROTECTION

**DESCRIPTION**

The L7800 series of three-terminal positive regulators is available in TO-220 and TO-3 packages and with several fixed output voltages making it useful in a wide range of applications. These regulators can provide local on-card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



**BLOCK DIAGRAM**



## L7800 SERIES

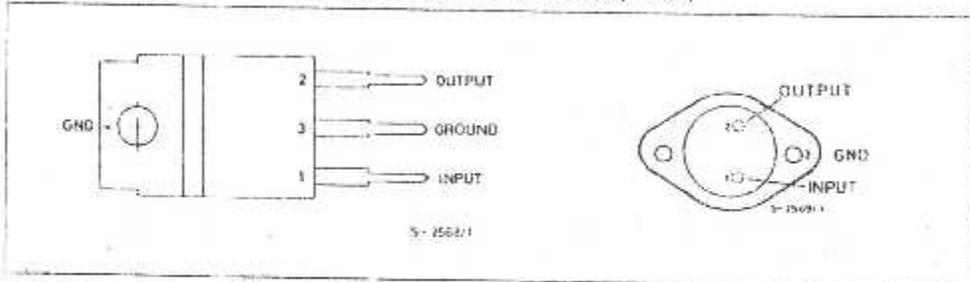
### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_i$	DC Input Voltage (for $V_o = 5$ to 18V) (for $V_o = 20, 24V$ )	35 40	V
$I_o$	Output Current	Internally limited	
$P_{tot}$	Power Dissipation	Internally limited	
$T_{op}$	Operating Junction Temperature (for L7800) (for L7800C)	-55 to +150 0 to +150	°C
$T_{stg}$	Storage Temperature	-55 to +150	°C

### THERMAL DATA

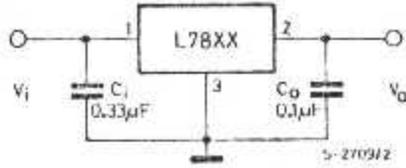
Symbol	Parameter	TO-220	TO-3	Unit
$R_{th(j-case)}$	Thermal Resistance Junction-case Max	3	4	°C/W
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction-ambient Max	50	35	°C/W

### CONNECTION DIAGRAM AND ORDERING NUMBERS (top view)



Type	TO-220	TO-3	Output Voltage
L7805		L7805I	5V
L7805C	L7805CV	L7805CT	5V
L7806		L7806I	6V
L7806C	L7806CV	L7806CT	6V
L7808		L7808I	8V
L7808C	L7808CV	L7808CT	8V
L7809C	L7809CV	L7809CT	8.5V
L7812		L7812I	12V
L7812C	L7812CV	L7812CT	12V
L7815		L7815I	15V
L7815C	L7815CV	L7815CT	15V
L7818		L7818I	18V
L7818C	L7818CV	L7818CT	18V
L7820		L7820I	20V
L7820C	L7820CV	L7820CT	20V
L7824		L7824I	24V
L7824C	L7824CV	L7824CT	24V

APPLICATION CIRCUIT



SCHEMATIC DIAGRAM

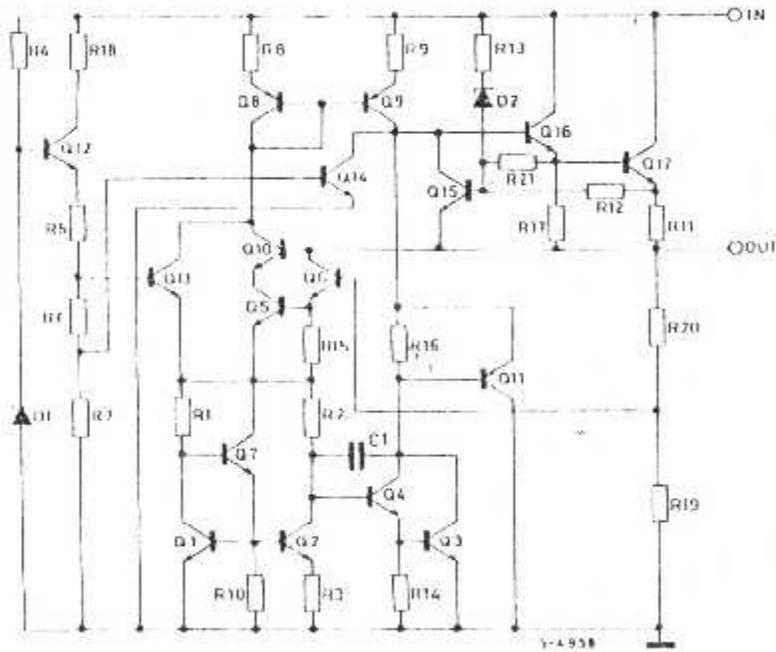


Figure 10 : Load Transient Response.

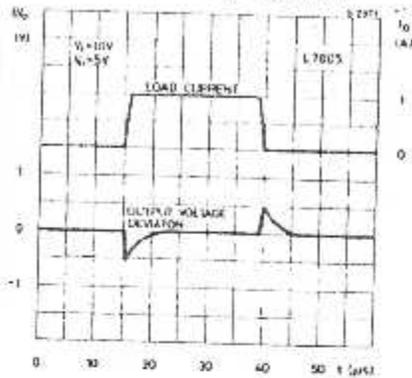


Figure 11 : Line Transient Response.

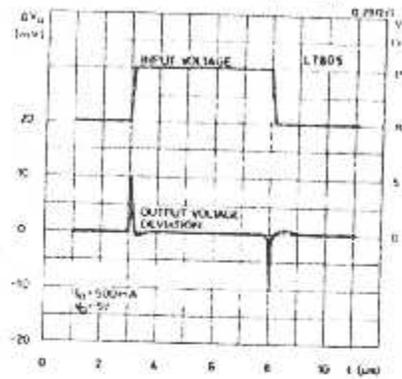


Figure 12 : Quiescent Current vs. Input Voltage.

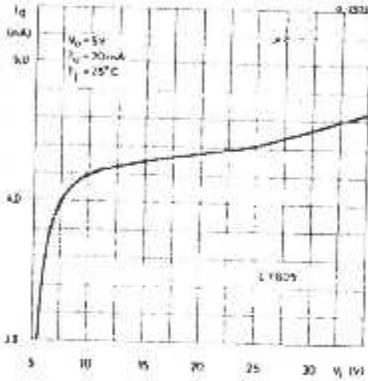
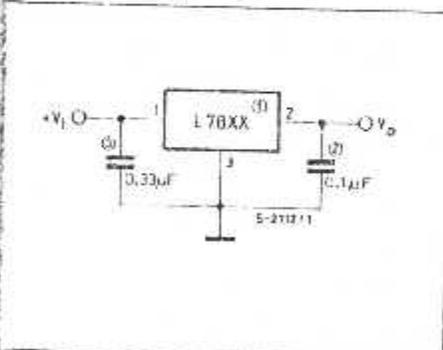
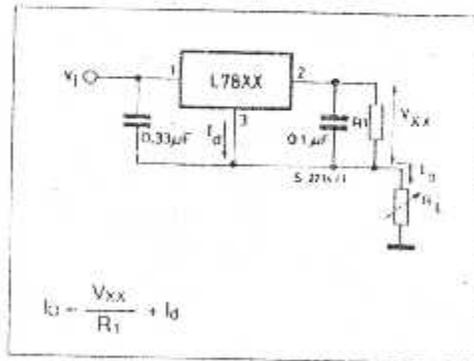


Figure 13 : Fixed Output Regulator.



- Notes: 1. To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX".
- 2. Although no output capacitor is needed for stability, it does improve transient response.
- 3. Required if regulator is located an appreciable distance from power supply side.

Figure 14 : Current Regulator.



L7800 SERIES

Figure 4 : Dropout Voltage vs. Junction Temperature.

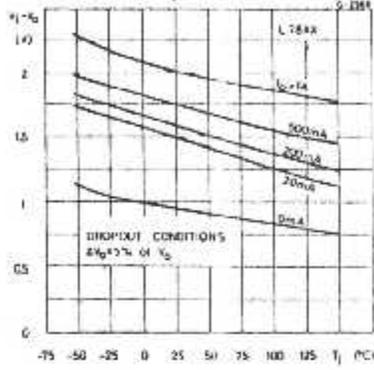


Figure 5 : Peak Output Current vs. Input/output Differential Voltage.

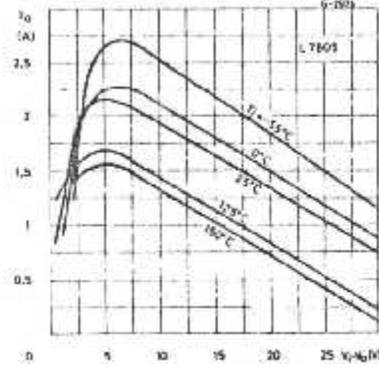


Figure 6 : Supply Voltage Rejection vs. Frequency.

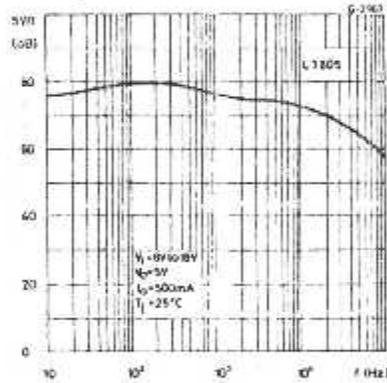


Figure 7 : Output Voltage vs. Junction Temperature.

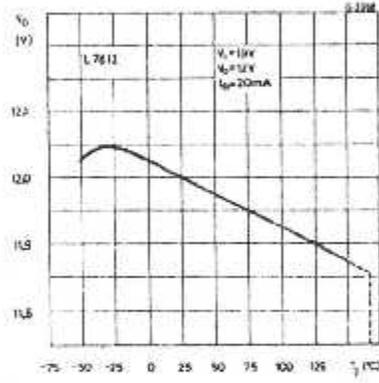


Figure 8 : Output Impedance vs. Frequency.

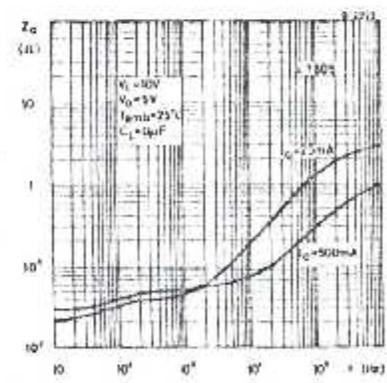
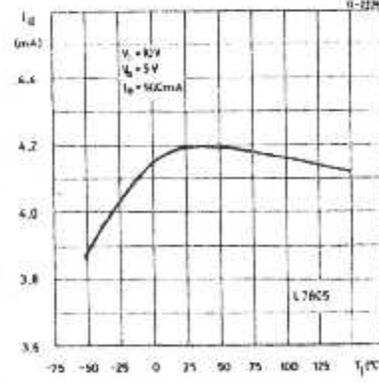


Figure 9 : Quiescent Current vs. Junction Temperature.



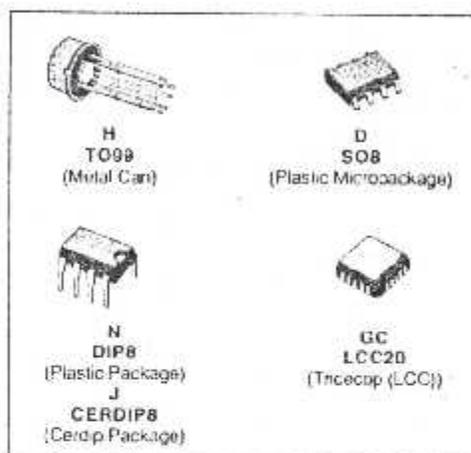


**SGS-THOMSON**  
MICROELECTRONICS

**LM158,A-LM258,A**  
**LM358,A-LM2904-NE532**

## LOW POWER DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS

- INTERNALLY FREQUENCY COMPENSATED.
- LARGE DC VOLTAGE GAIN : 100 dB
- WIDE BANDWIDTH (unity gain) : 1.1 MHz (temperature compensated)
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI (500  $\mu$ A) - ESSENTIALLY INDEPENDENT OF SUPPLY VOLTAGE
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20 nA (temperature compensated)
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 2 mV
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2 nA
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE EQUAL TO THE POWER SUPPLY VOLTAGE
- LARGE OUTPUT VOLTAGE SWING 0 V TO ( $V_{cc} - 1.5$  V)



### DESCRIPTION

These circuits consist of two independent, high gain, internally frequency compensated which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. The low power supply drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op-amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, these circuits can be directly operated off the standard +5 V power supply voltage which is used in logic systems and will easily provide the required interface electronics without requiring any additional power supply.

In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even through operated from only a single power supply voltage.

The gain-bandwidth product is temperature compensated.

The input bias current is temperature compensated.

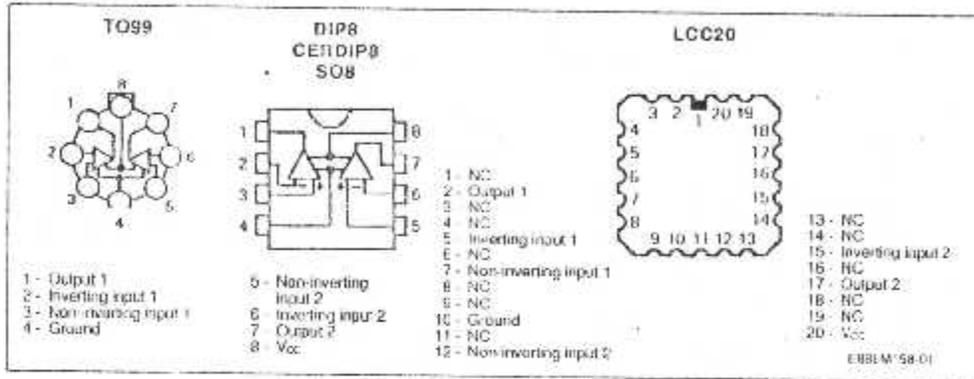
### ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package				
		H	N	J	GC	D
LM158, A	-55 °C to +125 °C	•	•	•	•	•
LM258, A	-40 °C to +105 °C	•	•	•	•	•
LM358, A	0 °C to +70 °C	•	•	•	•	•
NE532	0 °C to +70 °C	•	•	•	•	•
LM2904	-40 °C to +105 °C	•	•	•	•	•

Note : H: Hot Versions Available  
Examples : LM158H, LM258N, LM2904D.

LM158,A-258,A-358,A-2904-NE532

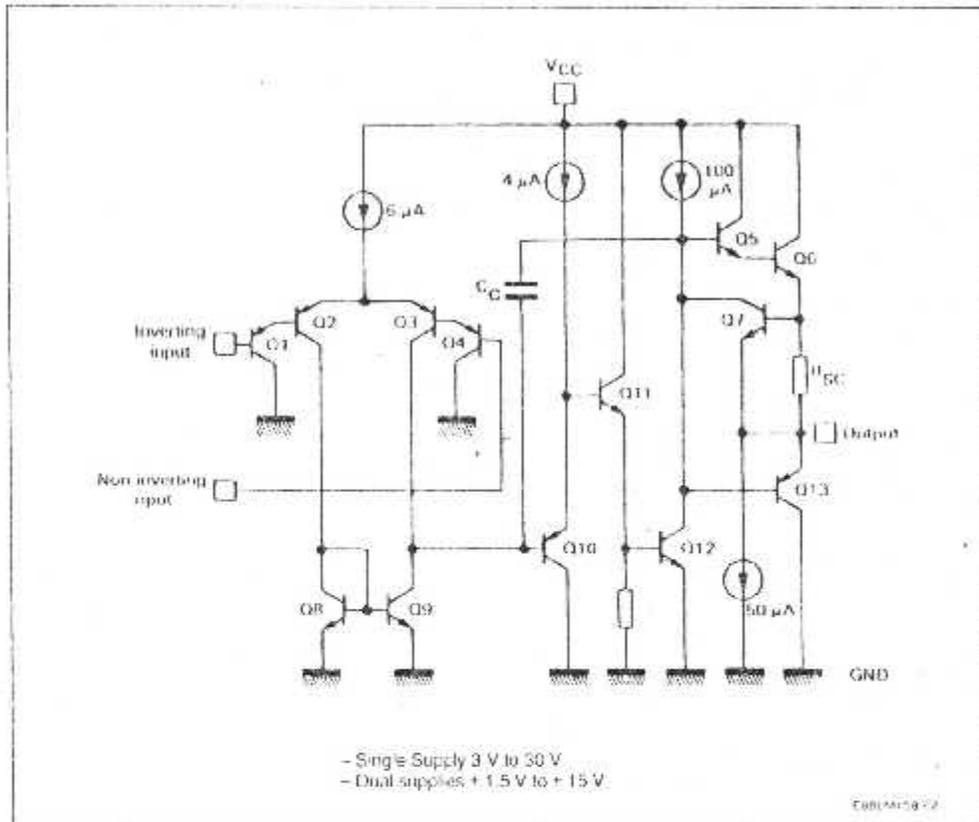
PIN CONNECTIONS (top views)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM158, A	LM258, A LM2904	LM358, A NE532	Unit
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	+ 32	+ 32	+ 32	V
V <sub>i</sub>	Input Voltage	- 0.3 to + 32	- 0.3 to + 32	- 0.3 to + 32	V
V <sub>id</sub>	Differential Input Voltage	+ 32	+ 32	+ 32	V
	Output Short-circuit Duration (note 2)	Indefinite	Indefinite	Indefinite	
P <sub>TOT</sub>	Power Dissipation	500	500	500	mW
	LM158GC	665			
I <sub>IO</sub>	Input Current (note 1)	50	50	50	µA
T <sub>oper</sub>	Operating Free-air Temperature Range	- 55 to + 125	- 40 to + 105	0 to + 70	°C
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature Range	- 65 to + 150	65 to + 150	- 65 to + 150	°C

SCHEMATIC DIAGRAM (1/2 LM158)



CASE	Inverting Inputs	Non-Inverting Inputs	GND	V <sub>CC</sub>	Outputs	N.C.
TO99 - DIP8 - CERDIP8 - SO8	2-6	3-5	4	8	1-7	
LCC20	5-15	7-12	10	20	2-17	

\* LCC20 : Other pins are not connected.

**LM158,A-258,A-358,A-2904-NE532**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

$V_{CC} = +5\text{ V}$ ,  $V_{EE} = \text{Ground}$ ,  $V_O = 1.4\text{ V}$   
(unless otherwise specified)

LM358,A/NE532 :  $-0 \leq T_{\text{amb}} \leq +70\text{ }^\circ\text{C}$   
LM258,A/LM2904 :  $-40 \leq T_{\text{amb}} \leq +105\text{ }^\circ\text{C}$   
LM158,A :  $-55 \leq T_{\text{amb}} \leq +125\text{ }^\circ\text{C}$

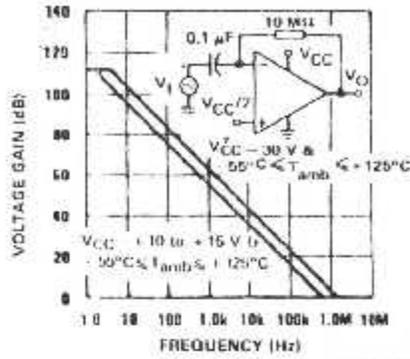
Symbol	Parameter	LM158A, LM258A LM358A			LM158, LM258 LM358, LM2904 NE532			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$V_{IO}$	Input Offset Voltage (note 3) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		1	2 4		2	5 7	mV
$I_{IO}$	Input Offset Current $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		2	10 30		2	20 40	nA
$I_{IB}$	Input Bias Current (note 4) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		20	50 100		20	100 200	nA
$A_{VS}$	Large Signal Voltage Gain ( $V_{CC} = +15\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ ) ( $V_O = 1.4\text{ V}$ to $11.4\text{ V}$ ) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	50 25	100		50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ( $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ ) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	65 65	100		65 65	100		dB
$I_{CC}$	Supply Current, all Amp. no Load $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = +5\text{ V}$ $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = +30\text{ V}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		0.7 1	1.2 2		0.7 1	1.2 2	mA
$V_I$	Input Voltage Range (note 6) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	V
CMR	Common-mode Rejection Ratio ( $R_S < 10\text{ k}\Omega$ ) (note 3) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	70 60	85		70 60	85		dB
$I_O$	Output Short-circuit Current ( $V_I = +1\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ ) $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = +15\text{ V}$ (note 2) $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$	20 10	40	60	20 10	40	60	mA
$I_{\text{sink}}$	Output Current Sink ( $V_I = -1\text{ V}$ , $V_O = 0\text{ V}$ ) $V_{CC} = +15\text{ V}$ $V_O = +0.2\text{ V}$							mA
								$\mu\text{A}$

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

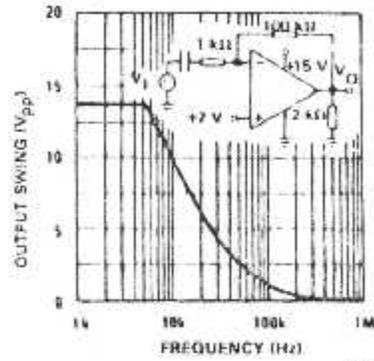
Symbol	Parameter	LM158A, LM258A LM358A			LM158, LM258 LM358, LM2904 NE532			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$V_{OPP}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	0		$V_{CC}$ -1.5	0		$V_{CC}$ -1.5	V
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	0		$V_{CC}$ -2	0		$V_{CC}$ -2	
$V_{OH}$	High Level Output Voltage ( $V_{CC} = 30\text{ V}$ ) $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	26	27		26	27		V
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L = 2\text{ k}\Omega$	26			26			
	$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	27	28		27	28		
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$	27			27			
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage ( $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ ) $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$		5	20		5	20	mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$			20		20		
$S_{VO}$	Slew rate ( $V_i = 0.5$ to $3\text{ V}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L \leq 100\text{ pF}$ , $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , unity gain) $V_{CC} = 15\text{ V}$	0.3	0.6		0.3	0.6		V/ $\mu\text{s}$
GBP	Gain Bandwidth Product ( $f = 100\text{ kHz}$ , $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = 30\text{ V}$ , $V_{in} = 10\text{ mV}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$ )	0.7	1.1	1.5	0.7	1.1	1.5	MHz
THD	Total Harmonic Distortion ( $f = 1\text{ kHz}$ , $A_v = 20\text{ dB}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $V_{CC} = 30\text{ V}$ , $C_L \leq 100\text{ pF}$ , $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ , $V_O = 2\text{ V}_{RMS}$ )		0.02			0.02		%
$V_n$	Equivalent Input Noise voltage ( $f = 1\text{ kHz}$ , $R_g = 100\ \Omega$ , $V_{CC} = 30\text{ V}$ )		55			55		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$DV_{IC}$	Input Offset Voltage Drift $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		7	30		7	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{IQ}$	Input Offset Current Drift $T_{min} \leq T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$		10	300		10	300	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
$V_{O1}/V_{O2}$	Channel Separation (note 5) $1\text{ kHz} < f < 20\text{ kHz}$		120			120		dB

- Notes: 1. This input only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the Oo clamps to go to the  $V_{CC}$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output will set up again for input voltage higher than -0.3V.
2. Short-circuits from the output to  $V_{CC}$  can cause excessive heating if  $V_{CC} > 15\text{ V}$ . The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuits on all amplifiers.
3.  $V_O = 1.4\text{ V}$ ,  $R_g = 0$ ,  $5\text{ V} < V_{CC} < 30\text{ V}$ ,  $0 < V_i < V_{CC} - 1.5\text{ V}$ .
4. The direction of the input current is out of the IC. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
5. Due to the proximity of external components insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.
6. The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is  $V_{CC} - 1.5\text{ V}$ . But either or both inputs can go to +32V without damage.

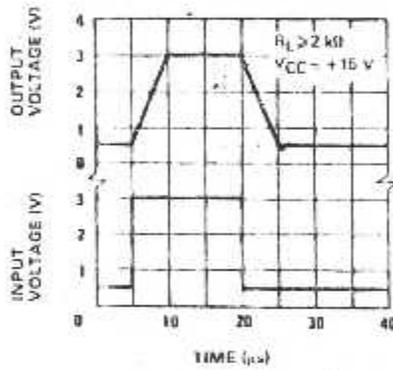
OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE (Note 3)



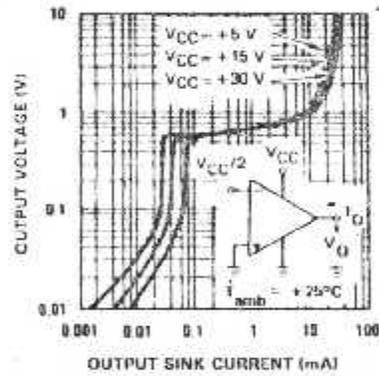
LARGE SIGNAL FREQUENCY RESPONSE



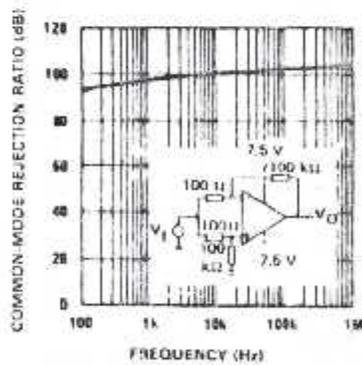
VOLTAGE FOLLOWER PULSE RESPONSE

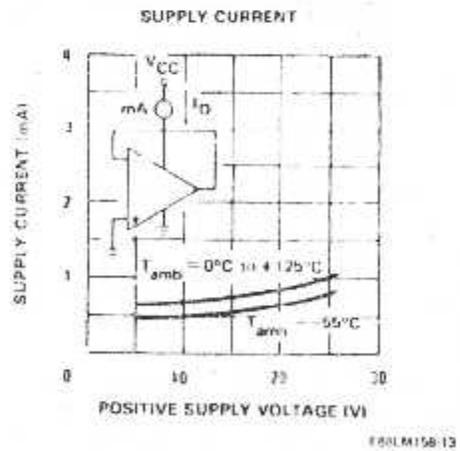
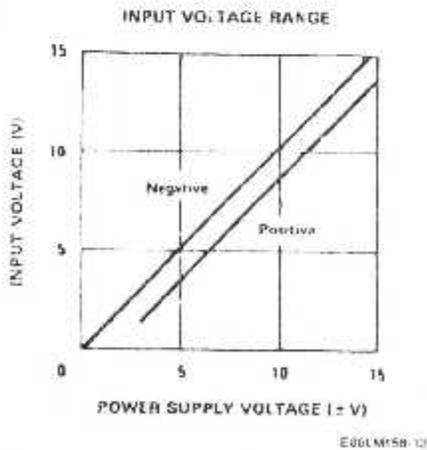
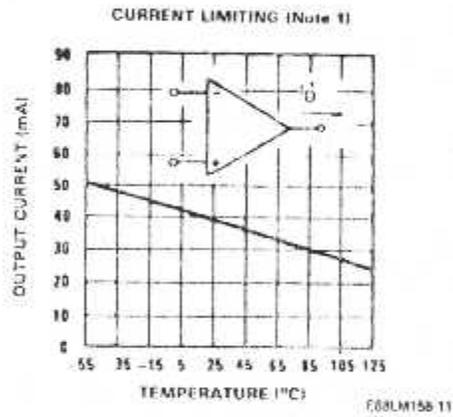
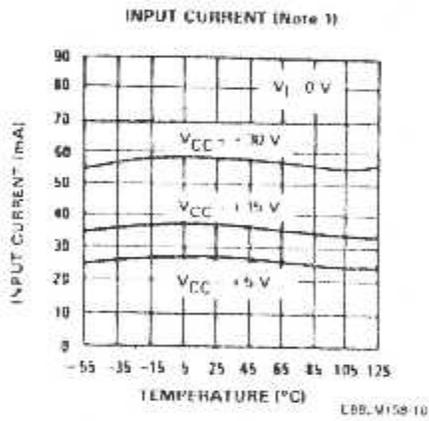
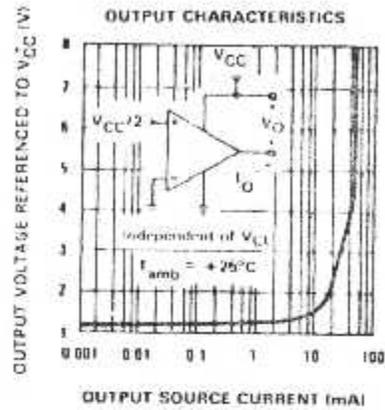
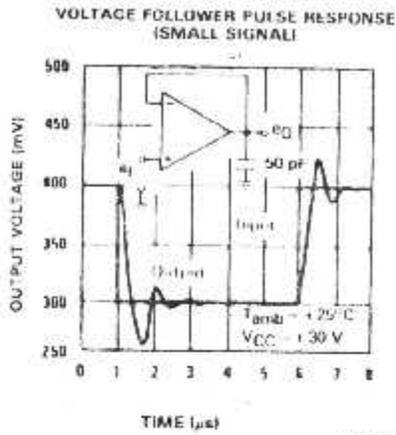


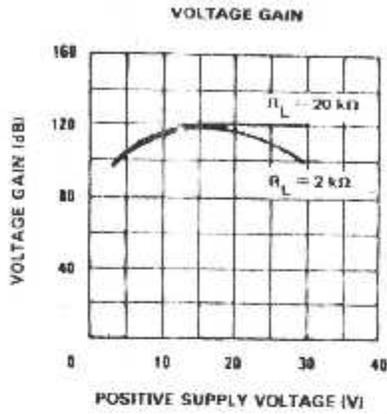
OUTPUT CHARACTERISTICS



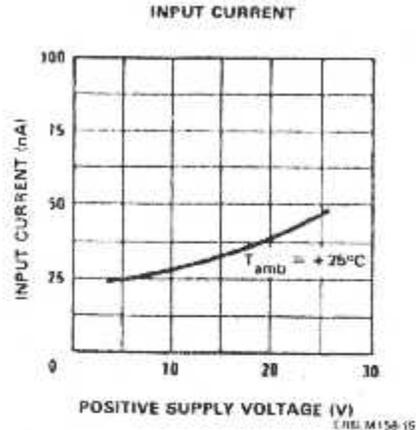
COMMON-MODE REJECTION RATIO



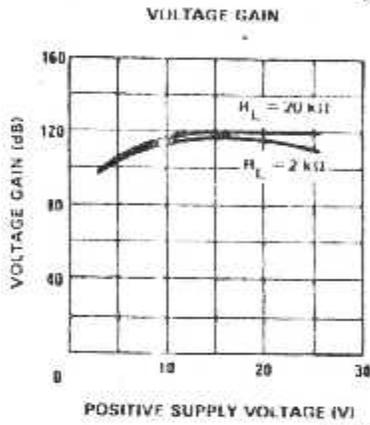




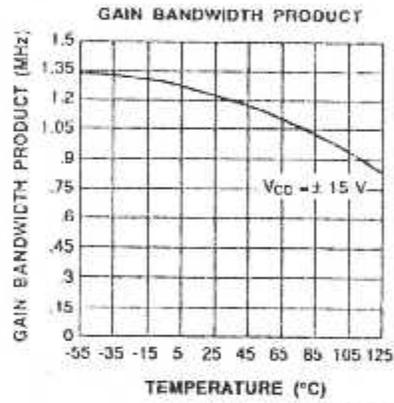
E88LM158-14



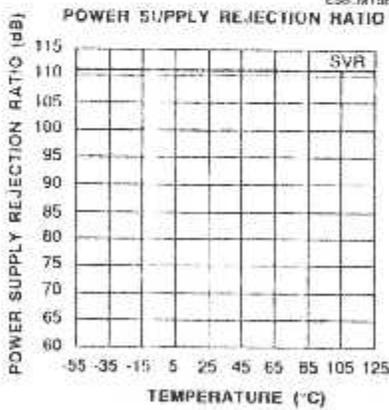
E88LM158-15



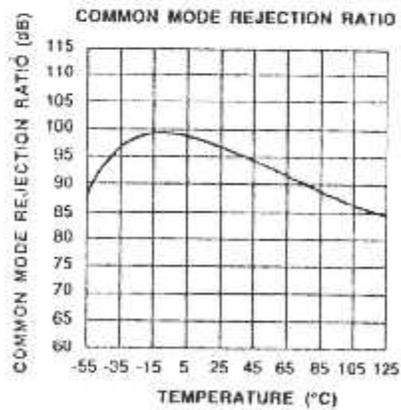
E88LM158-16



E88LM158-17



E88LM158-18



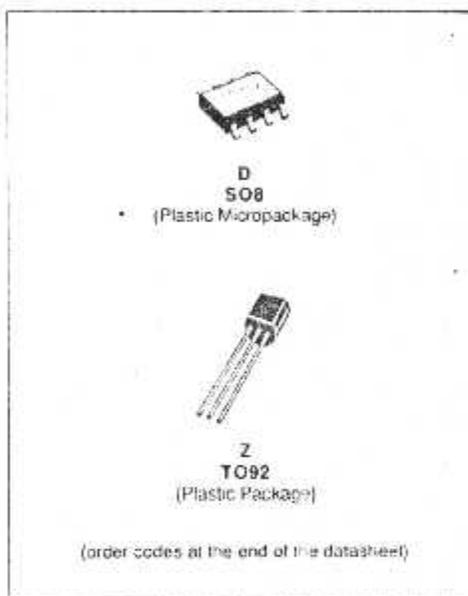
E88LM158-19

**2.5 V VOLTAGE REFERENCES**

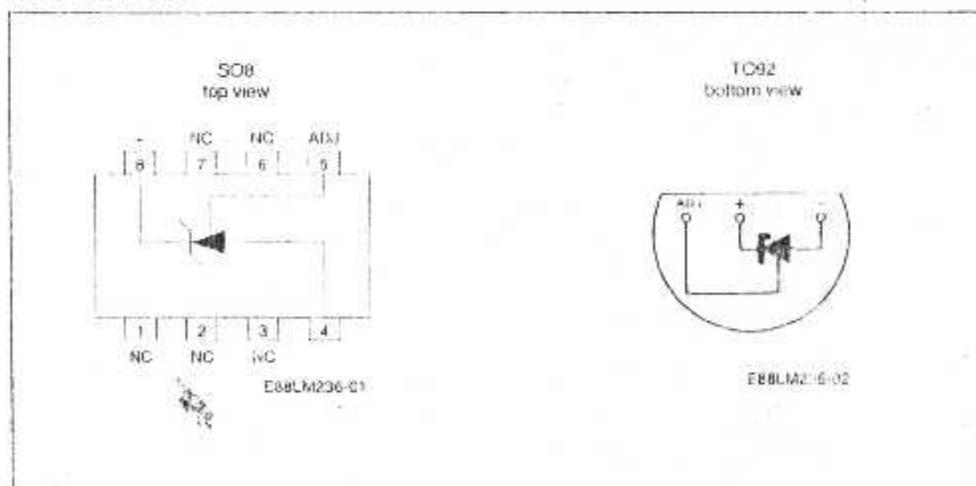
- LOW TEMPERATURE COEFFICIENT
- WIDE OPERATING CURRENT OF 400  $\mu$ A TO 10 mA
- 0.2  $\Omega$  DYNAMIC IMPEDANCE
- GUARANTEED TEMPERATURE STABILITY
- FAST TURN-ON

**DESCRIPTION**

The LM236 and LM336 are precision 2.5 V regulator diodes. These voltage reference monolithic ICs operate like 2.5 V zener diodes with a low temperature coefficient and a dynamic impedance of 0.2  $\Omega$ . A third pin enables adjusting the reference voltage and the temperature coefficient.



**PIN CONNECTION**

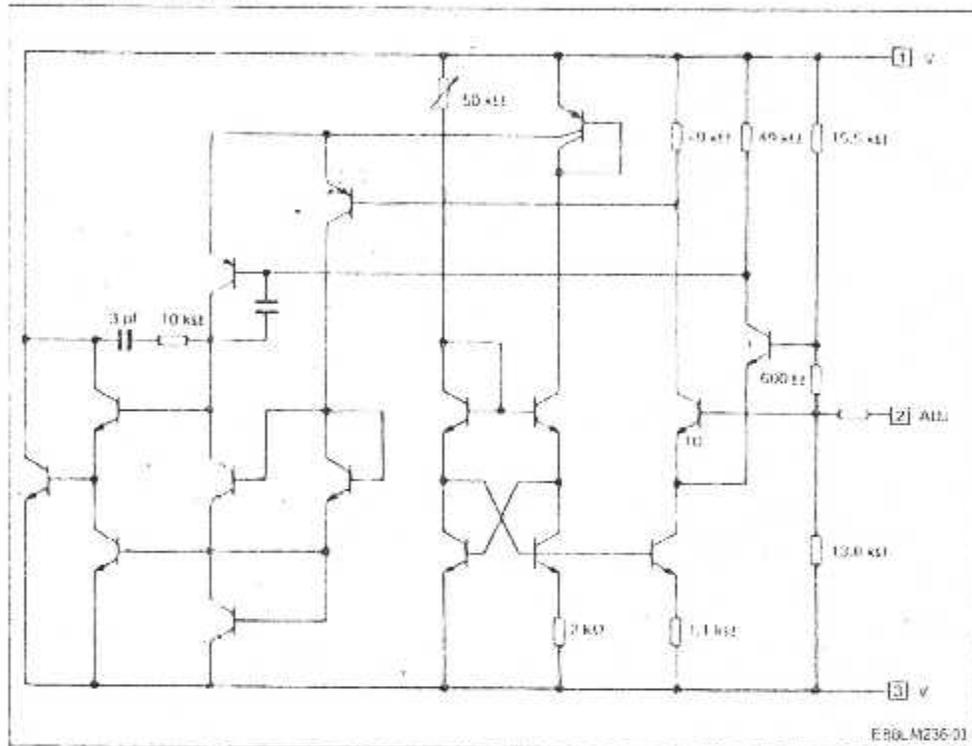


LM236,A-LM336,B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		LM236, A	LM336, B	
$I_R$	Current Reverse	15	15	mA
$I_F$	Current Forward	10	10	
$T_{oper}$	Operating Free-air Temperature Range	-25 to +85	0 to +70	°C
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-60 to +150	-60 to +150	°C

SCHEMATIC DIAGRAM



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

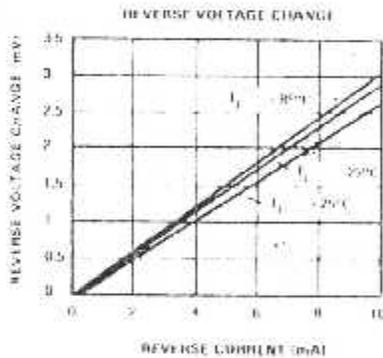
LM236, A :  $-25^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +85^{\circ}\text{C}$

LM336, B :  $0^{\circ}\text{C} \leq T_{\text{amb}} \leq +70^{\circ}\text{C}$

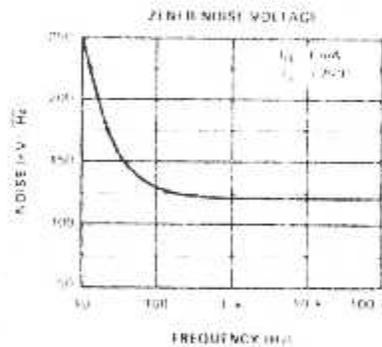
(unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LM236, A			LM236, B			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$V_{\text{R}}$	Reverse Breakdown Voltage $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $I_{\text{R}} = 1\text{ mA}$	2.44 (LM236A, LM336B)	2.45 (LM236, LM336)	2.54 (LM236, LM336)	2.39	2.40	2.59	V
$\Delta V_{\text{R}}$	Reverse breakdown change with current ( $400\ \mu\text{A} \leq I_{\text{R}} \leq 10\ \text{mA}$ ) $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		2.6 3	5 10	2.6 3	10 12		mV
$Z_{\text{R}}$	Reverse Dynamic Impedance ( $I_{\text{R}} = 1\ \text{mA}$ ) $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C}$ $T_{\text{min}} \leq T_{\text{amb}} \leq T_{\text{max}}$		0.2 0.4	0.6 1	0.2 0.4	1 1.4		$\Omega$
$K_{\text{VT}}$	Temperature Stability ( $V_{\text{R}} = 2.49\ \text{V}$ , $I_{\text{R}} = 1\ \text{mA}$ )		3.5	3	1.8	6		mV
$K_{\text{LT}}$	Long Term Stability ( $T_{\text{amb}} = +25^{\circ}\text{C} \pm 0.1^{\circ}\text{C}$ , $I_{\text{R}} = 1\ \text{mA}$ )		20		20			ppm

Note 1: The maximum junction temperature of the LM236 is  $+125^{\circ}\text{C}$  and the LM336 is  $+100^{\circ}\text{C}$ . For elevated junction temperature, devices should be derated based on a thermal resistance of  $180^{\circ}\text{C/W}$  junction to ambient with 10 mm leads from a PC board, or  $100^{\circ}\text{C/W}$  junction to ambient with 3 mm lead length on a PCB board.

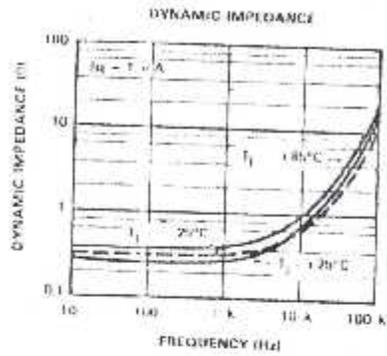


F88LM36-04

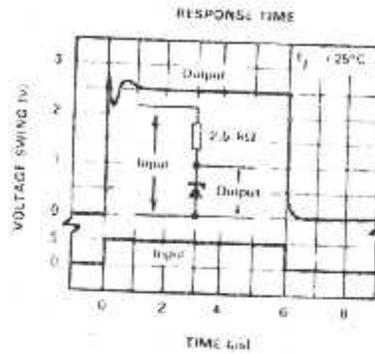


E88LM36-05

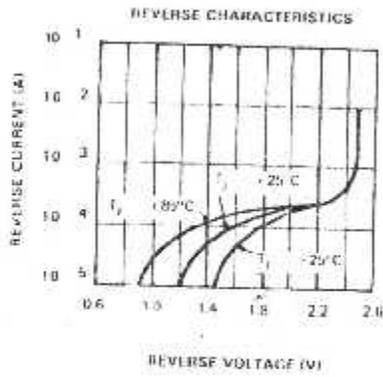
LM236,A-LM336,B



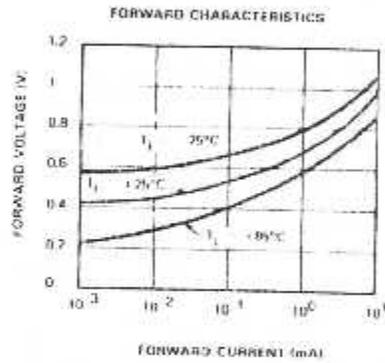
E86LM236-06



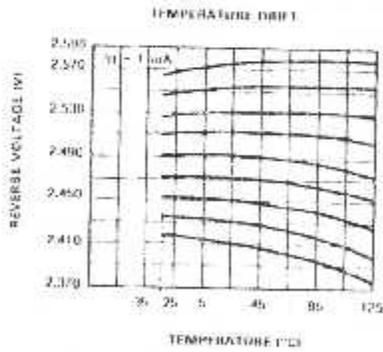
E88LM236-07



E88LM236-08



E86LM236-09



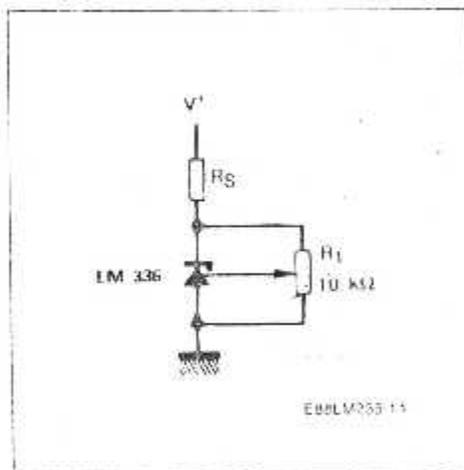
E86LM236-10

## APPLICATIONS HINTS

The LM236, LM336 voltage references are easier to use than zener diodes. Their low impedance and wide current range facilitate biasing in any circuits. Besides, the breakdown voltage or the temperature coefficient can be adjusted so as to optimize the performance of the circuit.

Figure 1 represents a LM336 with a 10 k $\Omega$  potentiometer to adjust the reverse breakdown voltage. By adding resistor R1, the breakdown voltage can be adjusted without altering the temperature coefficient

Figure 1 : The LM236 with Pot for Adjustment of Breakdown Voltage.

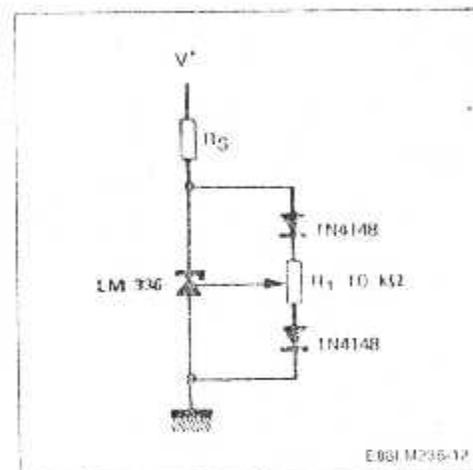


of the circuit. The adjustment range is generally sufficient to adjust the initial tolerance of the circuit and the inaccuracy of the amplifier circuit.

To obtain a lower temperature coefficient two diodes can be connected in series as indicated in fig. 2. When the circuit is adjusted to 2.49 V the temperature coefficient is minimized.

For a correct temperature coefficient, the diodes should be at the same ambient temperature as the LM336. The value of R1 is not critical (2-20 k $\Omega$ ).

Figure 2 : Temperature Coefficient Adjustment.



## TYPICAL APPLICATIONS

Figure 3 : 2.5 V Reference.

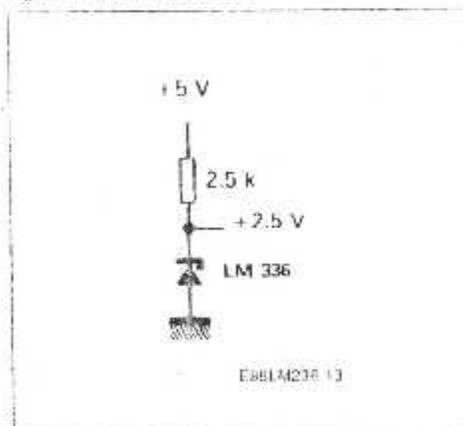
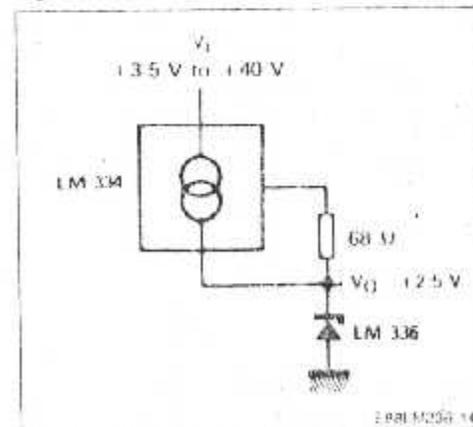


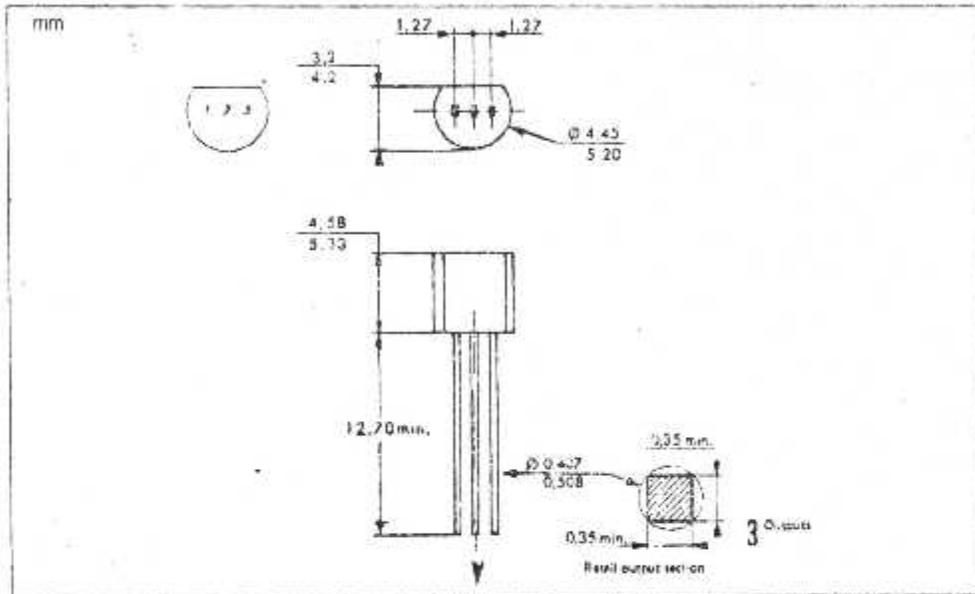
Figure 4 : Wide Input Range Reference





LM236,A-LM336,B

3 PINS - PLASTIC PACKAGE TO92



## QUAD BUFFERS 3-State

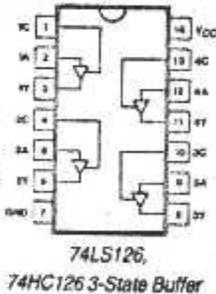
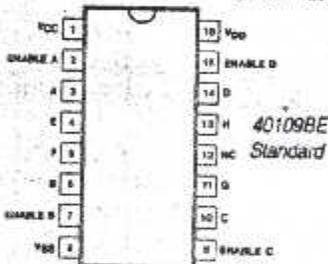
Four non-inverting buffers in a single package. Type '125' outputs are enabled when control pins are low and type '126' outputs are enabled when control pins are high. Both LS and HC types have buffer-type outputs permitting higher output currents. The 40109BE outputs are enabled when control pins are high. This device is mainly intended for use as a low-to-high voltage level shifter, the input voltages being referenced to the supply voltage on pin 1 whilst the output is standard CMOS referenced to the normal supply voltage pin 16. However, any voltage up to 15V may be connected to the inputs, pin 1 or pin 16, regardless of the supply voltages on pin 1 or pin 16.

### 74LS and HC Types

	L5125	74HC125	HC125 & 74HC126
High level output current (max)	-2.6mA	-2.6mA	
Low level output current (max)	24mA	24mA	
Supply current avg	11mA	12mA	
Propagation delay low to high	9ns	9ns	13ns
high to low	7ns	8ns	13ns

### CMOS Type 40109BE

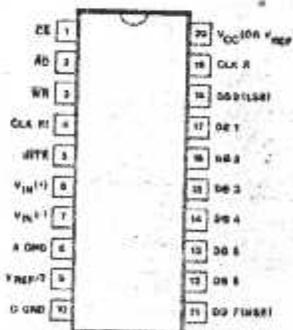
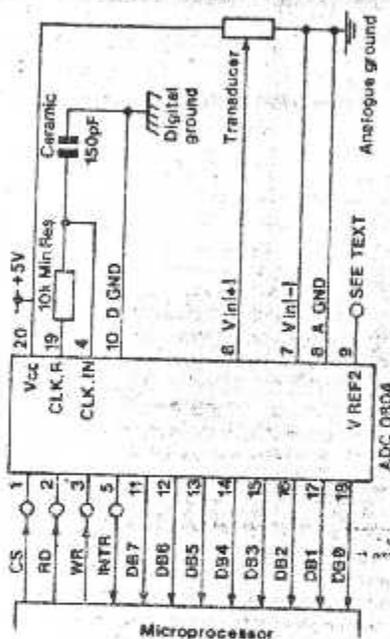
	V <sub>CC</sub>	V <sub>OH</sub>	V <sub>OL</sub>
Propagation delay low to high	5V	10V	130ns
	5V	15V	120ns
	10V	15V	70ns
	10V	5V	230ns
	15V	5V	230ns
	15V	10V	80ns
high to low	5V	10V	300ns
	5V	15V	220ns
	10V	15V	180ns
	10V	5V	850ns
	15V	5V	850ns
	15V	10V	290ns



74LS125,  
74HC125 3-State Buffer

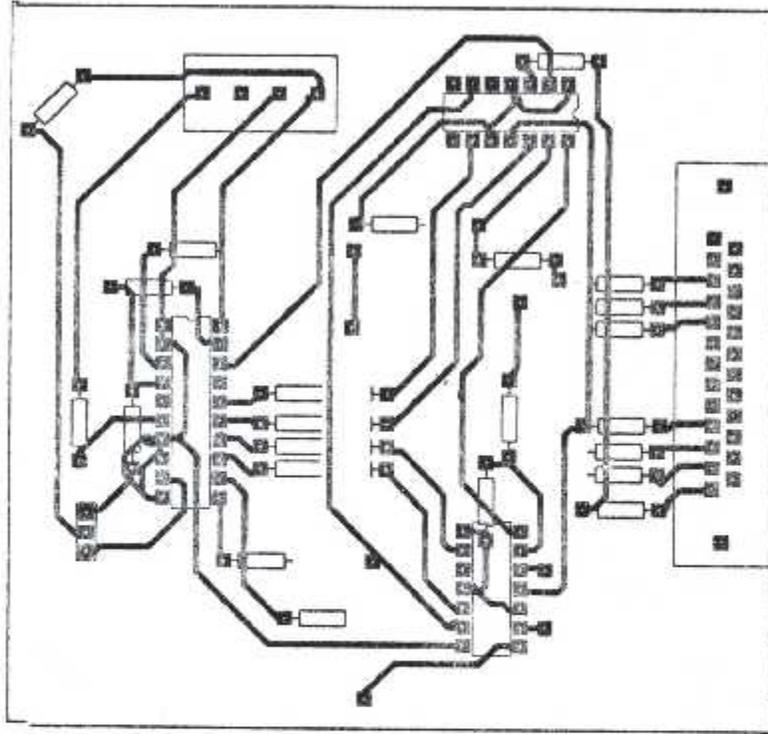
## ADC0804 8-Bit A/D Converter

A CMOS 8-bit analogue to digital converter with output latches that can directly drive a microprocessor data bus. The IC looks like a memory location or I/O port to the microprocessor so no interfacing logic is required. The analogue input voltage range is 0V to 5V with a single 5V supply, and 2.5V applied to pin 9. However, the voltage reference on 9 can be any voltage under 2.5V so that any voltage span can be converted with a full 8-bits of resolution. In addition, by connecting pin 7 to a voltage other than ground the span need not start at 0V. For example if the span was 0.5V to 3.5V (a span of 3V) 0.5V would be applied to pin 7 and 1.5V to pin 9 (i.e. 1/2 of 3V). No zero adjustment is needed with this IC.

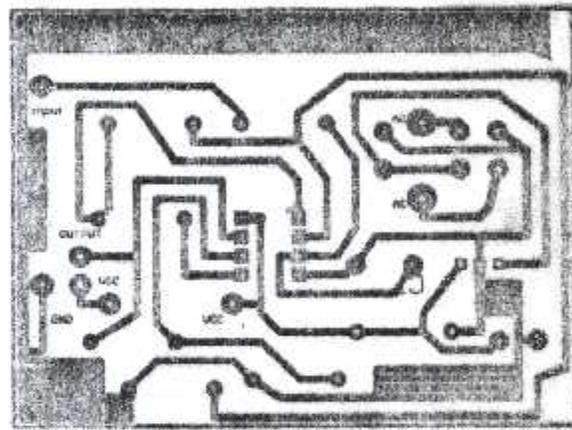


### Specification

Supply voltage:	+5V (V <sub>CC</sub> )
Max error:	±1 bit
Input resistance at pin 9:	1.3kΩ
Analogue input voltage range:	Ground to V <sub>CC</sub>
Conversion rate:	8770/second max
Supply current:	1.3mA



Circuit Imprimé de la Carte  
Convertisseur Analogique-Numérique



Circuit Imprime de L'Alimentation  
et de d'Amplification