

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université SAAD Dahlab de Blida
Département d'aéronautique



0681/06
Ex 1

Projet de fin d'étude en vue de l'obtention
Du diplôme D.E.U.A en aéronautique

Option : avionique

THEME :

**ETUDE ET REALISATION D'UN
BAROMETRE NUMERIQUE**

Réalisé par :

- HAREDJ Lynda
- TALEB Rosa

Proposé par :

- Mr. HELAL Mahmoud

promotion 2005-2006

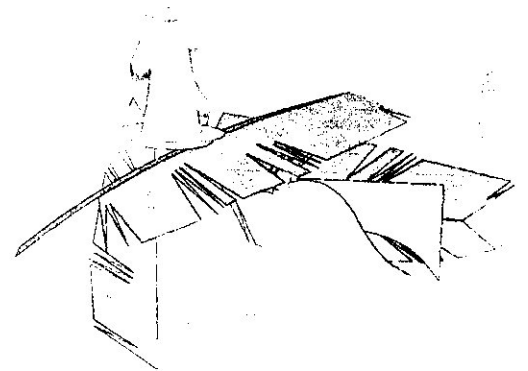


Remerciements

*Merci à bon dieu de nous avoir donner santé pour
achever notre travail.*

*Merci encore une fois à vous Monsieur HELAL.
Nous avons le plaisir de remercier toute personne qui
nous a aidée dans notre projet, en l'occurrence
Monsieur BENOUARED, Monsieur TALEB SAID, et
ABDELATIF*

Lynda et Rosa





Dédicaces

J'ai le plaisir de dédier cette thèse aux personnes les plus chères à mon cœur, ma grand-mère YEMMA TAMEQRANHT ma mère et mon père pour leur aide.

Je le dédie encore à mes frères, ma petite sœur « Dihia » surtout, sans oublier toute ma grande famille.

Ensuite, à ma « vie », mon bonheur, mon espoir NONOR (Abdenmour).


En dernier, je le dédie à tous (tes) mes amis (ies).

ROSA





Dédicaces



*Toi mon soleil après un long moment d'obscurité
Toi qu'à prononcer ton nom mon cœur se rejoint,*

Toi, la meilleure de toutes les femmes


*Toi, « yemma » je te dédie ce modeste travail pour te
dire que je t'adore merci et mille fois merci de m'avoir
compris merci encore à toi « dada » merci de m'avoir
appris que les études are the best part of education.*

C'est encore pour vous atma d y isetma, mes amis (ies)

là où vous êtes je vous dis tous et toutes merci

*En dernier j'ai l'honneur, le plaisir et la fierté le respect
de le dédier pour toi ma « patrie ».*

Lynda



ملخص :

إن مشروع دراستنا متمثل في إنجاز جهاز لقياس مقدار الضغط الجوي وهذا بفضل ملتقط الضغط. أما فيما يخص القراءة فالمقدار يعرض في جهاز قياس التوتر.

Résumé :

Notre projet consiste à réaliser un appareil de mesure de la pression et c'est grâce à un capteur de pression.

En ce qui concerne la lecture de la grandeur (la pression), elle est affichée sur le voltmètre.

Abstract:

Our parpus study is presented in the realisation of apparatus to measure the air pressure.

For all above the reading, the quantities show and present on the tension measure appeared.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	01
-----------------------------	----

CHAPITRE I : la pression atmosphérique et les capteurs.

I-1 : La pression atmosphérique.....	03
I-1-1 :Définition.....	03
I-1-2 :Les échelles de pression.....	03
I-1-3 :La gamme de pression.....	03
I-1-4 :Rapport entre la pression et l'altitude.....	04
I-1-5 :Utilisation de l'altimètre pour le calcul de la pression.....	05
I-1-6 :Influence de la pression atmosphérique.....	07
I-2 : Les capteurs.....	07
I-2-1 :définition.....	08
I-2-2 : fonction de transfert.....	08
I-2-3 :types de capteurs.....	08
I-2-4 :applications des capteurs.....	09
I-2-5 :Capteurs de pression.....	09
I.2-5-1 :Définition.....	09
I-2-5-2 : Capteur de pression de piézo résistif au silicium .	10
I-2-5-3 :Types de capteurs de pression.....	10
I-2-5-4:domaine d'emploi.....	10

CHAPITRE II : mesure de la pression barométrique

II-1-Historique.....	13
II-2 :Invention du baromètre	15
II-3 :Le baromètre.....	16
II-3-1 :Définition.....	16
II-3-2 :Fonctionnement.....	16
II-4 :Tendance barométrique.....	16
II-5 :Types de baromètre	16
II-5-1 :Le baromètre à mercure.....	16
II-5-2 :Le baromètre anéroïde.....	17
II-5-3 :Le barographe	18
II-6 :Emplacement des baromètres.....	19
II-7 :Le baromètre numérique.....	19
La précision du baromètre digital	19

CHAPITRE III : Etude et réalisation du baromètre numérique .

III- 1 : Schéma synoptique général.....	22
III- 2 : Schéma électrique	23
III- 3 : Etude des différents étages	25
III- 3-1 : L'alimentation	25
III- 3-1-1 : Principe de fonctionnement.....	25
III- 3-1-2 : Schéma synoptique	25
III- 3-1-3 : Schéma électrique.....	25
III- 3-1-3-1 : Le transformateur.....	26
III- 3-1-3-2 : Le redressement.....	27
III-3-1-3-3 : Le filtrage	30
III-3-1-3-4 : La régulation :.....	32
• Etude du régulateur intégré.....	33
III-3.2- : Etage de régulation.....	34
III.3.3- : Capteur de pression	36
III.3.4- : Etage amplificateur	37
III-4 : convertisseur Analogique/numérique	39
III-4-1 : Génération de la rampe.....	40
III-4-2 : Tension de référence	40
III-4-3 : L'oscillateur.....	40
• Fréquence du signal obtenu par la poche «BP».....	41
III-5 : Choix de l'afficheur LCD.....	42

CHAPITRE IV : REGLAGE ET APPLICATIONS

IV-1- Description du boîtier de la réalisation.....	45
IV-2- Réglage de l'appareil	46
IV-3- Essais.....	46
IV-4- Applications	47
Conclusion générale.....	50
Bibliographie	
Nomenclature	
Annexe	

Liste des figures

Désignation des figures	Page
<u>Chapitre I</u> : La pression atmosphérique et les capteurs	
FIGURE I.2 : Rapport entre la pression et l'altitude.....	05
FIGURE I.2 : Altimètre.....	06
FIGURE I.3 : La différence de pression.....	07
FIGURE I.4 : Application des contraintes sur une tranche de Revêtement.....	07
FIGURE I.5 : Schéma général d'un capteur	08
FIGURE I.6 : Schéma synoptique d'un capteur passif.....	09
FIGURE I.7 : Application des capteurs.....	09
<u>Chapitre II</u> : Mesure de la pression barométrique	
FIGURE II.1 : le baromètre portant des montions.....	15
FIGURE II.2 : le baromètre à mercure	17
FIGURE II.3 : le baromètre anéroïde.....	18
FIGURE II.4 : le barographe.....	18
<u>Chapitre III</u> : Etude et réalisation du baromètre numérique	
FIGURE III.1 : Schéma synoptique général	22
FIGURE III.2 : Schéma électrique	24
FIGURE III.3 : Synoptique d'une alimentation 0 – 12v.....	25
FIGURE III.4 : Schéma électrique de l'alimentation.....	26
FIGURE III.5 : Signal de sortie du transformateur	26
FIGURE III.6 : circuit de redressement	27
FIGURE III.7 : Résultat pratique du redressement	30
FIGURE III.8 : Circuit de filtrage	30
FIGURE III.9 : Résultat pratique du filtrage	31
FIGURE III.10 : Schéma de la régulation	32
FIGURE III.11 : Résultat pratique de la régulation	33
FIGURE III.12 : Caractéristique du MPX 2200 AP.....	37
FIGURE III.13 : Amplificateur différentiel	37
FIGURE III.14 : Signal de la broche BP	42
FIGURE III.15 : La convertisseur A/D et l'afficheur LCD	43
<u>Chapitre IV</u> : Réglage et applications	
FIGURE IV.1 : Les composants du baromètre	45
FIGURE IV.2 : Le Baromètre digital réalisé	45

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE :

Lorsqu'on écoute les informations météorologiques à la télévision, qu'on pratique certains sports tel la plongée sous-marine, qu'on est captivé par la conquête des fonds marins ou simplement qu'on écoute le petit bruit que fait une bouteille de boisson gazeuse lorsqu'on l'ouvre, un facteur primordial lie chacun de ces événements : **LA PRESSION !**

Etant donné que la pression est un facteur essentiel à la vie intervenant dans des disciplines aussi variées que la thermodynamique, la marine, la navigation aérienne, l'agriculture,..... il est important d'innover dans le domaine de la mesure de celle-ci.

Si dans un premier temps, la technique fut un recueil de procédés empiriques, fruit de l'observation, de tâtonnements aléatoires ou d'essais successifs, la connaissance des lois de la nature a permis à la technique de rationaliser sa démarche et de devenir une science de la réalisation.

En effet, avec l'arrivée de divers capteurs de pression permettant la prise de la pression dans des volumes restreints et larges, et aussi avec le développement de la technologie électronique, le domaine de l'aéronautique et plus précisément l'avionique a été enrichi avec l'invention des instruments aussi variés que les anémomètres, les altimètres, les baromètres,..... Permettant le calcul de la pression atmosphérique.

Notre choix s'est porté sur la réalisation d'un baromètre digital permettant de sonder l'état du climat. Ainsi, une hausse de pression signifie souvent un beau temps à venir, alors qu'une baisse de celle-ci annonce un mauvais temps, surtout si cette variation s'opère rapidement.

Alors que la science cherche à saisir puis à exprimer mathématiquement dans des théories cohérentes les lois régissant les rapports des grandeurs physiques, la technique utilise ces lois et les propriétés de la matière pour créer de toute pièce des dispositifs ou des matériaux nouveaux qui permettent à l'homme d'accroître ses moyens d'action afin de mieux assurer sa subsistance, de faciliter ses échanges et de réduire sa peine.

Dans ce contexte, la réalisation d'un baromètre électronique à affichage digital fera l'objet de notre étude partagée en quatre chapitres :

- Le premier chapitre relate quelques généralités sur la pression atmosphérique et les capteurs.
- Le deuxième chapitre traite l'étude du baromètre à travers l'histoire avant d'analyser les divers types des baromètres.
- Le troisième chapitre comprend l'étude de chaque étage de notre instrument ainsi que sa réalisation.
- Le quatrième chapitre regroupe le réglage et les diverses applications de notre montage.

En dernier, une conclusion générale donne fin à notre projet.

CHAPITRE I

La pression atmosphérique et les capteurs

[1, 2, 3, 4, 6]

I.1- la pression atmosphérique	03
I.2 - les capteurs.....	07

Nous essayerons dans cette partie de donner quelques généralités sur la pression atmosphérique et par quoi celle-ci est prise, à savoir les capteurs.

1.1. LA PRESSION ATMOSPHERIQUE :

1.1.1. Définition :

Produite par la collision des molécules d'un gaz ou d'un liquide avec leur entourage, en particulier les parois du récipient qui les contient.

Au niveau microscopique, ces collisions semblent aléatoires résultant en une force exercée par le gaz perpendiculairement aux parois du récipient.

Ou encore, on peut dire que la pression atmosphérique est égale au poids d'une colonne verticale d'air au dessus d'une surface horizontale.

Contrairement à la plupart des paramètres météorologiques, nous ne ressentons généralement pas la pression atmosphérique. Or, nous pouvons néanmoins ressentir les changements rapides de pression durant la descente d'un aéronef avant l'atterrissage.

1.1.2. Les échelles de pression :

Sur la scène internationale, dans le domaine de la météorologie, on utilise l'hectopascal (hPa) ou le millibar (mb). Un pascal équivaut à la contrainte qu'exerce perpendiculairement et uniformément sur une surface plane de 1 mètre carré (m²) une force totale de 1 Newton (N).

Le secteur aéronautique utilise les pouces de mercure pour exprimer la pression, comme le calage altimétrique. Le Canada est le seul pays qui utilise le Kilopascal (kPa) de manière courante.

Au niveau de la mer, la pression moyenne est de 1013,25 mb (101,33 kPa), ce qui équivaut à la contrainte qu'exerce sur une surface plane de 1 cm² une force totale de 0,1 Newton (N).

- La pression maximale au niveau de la mer enregistrée au Canada est 1079,6 mb à Dawson (YOKON) en 1989.
- La pression minimale au niveau de la mer enregistrée au Canada est de 940,2 mb à St. Anthony (Terre Neuve) en 1977.

1.1.3. La gamme de pression :

- Les très basses pressions sont inférieures à 0,1 Pa.
- Les basses pressions se situent entre 0,1 Pa et 1 Kilopascal (KPa) (1 kiloPa= 10³ Pa).
- Les pressions moyennes varient entre 1 KPa et 1 MPa (1 MPa = 10⁶ Pa).
- Les hautes pressions sont supérieures à 1 MPa.

Il semble que la séparation entre ces domaines est arbitraire. En effet, celle-ci délimite les différentes techniques utilisées pour mesurer ou réaliser les pressions.

Il est à noter qu'il existe une différence entre la pression absolue (définie par rapport au vide) et la pression relative (surpression).

Ainsi, un baromètre indiquant la pression atmosphérique donne une pression absolue.

Toutefois, la pression d'un pneu ainsi que la pression d'un réseau d'eau potable (pressions relatives à la pression atmosphérique) sont des applications de la vie courante ayant recours à la pression relative.

1.1.4. Rapport entre la pression et l'altitude :

La question que l'on se pose souvent est « Est ce qu'on a la même pression avec des altitudes différentes ? »

NON, la pression atmosphérique n'est pas identique lorsqu'on change d'altitude. Plus on monte en altitude, moins la pression est élevée, donc elle dépend de l'équation d'équilibre hydrostatique : $\Delta p = -\rho g \Delta h$, où ρ est la densité, g la force de gravité et h la hauteur.

Donc, si l'on monte de 10 mètres, la pression baisse de 1,2 mb, à 6 Km, la pression chute à environ 500 mb.

Exemple : La pression au niveau de la mer est aux environs de 1013,25 hPa, tandis qu'elle est quasiment à 0 hPa dans les plus hautes limites de notre atmosphère.

L'équation d'équilibre hydrostatique précédente sert à calculer la hauteur des radiosondes. Le point de départ est la hauteur et la pression connues de la station au moment où la radiosonde est lâchée.

Pour calculer la hauteur de la radiosonde, on détermine l'épaisseur de chaque couche qu'elle traverse avant d'en faire l'addition.

La pression, la température et l'humidité à bord servent à calculer l'épaisseur des couches de l'atmosphère. Le capteur de pression d'une radiosonde fonctionne dans la plage allant de 1060 mb à 3 mb avec 1 degré de précision de $\pm 0,5$ mb.

Le tableau de la figure I.1 représente le rapport entre la pression et l'altitude.

altitude (km)	pression (hPa)	température (°C)
0	1013	15
0,5	955	9
1	900	7
1,5	845	5
2	794	2
2,5	746	-1
3	700	-3
3,5	658	-6
4	617	-10
5	541	-16
6	471	-23
7	411	-31
8	357	-38
9	307	-41
10	265	-51
11	227	-55
12	194	-56
13	165	-56
14	141	-55
15	119	-55
20	55	-46
30	11	-38
40	3	-5
50	0,9	+1
60	$2,5 \cdot 10^{-2}$	-20
100	$4,0 \cdot 10^{-4}$	-64
200	$1,3 \cdot 10^{-6}$	822
300	$2,0 \cdot 10^{-7}$	953
400	$4,4 \cdot 10^{-8}$	973
500	$1,1 \cdot 10^{-8}$	977

Figure I.1 : rapport entre la pression et l'altitude

I.1.5. Utilisation de l'altimètre pour le calcul de la pression :

L'altimètre comme le montre la figure I.2, n'est pas un appareil de mesure de l'altitude. C'est un appareil de mesure de la pression atmosphérique permettant d'estimer un dénivelé entre deux points. Donc, il est possible de l'utiliser pour évaluer l'altitude d'un point avec une précision qui dépend de nombreux paramètres. Ainsi, la connaissance de l'altitude du point où l'on se trouve permet le calcul de pression régnante à ce point. En effet, la conversion altitude / pression est basée sur une atmosphère standard qui décroît de $6,5^{\circ}$ C tous les 1000 mètres. Si l'air est plus froid que la température normale, il sera plus dense et donc le dénivelé lu sera plus grand que le dénivelé réel. La correction à faire est de 4

mètres par tranche de 1000 mètres de dénivelé et par degré d'écart par rapport à la température normale.

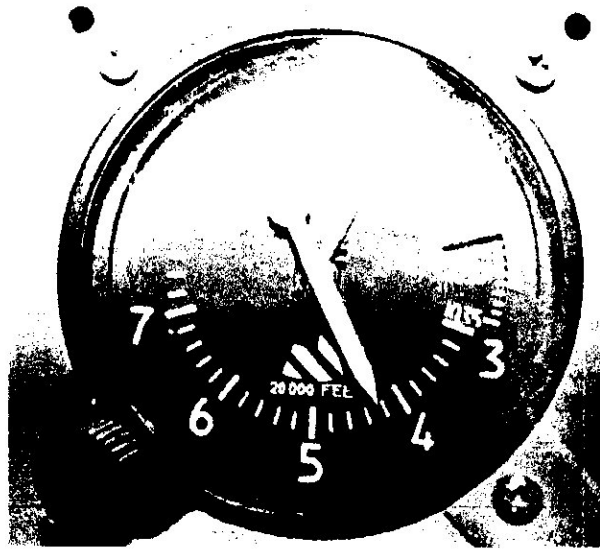


Figure I.2 : l'altimètre

Exemple de calcul spécifié :

Si le calage d'un altimètre est fait à une altitude de 1234 m, la température extérieure est de -8 C, l'altitude lue est de 2300 m, la température extérieure est de -12 C .Donc ;

- La température normale à 1234 est de : $15^{\circ}\text{C} - 1,234 \cdot 6,5^{\circ}\text{C} = 7^{\circ}\text{C}$
- La température normale à 2300 est de : $15^{\circ}\text{C} - 2,300 \cdot 6,5^{\circ}\text{C} = 0^{\circ}\text{C}$
- La température moyenne normale de la couche d'air est de : $(7^{\circ}\text{C} + 0^{\circ}\text{C}) / 2 = 3,5^{\circ}\text{C}$.
- La température moyenne réelle de la couche d'air est de : $(-8^{\circ}\text{C} + (-12^{\circ}\text{C})) / 2 = -10^{\circ}\text{C}$.
- La température à compenser est : $(-10^{\circ}\text{C}) - (3,52) = -13,5^{\circ}\text{C}$
- La compensation de l'altitude est : $(-13,5^{\circ}\text{C}) \cdot 4 \cdot (2,300\text{m} - 1,234\text{m}) = -58\text{ m}$

D'où l'altitude réelle est : $2300 - 58 = 2242\text{ m}$

A cette altitude et en utilisant cette formule $P = P_0 + \rho_0 g h$

La pression est de $P = 721.79\text{ hPa}$

Avec P_0 est la pression à l'altitude Z_0 , elle est de 1013,25 hPa.

ρ_0 : masse volumique $Z_0 = 0$ $\rho_0 = 1.3\text{ kg/m}^3$

g : force de gravité $g = 10$

h est l'altitude séparant le point x ($x = 2242\text{ m}$) à x' ($x' = 0\text{ m}$)

I.1.6. Influence de la pression atmosphérique :

- Sur la structure de l'avion : A une altitude z supérieure à 3000 mètres, l'avion est comme un ballon gonflé, puisque la pression cabine est supérieure à la pression extérieure (pression ambiante exercée par l'atmosphère sur l'avion).

Donc, pour une altitude z supérieure à 3000 m, la cabine est maintenue à une pression correspondante à une altitude de l'ordre de 2500 à 3000 m. Ce que l'on appelle la pressurisation où la pression cabine est gonflée par rapport à la pression extérieure, d'où la production des contraintes au niveau des fibres constitutifs du revêtement de l'avion (Figure I.3). Des contraintes longitudinales (∂x) et tangentiels (∂y) sont appliquées sur une tranche de revêtement (Figure I.4)

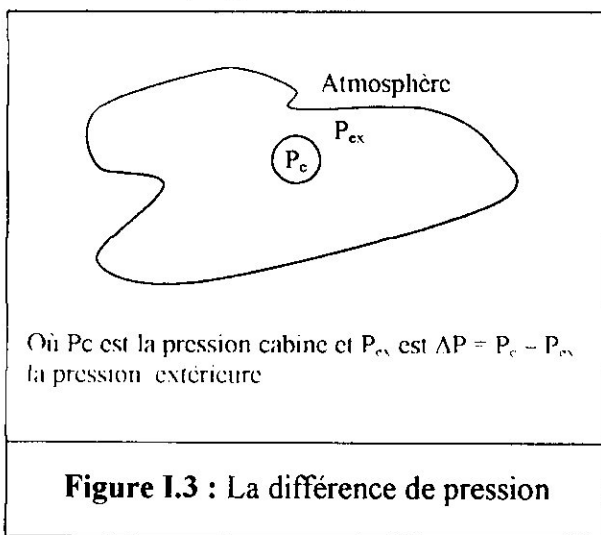


Figure I.3 : La différence de pression

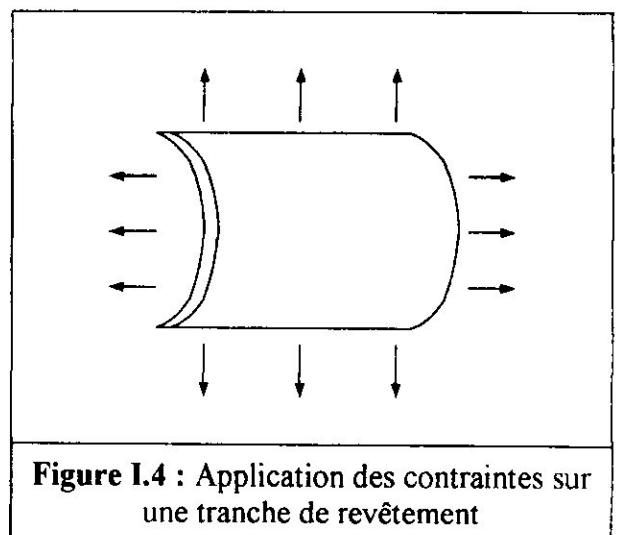


Figure I.4 : Application des contraintes sur une tranche de revêtement

- Sur les passagers : En une minute, si la pression cabine diminue au dessous de 1013 millibars, tout se passe comme si la cabine avion est de 0 à 500 pieds avec une vitesse de 500 pieds/minute. Ce qui conduit à des problèmes de santé de l'être humain (vertige, vomissement, hypoxie,.....) dont l'organisme est très sensible aux variations de pression.

I.2. LES CAPTEURS :

Les capteurs jouent un rôle de plus en plus important, puisqu'ils permettent de détecter les effets des phénomènes de toute nature agissant sur notre environnement.

L'évolution de la technologie électronique en particulier a permis l'accroissement de l'importance de ces capteurs puisqu'ils sont arrivés au stade d'assurer la liaison : **Homme - Appareil - Environnement**.

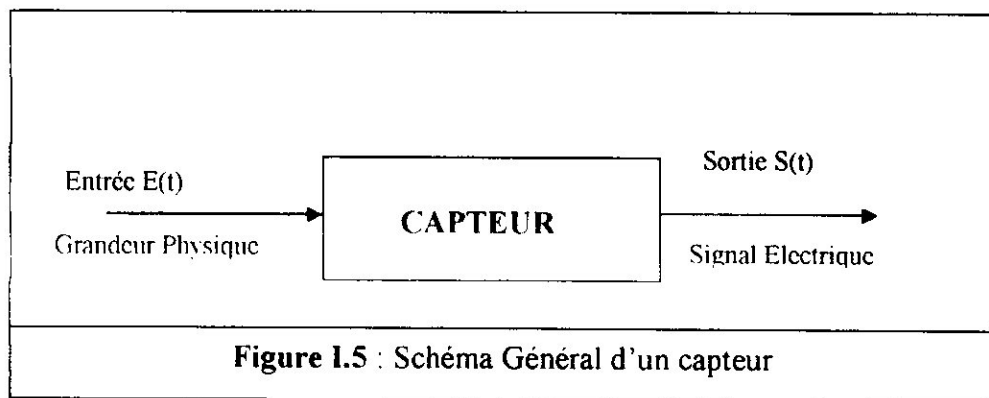
1.2.1. Définition :

Le capteur est le premier élément de la chaîne d'acquisition soumis à l'action d'une grandeur physique non électrique qu'il capte (température, pression, force...) et qu'il transforme en une grandeur électrique.

Cette transformation peut être dégradée en raison des caractéristiques du capteur à savoir la précision, la fidélité, la souplesse et aussi l'emploi des dispositifs électromécaniques.

1.2.2. Fonction de transfert F(t) :

Soit le schéma de la figure 1.5



On définit la fonction de transfert par la relation $F(t) = S(t)/E(t)$.

1.2.3. Types de capteurs :

On les classe en deux grandes familles :

- *Capteur actif* : généralement fondé dans son principe sur un effet physique assurant sa conversion en énergie électrique de la forme d'une énergie propre à la mesurande. Ainsi, il se comporte comme un générateur sans alimentation externe.
- *Capteur passif* : vu de la sortie, ce dernier comme le montre la figure 1.6 comporte une seule impédance associée à un conditionneur. Ces capteurs doivent être obligatoirement alimentés par une source d'alimentation externe.

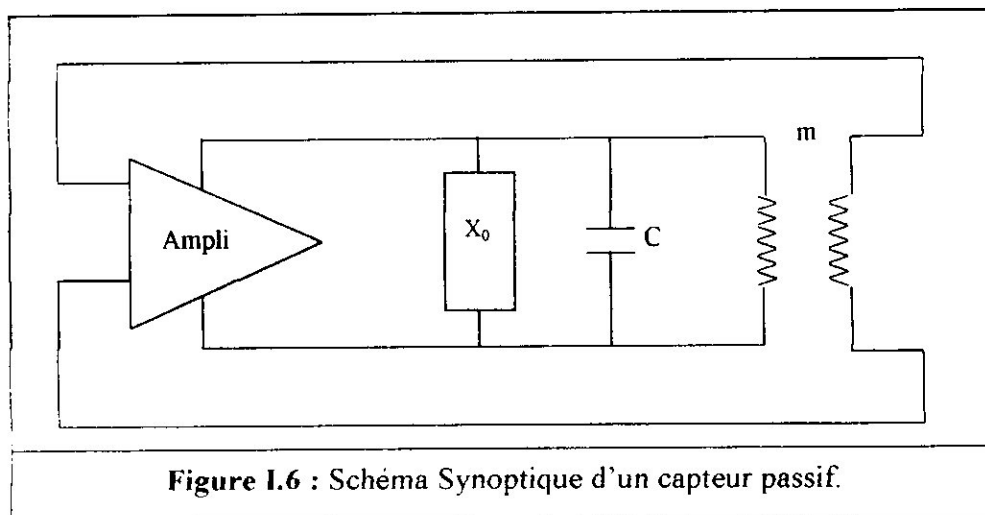


Figure 1.6 : Schéma Synoptique d'un capteur passif.

I.2.4. Applications des capteurs :

Elles sont nombreuses en industrie, mesure électrique et électronique, régulation, étude des vibrations, applications médicales,..... etc.

Leur classement peut se faire selon la grandeur à mesurer (force, pression, vitesse,....).

Le tableau de la figure I.7 présente quelques applications.

Capteurs	Applications du phénomène
- Thermocouple - Thermistance	Température
- Electronique	PH
- Jauge de contrainte - Potentiomètre	Pression et Force

Figure I.7 : Applications des capteurs.

I.2.5. Capteurs de pression :

Puisque notre étude traite le calcul de pression, nous avons jugé intéressant de nous baser sur les capteurs de pression.

I.2.5.1. Définition des capteurs de pression :

Capteurs actifs fondés dans leur principe sur un effet physique (piézo-résistif) assurant sa conversion en un signal électrique.

1.2.5.2. Capteur de pression piézo-résistif :

Depuis quelques années, ces capteurs se substituent progressivement aux capteurs à jauge métallique.

Ce capteur comprend essentiellement deux parties :

- Une membrane micro usinée dans du silicium monocristallin, de quelques dizaines de micromètres d'épaisseur et de quelques millimètres carrés de superficie.
- Un ensemble de piézo-résistances montées en pont de Wheatstone et jouant le rôle de jauges de contraintes.

Ces piézo-résistances peuvent être soit monocristallin, soit poly-cristallin. Dans le premier cas, elles sont implantées dans une membrane, tandis que dans le second cas, elles sont déposées dessus.

1.2.5.3. Types de capteurs de pression :

- Type de capteur type 50 : de fabrication « GROUZET », ce capteur de pression absolue est à la vie vibrante, destinée en particulier à des applications aéronautiques (dans les circuits de graissage).
- LMPX 2200AP et le MPX 2100A : de fabrication « MOTOROLA », ils sont utilisés pour les mesures de la pression absolue entre 0 et 2 bars.

1.2.5.4. Domaine d'emploi :

Un capteur de pression est d'abord caractérisé par son domaine d'emploi et la fiabilité qui correspond à ce domaine .La pression peut être une fonction du temps : quasi stationnaire dans le cas d'une pression statique ou lentement variable, elle peut, dans le cas d'une pression dynamique, subir des variations plus ou moins rapides. Pour pouvoir suivre ces évolutions, le capteur doit avoir :

- Une fréquence propre élevée, correspondant à une grande rapidité de réponse.
- Une finesse suffisante qui évite l'intégration des fluctuations sur la surface du corps d'épreuve.

Une autre donnée essentielle est la valeur que peut prendre la précision : c'est elle qui impose l'étendue de mesure (0-10 bars 0-500 bars (+) ou (-) 500 Millibars,.....) étendue pour laquelle les indications sont compatibles avec la précision souhaitée (0,1%, 0,5% ,1%,.....).

Cette précision peut se trouver limitée par des erreurs de linéarité ou par l'hystérésis.

Outre le domaine nominal d'emploi, on peut envisager l'extension du domaine d'emploi jusqu'à la valeur de surcharge limite. Au delà de la surcharge, il peut être utile de pouvoir définir le domaine de non destruction.

Si la pression atmosphérique est prise par un capteur de pression quelconque, la question que l'on se pose est « par quel instrument est elle mesurée ? ».

CHAPITRE II

Mesure de la pression barométrique

10.10.11

II -1- Historique	13
II -2- Invention du baromètre.....	15
II -3- Le baromètre.....	15
II -4- Tendence barométrique.....	16
II -5- Types de baromètres.....	16
II -6- Emplacement des baromètres.....	19
II -7- Le baromètre numérique.....	19

Les observations météorologiques régulières, comme la pression atmosphérique, ont débuté dans la seconde moitié du XIX^e Siècle. L'instrument essentiel des prévisionnistes d'alors (et qui revêt toujours une grande importance de nos jours) était la carte du temps en surface. La configuration des isobares (lignes d'égale pression atmosphérique) et leur mouvement dans le temps ont servi à établir les premières prévisions.

II.1. HISTORIQUE:

C'est au début du XVII^e Siècle que fut inventé le premier baromètre.

a. Les hommes qui ont fait le baromètre :

Nom	Période de Vie	Profession- Activité – Spécialité .	Nationalité.
Galilei Galileo (Galilée)	1564-1642	Astronome	Italien
Berti Gasparo	1600-1643	Physicien, Astronome	Italien
Torricelli Evangelista	1608-1647	Mathématicien, Mécanicien, Physicien.	Italien
Pascal Blaise	1623-1662	Mathématicien Physicien	Français
Descartes René	1596-1650	Mathématicien, Opticien, Philosophe	Français
Perier florin	1605-1672	Mathématicien Physicien	Français
Boyle Robert	1627-1691	Chimiste, Philosophe	Irlandais
Hooke Robert	1635-1703	Mécanicien (Instrumentation)	Anglais
Huygens Christian	1629-1695	Mathématicien Physicien ,Opticien	Hollandais
Morland Samuel	1625-1695	Hydraulique	Anglais
Bernouilli Jean	1667-1748	Mathématicien, Mécanicien	Suisse
Cassini Dominique	1625-1712	Astronome	Italien
Amantars Guillaume	1663-1705	Mécanicien (Instrumentation)	Français
Deluc Jean-André	1727-1817	Physicien, Géologue, Météorologue	Suisse
Gay Lussac Louis Joseph	1778-1850	Physicien, Chimiste	Français
Ramsden Jesse	1735-1800	Inventeur	Anglais
Mégnié Pierre	1751-1807	Inventeur	Français
Fortin Nicolas	1705-1831	Physicien, Ingénieur	Français
Conté Nicolas Jacques	1755-1805	Mécanicien, Chimiste	Français
Leibniz Wilhelm Gottfried	1646-1716	Mathématicien, Mécanicien, Philosophe	
Vidie Lucien	1805-1866	Physicien	Français
Bourdon Eugene	1808-1864	Ingénieur	Français
Adie Alexander	?	Mathématicien ,Opticien	?
Regnault Victor.	1810-1878	Chimiste, Physicien	Français

b. Le baromètre du temps :

Voici les grandes étapes de l'histoire du baromètre.

1638 : Galilée découvre pourquoi des pompes ne peuvent élever de l'eau au-delà de 10 mètres (découverte de la pression),.

1641 : Berti parvient à faire le vide d'air dans un siphon à eau.

1643-1644 : Torricelli invente le premier baromètre. Il remplit un tube de mercure. Il bouche ensuite une extrémité avec le doigt et retourna le tube dans une cuvette elle aussi remplie de mercure. Il constate que le niveau du tube s'abaissa laissant place au vide.

1646-1647 : Pascal répète l'expérience de Torricelli à Rouen pour inventer plus tard le baromètre à siphon.

1647 : Descartes développe une échelle de mesure pour le tube de Torricelli. Il refusa toutefois de croire à l'existence du vide en pensant qu'il s'agit plutôt d'une autre matière.

1648 : Perier découvre que le niveau du mercure n'est pas identique en fonction de l'altitude.

1650 : Descartes invente un tube à deux liquides. Du mercure sur lequel repose de l'eau à la place du vide.

1663 : Boyle utilise pour la première fois le terme de baromètre. Hooke invente le premier baromètre à cadran.

1668 : Hooke invente également un baromètre à mercure et à l'eau du vide

1672 : Huygens invente un baromètre à mercure et à eau et basé sur le même système que Hooke.

1668 : Amontons invente un baromètre à plusieurs tubes parallèles.

1705 : Amontons invente un baromètre à air sur la base des découvertes de Hooke en 1667.

1818 : Adie invente également un baromètre à air et lui donne le nom de sympièsomètre.

1843 : Vidie construit le premier baromètre anéroïde.

1845 : Regnault développe un hypsomètre sur la base des travaux de Deluc.

1860 : Développement du baromètre Tonnelot ou autrement dit baromètre à échelle compensée.

1980 : Utilisation des premiers baromètres numériques.
(notons ici que cette échelle ne mentionne pas tous les inventeurs).

II.2. Invention du Baromètre:

Le baromètre à mercure a été inventé en 1644 par Evangelista Torricelli. En 1647, René Descartes a ajouté une échelle au baromètre à mercure.

Un an plus tard, Blaise Pascal a démontré que la pression variait avec la hauteur. En 1666, Robert Hooke a conçu un cadran circulaire pour le baromètre à mercure. Hooke a été le premier à inscrire des termes aussi familiers que « orageux, pluie, variable, beau, et très sec » sur le cadran. Cela prouve qu'il était convaincu que le temps dépendait de la pression atmosphérique. Mais avec l'évolution de la technologie électronique en particulier, le domaine aéronautique est enrichi avec l'invention du baromètre numérique.

La figure II.1 illustre le baromètre portant les mentions « orageux, pluie, variable, beau, et très sec »

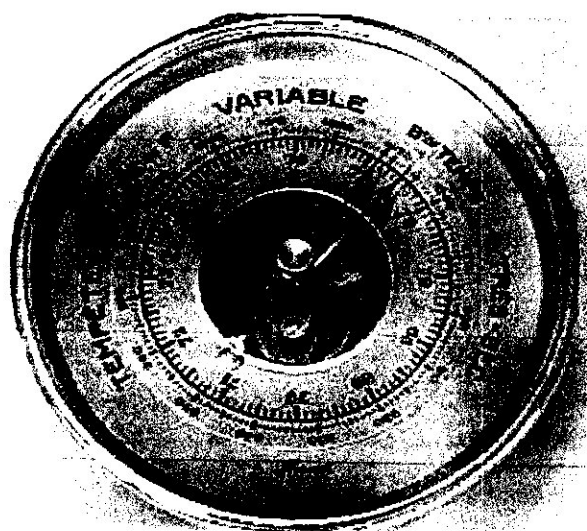


Figure II.1: Le baromètre portant des mentions

II.3. LE BAROMETRE:**II.3.1. Définition :**

Le baromètre est un appareil météorologique permettant la mesure de la pression atmosphérique (colonne d'air se situant tout autour de nous et s'étendant du sol jusqu'à la limite supérieure de l'atmosphère, soit 600 Kilomètres d'altitude).

II.3.2. Fonctionnement :

La pression atmosphérique quasiment imperceptible pour l'homme est très liée à l'évolution des conditions météorologiques.

En effet, une hausse de pression indique qu'on se situe dans un système anticyclonique (signe de beau temps), alors qu'une baisse de pression indique que l'on se situe dans un système dépressionnaire (signe de mauvais temps).

On estime que la barrière entre ces deux systèmes est à 1013, 25hpa, si le baromètre est au dessus, il fera donc plutôt beau temps, et s'il se situe en dessous, il fera plutôt mauvais temps.

II.4. Tendance barométrique :

Pour la connaître, on dispose de plusieurs moyens. Tout d'abord en se procurant un baromètre. Si l'on n'a pas de baromètre, il faudra regarder le bulletin météorologique à la télévision, écouter la radio, consulter le site Internet Meteorbe qui donne un joli baromètre ou encore, et c'est un vieux moyen, observer le vol des oiseaux. On dit souvent que lorsque les hirondelles volent bas, c'est un signe de mauvais temps.

II.5. Types de Baromètres :

Il existe plusieurs types de baromètres, le plus connu et le plus ancien est sans aucun doute le baromètre à mercure. On trouve ensuite le baromètre anéroïde, le baromètre à air où sympnièsomètre, l'hypsomètre. Enfin, le baromètre numérique tel qu'il est utilisé par Meteorbe.

II.5.1. Le baromètre à mercure :

Il se compose d'un tube de 85 cm de long, fermé à son extrémité et rempli de mercure. Le tube est renversé et l'extrémité ouverte est immergée dans une cuvette remplie de mercure. La hauteur de la colonne de mercure qui en résulte (environ 76 cm) est équilibrée par le poids de l'atmosphère, et par conséquent de

sa pression. Les variations de la pression atmosphérique font un peu monter ou descendre le liquide, rarement en dessous de 737 mm ou en dessus de 775 mm lorsqu'on est au niveau de la mer.

Les baromètres des stations opérationnelles ont une cuvette fixe (de type Kew), tandis que ceux d'inspection conçus pour être portatifs ont une cuvette ajustable (fortin).

La lecture d'un baromètre doit subir plusieurs corrections :

- Corrections dues aux effets de l'altitude et de la latitude, qui modifient l'intensité de la force de gravité.
- Corrections dues à l'effet de la température, dont dépendent l'expansion et la contraction du mercure.
- Corrections dues à la capillarité du tube.

A cause des préoccupations que le mercure suscite pour la santé, et en raison de l'automatisation des stations, tous les baromètres à mercure sont en voie d'élimination progressive au Canada.

La figure II.2 illustre le baromètre à mercure

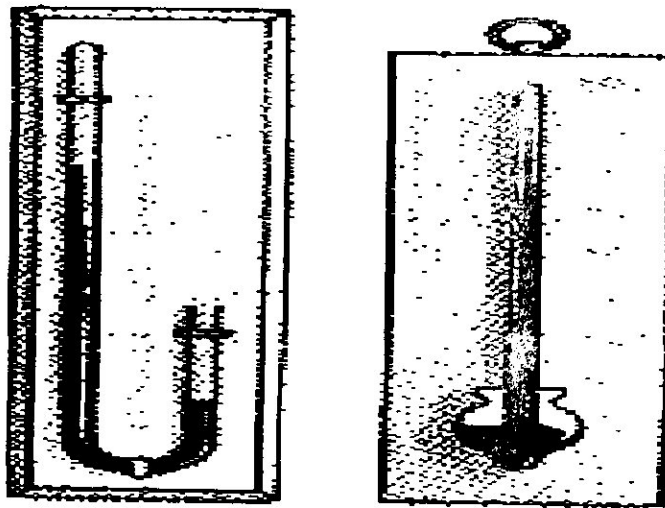


Figure II.2 : baromètre à mercure

II.5.2. Le baromètre anéroïde :

Au cœur de cet appareil se trouve une chambre métallique scellée qui est partiellement ou entièrement vide. Elle se dilate et se contracte selon que la pression atmosphérique baisse ou augmente. Le baromètre anéroïde à cellule plate, a été inventé par Lucien Vidie en 1843. Ces baromètres sont plus légers, plus maniables et aussi plus précis que les baromètres à mercure (+ ou - 0.15 mb) ou même une précision supérieure.

Une forme appropriée de ce baromètre est fréquemment utilisée comme altimètre, instrument mesurant l'altitude, puisque la pression atmosphérique dépend de l'altitude.

On se sert souvent des baromètres anéroïdes à bord des navires, tandis que les baromètres anéroïdes de précision servent à afficher le calage altimétrique dans les aéroports.

La figure II.3 montre le baromètre anéroïde.

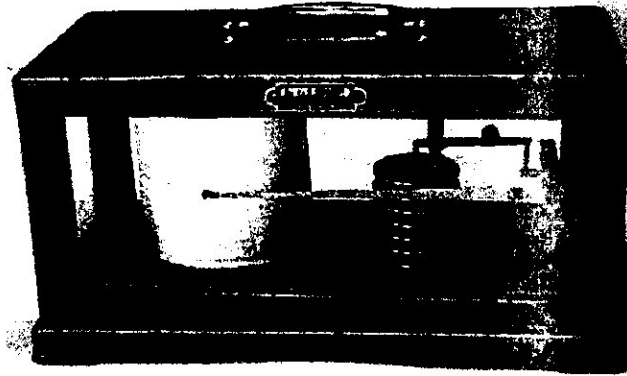


Figure II.3 : Baromètre anéroïde

II.5.3 Le barographe :

Baromètre enregistreur qui enregistre constamment et automatiquement les changements de pression sur une feuille diagramme placé sur un tambour rotatif.

Le SMC (service météorologique de Canada) utilise un barographe mécanique muni d'une cellule anéroïde équilibrée par un ressort extérieur. Il comporte une feuille diagramme de trois (03) jours. Les changements de pression peuvent servir à suivre la vitesse et la direction du mouvement des systèmes dépressionnaires.

La feuille diagramme où s'inscrivent les variations de pression a une durée fixe de trois (03) jours et elle est enroulée autour d'un tambour relié à un mécanisme d'horlogerie.

Une fois que le tambour a effectué une révolution (qui équivaut à 3 jours), on doit remplacer la feuille diagramme.

La figure II.4 : montre le barographe.

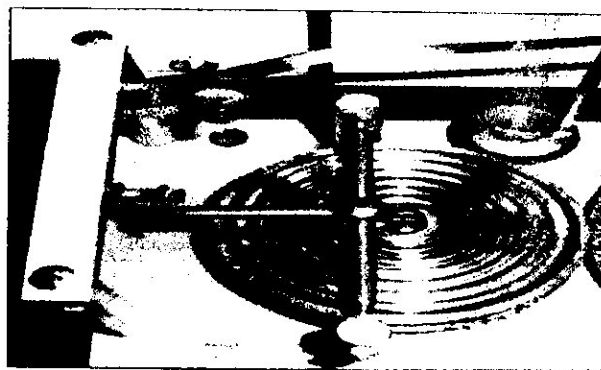


Figure II.4 : Barographe.

II.6. Emplacement des baromètres :

Ils sont situés dans les édifices là où la température change peu et seulement progressivement. La pression à l'intérieur d'un édifice non climatisé suit la pression à l'extérieur. Toutefois, en cas de vents très violents, un vide partiel se crée à l'intérieur de l'édifice. Il existe des orifices extérieurs pour le capteur, mais ceux-ci causent davantage de problèmes qu'ils n'en résolvent. C'est pourquoi le meilleur endroit où installer un capteur de pression est généralement un édifice non hermétique. Les vents très violents causés par de forts gradients de pression en surface peuvent réduire la pression à l'intérieur d'un édifice d'au plus 3 mb. Dans certains édifices parfaitement hermétiques, la pression sur le barographe peut grimper de 6 mb lorsqu'on ouvre une porte donnant sur l'extérieur. C'est le même phénomène avec les voitures qui roulent à grande vitesse d'où il est difficile d'en assurer la ventilation.

II.7. Le baromètre numérique :

C'est le fruit de l'évolution de la technologie électronique en particulier. Le baromètre numérique est mis en service dès 1980, muni d'une précision meilleure que les autres. La valeur de la pression atmosphérique est directement lue en hPa sur un afficheur digital après avoir été captée par un capteur de pression bien précis.

D'autres détails seront donnés dans les chapitres qui suivent.

II.7.1. Précision du baromètre digital :

Marge d'erreur associée à la mesure, c'est ce qui fait toute la différence entre un bon et un mauvais baromètre.

Cette différence est dégradée par :

- La linéarité de la mesure : erreur d'échelle entre la différence de pression réelle et la valeur lue.
- La reproductibilité de la mesure : écart entre deux mesures dans des conditions identiques.
- La dérive en température : variation de la valeur lue en fonction de la température.
- Les variations de la température : une forte variation de celle-ci peut perturber temporairement la lecture.

Dans notre cas, la précision du baromètre numérique est obtenue en le comparant avec un autre baromètre. (Le baromètre anéroïde dans notre cas).

Jours	Baromètre électronique KPa (+ ou -) 0.2*	Baromètre Anéroïde KPa (+ ou -) 0.1
1	99.0	99.2
2	100.5	100.4
3	99.7	99.8
4	104.4	101.2
5	101.9	102.0
6	101.7	101.4
7	100.9	100.9

* : L'incertitude est déterminée par la comparaison des valeurs obtenues avec le baromètre électronique par rapport au baromètre anéroïde. La moyenne des écarts est de 0.2.

Critique :

En comparant les valeurs obtenues avec le baromètre électronique sur la mesure du baromètre anéroïde, on est capable d'estimer l'incertitude sur la mesure du baromètre électronique. Etant donné que l'incertitude est relativement petite, soit 0.2 KPa, ainsi, il est logique de dire qu'on obtient, à l'aide du baromètre électronique des résultats fiables.

Nous avons analysé les diverses étapes qu'a connues le baromètre à travers l'histoire, or maintenant nous cherchons savoir comment procéder à sa réalisation.

CHAPITRE III

Etude et réalisation d'un système numérique [4, 5, 7, 8]

III -1- Schéma synoptique général	22
III -2- Schéma électrique.....	23
III -3- Etude des différents étages	25

Ce chapitre sera réservé à l'étude détaillée permettant l'affichage digital de la pression. Des descriptions d'un synoptique général et électrique seront suivies par l'étude de chaque étage du montage, ordonné comme suit :

- L'alimentation
- La régulation
- Le capteur de pression
- L'amplificateur différentiel
- Le convertisseur analogique / digital et l'afficheur LCD.

III.1. Schéma synoptique général :

Comme le montre le schéma synoptique de la figure III-1, notre montage est une chaîne de mesure composée de deux (02) parties essentielles la première concerne la détection (l'étage de détection plus l'étage de l'amplification et la mise en forme), tandis que la seconde représente l'affichage (étage du voltmètre).

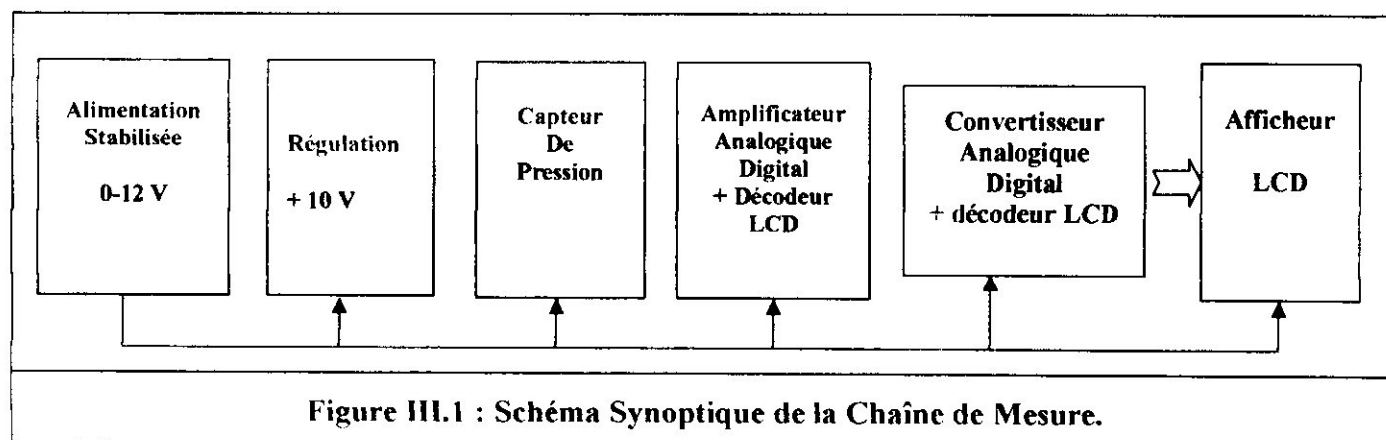


Figure III.1 : Schéma Synoptique de la Chaîne de Mesure.

En étudiant la première partie, nous constatons que l'installation de l'étage équivaut au régulateur 7810 (transistor, ballast T_1 et la diode Zéner Z_n), permet d'avoir une alimentation de 10 V après celle de 0 à 12 par l'étage de l'alimentation, alors que l'installation du capteur à l'intérieur de la cabine avion permet d'avoir la mesure de la grandeur physique (pression) par sa conversion en un signal électrique. Ce dernier a une faible amplitude, donc il nécessite une mise en forme c'est-à-dire une amplification avant son injection au voltmètre.

Dans la seconde partie, le convertisseur analogique / digital a pour but la conversion du signal analogique en un signal numérique codé. Ce dernier attaque l'afficheur LCD qui affiche la valeur de la pression.

III.2. Schéma électrique:

Le schéma électrique complet de la carte du baromètre numérique est proposé à la figure III.2.

De nos jours, pour mesurer la pression d'une manière totalement électronique il suffit de « peser » en quelque sorte le poids de la colonne d'air.

Pour ce faire, on exploite les propriétés piézo-résistives d'une minuscule pastille de silicium, un peu à la manière d'une jauge de contrainte métallique, capable de distinguer les infimes variations de pression sur sa surface sensible.

MOTOROLA propose un composant intéressant, compensé en température et calibré précisément en usine : le capteur MPX 2200 AP. Sa sensibilité est de 0,2 mv/KPa.

Exemple:

$$100\ 000\ \text{Pa} = 100\ \text{KPa} = 1\ \text{bar} = 1000\ \text{mB} = 1000\ \text{hPa}$$

Pour cette pression, on mesure précisément $100 \times 0.2\ \text{mv} = 20\ \text{mv}$ sur le capteur, ceci implique que ce dernier capte la pression du milieu environnant et la transforme en voltage qu'il achemine au circuit intégré LM 324. Celui-ci l'amplifie de façon à ce qu'un 1 volt correspond à 1000 kilo pascal (kpa).

Une alimentation stable de 10v est obtenue par un étage de régulation construit autour du transistor ballast T_1 , associé à la diode Zéner Z_1 (équivalent au circuit intégré 7810).

Le circuit de mesure IC_1 est alimenté entre ses bornes 1 et 3.

Les étages AOP_1 et AOP_2 forment un amplificateur différentiel, dont le gain exact est réglable par un modèle multitours P1

Il ne reste plus qu'à confier cette tension continue variable à un module voltmètre, fort souvent mis à contribution dans les appareils de mesure numériques. Il s'agit du gros circuit ICL 7106, spécialisé dans la commande d'un afficheur à cristaux liquides de $3\frac{1}{2}$ digits. Il dispose d'une sortie spéciale (broche 21 = BP = blackplane) indispensable à l'excitation alternative de l'afficheur LCD. La valeur de la pression atmosphérique est affichée directement en hectopascals avec un maximum théorique de 1999, correspondant aux limites annoncées par le constructeur pour son capteur. Cette valeur ne sera jamais atteinte, car elle correspondrait à une surpression atmosphérique sans doute dramatique.

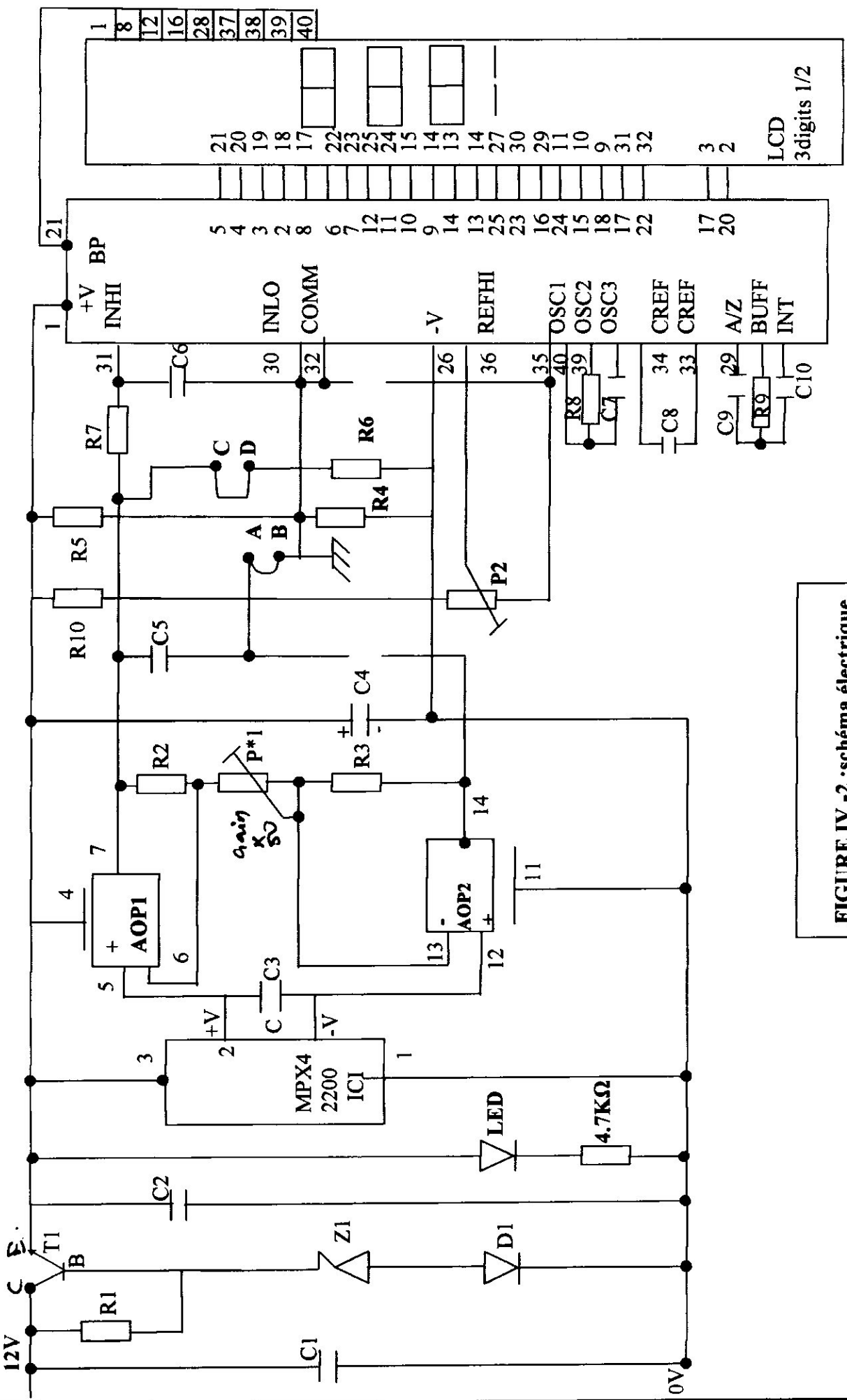


FIGURE IV -2 :schéma électrique

III.3. Etude des différents étages :

III.3.1. L'alimentation:

Les appareils électroniques utilisent un transformateur le plus souvent des tensions continues stables, le procédé le plus pratique est l'utilisation d'une source alternative et de la transformer en une autre continue.

Une alimentation se compose habituellement de quatre (4) unités :

- Un transformateur
- Un redresseur
- Un circuit de filtrage, et
- Un étage stabilisateur de tension

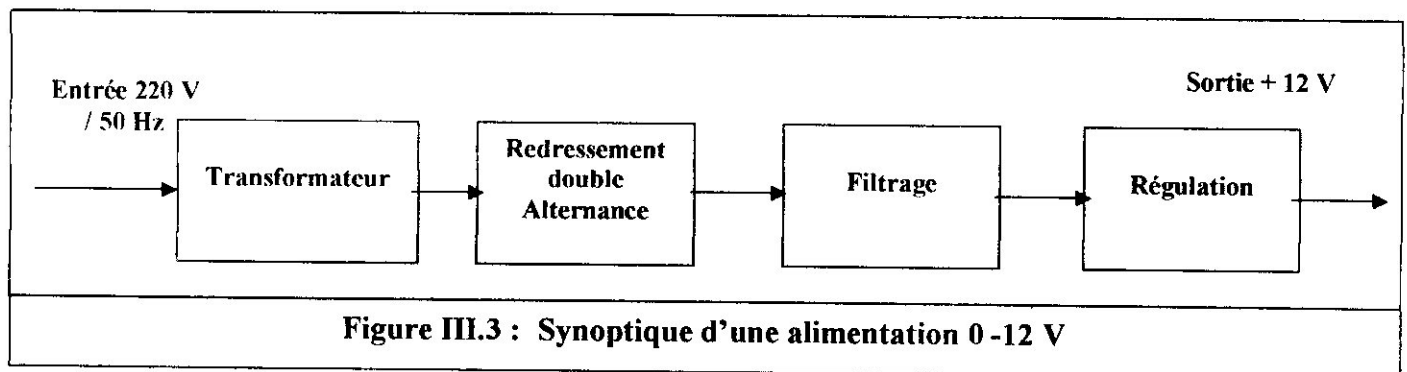
III.3.1.1. Principe de fonctionnement :

Nous avons utilisé un transformateur d'une puissance de 18 VA qui délivre une tension de 12 Volts redressée par un pont redresseur.

Cette tension est redressé, ensuite cette tension sera filtrée et régulée pour obtenir à la fin une tension continue stable de + 12 Volts.

III.3.1.2. Schéma Synoptique:

Comme toute alimentation traditionnelle, les étages élémentaires formant notre alimentation sont donnés par le schéma de la figure III.3.



III.3.1.3 : Schéma électrique :

La figure III.4 représente le schéma électrique de l'alimentation à étudier, une étude théorique de chaque partie est nécessaire pour la comparer avec les résultats obtenus dans la partie pratique.

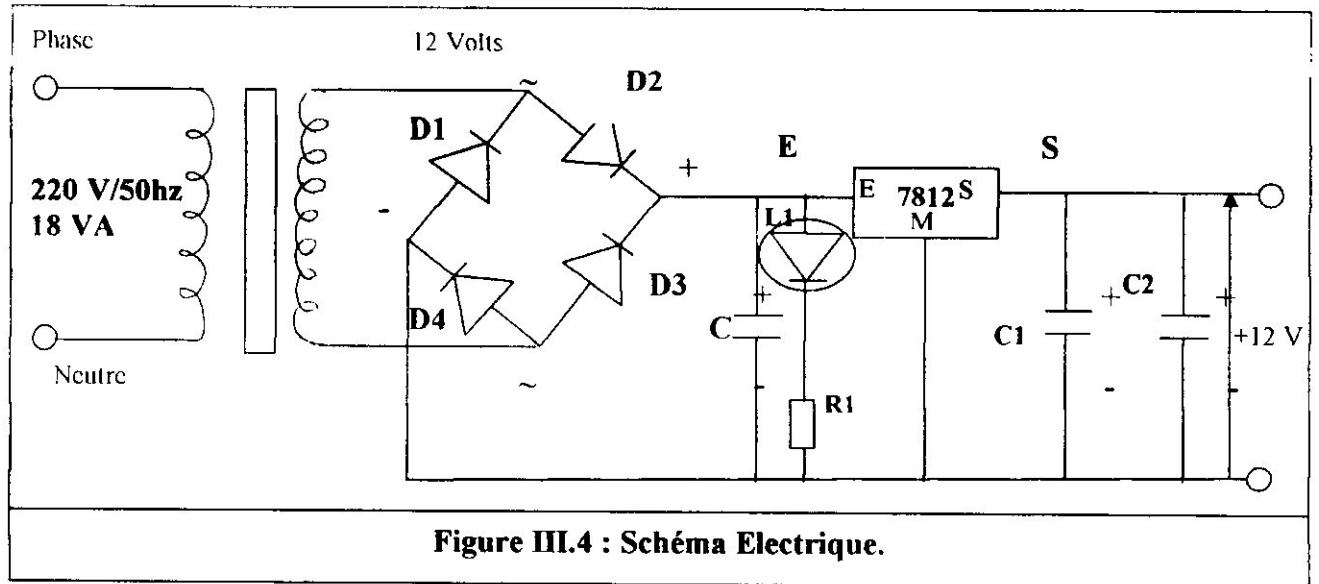


Figure III.4 : Schéma Electrique.

III.3.1.3.1. Le transformateur :

Le transformateur choisi a pour caractéristiques $V_s=12\text{ V}$, $I_{max}=1,5\text{ A}$.

La relation donnant la puissance apparente sur le secondaire du transformateur est :

$$P_a = V_s \cdot I_{max}$$

D'où $P_a = 12 \cdot 1,5 = 18\text{ Watts}$.

Nous avons un transformateur qui fournit une tension crête de :

$V_{max} = 17\text{ volts}$ donc : $V_{eff} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = 12,02\text{ v}$ donc correspondant au résultat de l'étude théorique

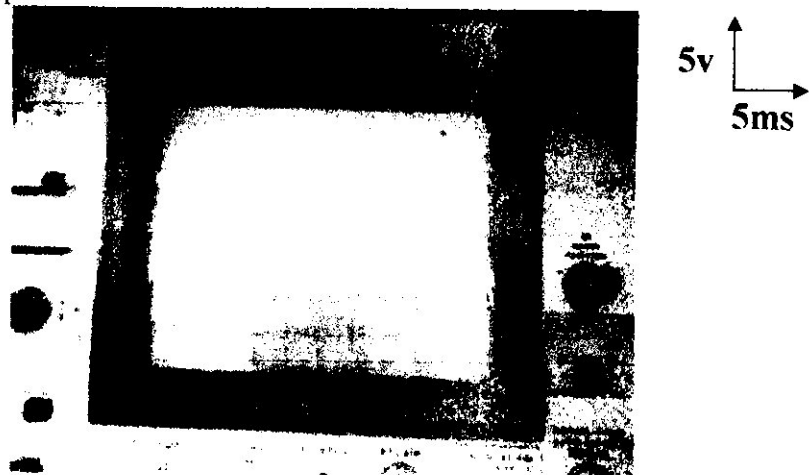


Figure III.5 : signal de sortie du transformateur

III.3.1.3.2. Le redressement :

Il s'agit d'obtenir une tension continue à partir d'une tension alternative. Pour cela, on utilise un redresseur double alternance de 4 diodes montées en pont (pont de GREITZ)

La figure III.6 : représente le schéma électrique de redressement.

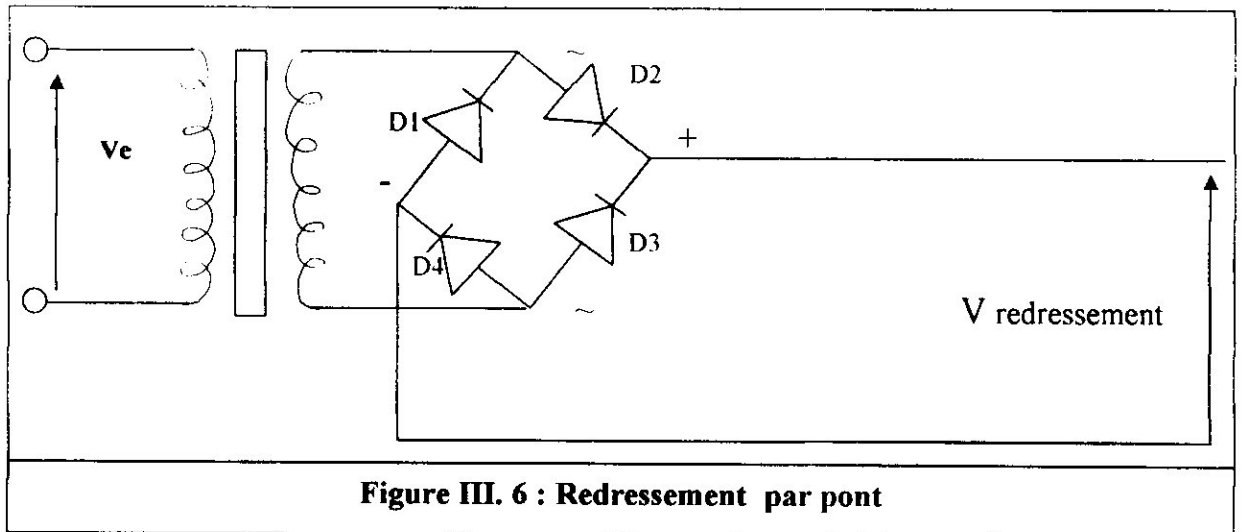


Figure III. 6 : Redressement par pont

Le pont de redressement constitué de quatre (04) diodes, l'ensemble est alimenté par une tension sinusoïdale alternative de valeur instantanée

$$v(t) = V_m * \sin(\omega t)$$

Nous posons $\omega=0$ donc $v(t) = V_m * \sin(0)$

La diode ne laissera passer le courant que lorsque son anode sera positive par rapport à la cathode c'est-à-dire durant l'alternance positive.

Durant l'alternance négative, la diode sera bloquée.

Durant l'alternance positive, le courant passe par D₂ puis dans la charge et retourne par D₄

Tandis que pendant la période négative, le courant passe par D₃, puis dans la charge et retourne par D₁.

Deux cas peuvent se présenter

1/ $0 \leq \omega t \leq \pi \Rightarrow$ D1 et D3 sont bloquées

\Rightarrow D2 et D4 conduisent

$\Rightarrow V_s = V$ **alternance positive**

2/ $\pi \leq \omega t \leq 2\pi \Rightarrow$ D1 et D3 conduisent

\Rightarrow D2 et D4 sont Bloquées

$\Rightarrow V_s = -V$ **alternance négative**

a. Calcul des valeurs moyennes :

$$\begin{aligned}
 I_{\text{moy}} &= I_{\text{max}} / T/2 \int_0^T I_{\text{max}} \sin(\omega t) dt \\
 &= \frac{2 I_{\text{max}}}{T} \left[\frac{1}{\omega} \cos \omega t \right]_0^T \\
 &= \frac{2 I_{\text{max}}}{T \frac{2\pi}{T}} \left[-\cos \omega T \right]_0^T = \frac{I_{\text{max}}}{\pi} (-\cos \pi + \cos 0) = \frac{I_{\text{max}}}{\pi} [1+1] = \frac{2 I_{\text{max}}}{\pi}
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow I_{\text{moy}} = 2 I_{\text{max}} / \pi$$

$$I_{\text{max}} = I_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 1.5 \sqrt{2} = 2,11 \text{ d'où } I_{\text{max}} = 2,11 \text{ A}$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{2 I_{\text{max}}}{\pi} \Rightarrow I_{\text{moy}} = \frac{2 \cdot 2,11}{\pi} = 1,43 \text{ A}$$

$$V_{\text{moy}} = \frac{2 V_{\text{max}}}{\pi} = \frac{2 \cdot 10,8}{\pi} \Rightarrow V_{\text{moy}} = 10,8 \text{ V}$$

b. Calcul des valeurs efficaces :

$$\begin{aligned}
 I_{\text{eff}}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T (I_{\text{max}} \sin(\omega t))^2 dt \\
 &= \frac{I_{\text{max}}^2}{T} \int_0^T (\sin(\omega t))^2 dt \\
 \sin^2 t &= \frac{1}{2} (1 - \cos^2 \omega t) \\
 &= \frac{I_{\text{max}}^2}{2T} \left[\int_0^T 1 dt - \int_0^T \cos(2\omega t) dt \right] = \frac{I_{\text{max}}^2}{2} \left[(t)_0^T - \left(-\frac{1}{2\omega} \sin \omega t \right)_0^T \right] \\
 &= \frac{I_{\text{max}}^2}{2T} [t]_0^T - \frac{I_{\text{max}}^2}{2T} \frac{T}{2\pi} [\sin(2\omega t)]_0^T \\
 &= \frac{I_{\text{max}}^2}{2} \Rightarrow I_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \quad \text{d'où } I_{\text{eff}} = \frac{2,11}{\sqrt{2}} = 1,5 \text{ A}
 \end{aligned}$$

c. Calcul de la tension inverse :

Elle est définie comme étant la tension que doit supporter la diode de redressement telle que :

$$V_{\text{inverse}} = 1.4 \cdot V_{\text{secondaire}}$$

$$\text{Donc } V_{\text{inverse}} = 1.41 \times 12 = 16,92 \text{ V}$$

d. Calcul du facteur de forme :

Le facteur de forme (F) est défini comme étant le rapport de la tension moyenne par rapport à la tension efficace.

Pour un redressement double alternance on a :

$$V_{\text{moy}} = \frac{2 \cdot V_{\text{max}}}{\pi}$$

$$V_{\text{eff}} = \frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}}$$

$$\text{D'où } F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11 \quad \Rightarrow \quad F = 1,11$$

Le facteur de forme est de 1,11

e. Calcul du taux d'ondulation :

La valeur du taux d'ondulation (τ) est donnée par la formule

$$\tau = \sqrt{F^2 - 1}$$
$$\tau = 0.48 = 48 \% \quad \Rightarrow \quad \tau = 48 \%$$

Le taux d'ondulation est de 48% et pour réduire ce taux, on place un condensateur de filtrage.

La sortie du pont de diodes, est donnée par le schéma de la figure III.7 où l'on constate que l'amplitude de la tension est de 12V, ce qui correspond à notre étude théorique.

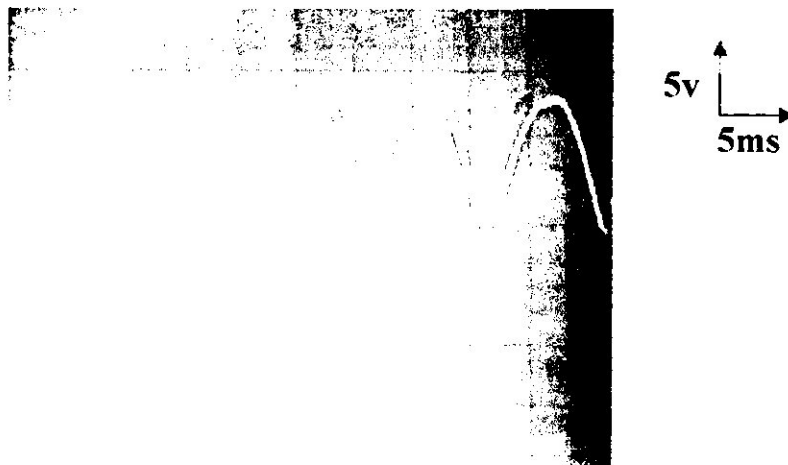


Figure III.7 : Résultat pratique du redressement

III.3.1.2.3. Le Filtrage :

A cause du bruit (ondulations) présent dans la tension redressée, nous avons fait appel à une opération nous donnant un courant continu avec élimination du bruit de fond, c'est le « filtrage ». Cette opération est assurée par un condensateur C. La figure III.8 représente le circuit du filtrage.

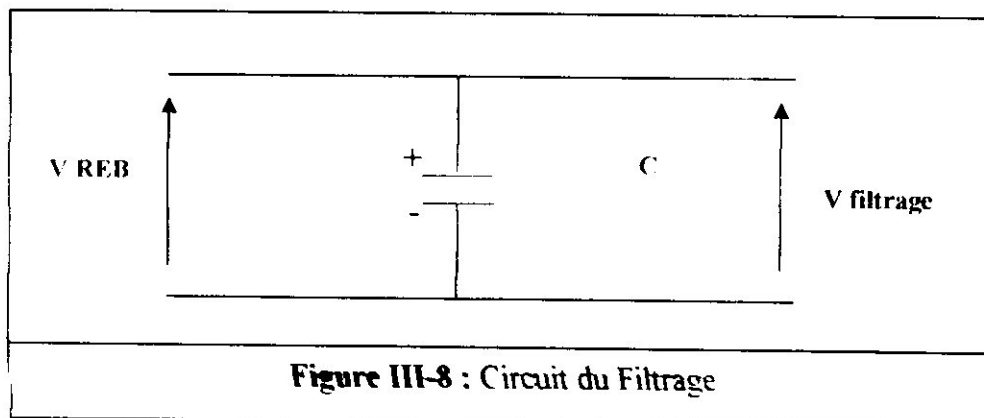


Figure III-8 : Circuit du Filtrage

Lorsque les diodes D2 et D4 conduisent, C se charge jusqu'à V_m puis se décharge très rapidement. Ce dernier se charge encore lorsque D1 et D3 seront passantes jusqu'à V_m et ainsi de suite avec un taux d'ondulation relativement grand.

Plus le condensateur sera gros, moins élevé sera l'ondulation résiduelle. Il faudra donc que la constante de temps formée par le condensateur et la résistance de charge soit grande par rapport à la période.

Pour 50 Hz, la période est de 10 ms puisque, généralement, on redresse les deux alternances donc :

$$R_L * C_L > 10 \text{ ms}$$

a. Calcul de la capacité du condensateur de filtrage :

$$R_L * C_L > 10 \text{ ms}$$

$$R_L = 100 \Omega$$

$$\text{Donc } C_L > \frac{10 \text{ ms}}{R_L}$$

$$C_L > 100 \mu\text{F}$$

Et comme l'alimentation est ordinaire, n'ayant pas besoin de l'utilisation d'une grande capacité, nous ferons appel à la normalisation.

- $220 \mu\text{f} \leq C \leq 4700 \mu\text{f}$

Nous prenons la valeur normalisée $C_L = 1000 \mu\text{F}$

b. Calcul de la tension d'isolement :

Viso = 1,25 Vcharge avec Vch = 1,4 Vsec.

$$V_{ch} = 1,4 \times 12 = 16,8 \text{ V} \quad V_{ch} = 16,8 \text{ V}$$

$$V_{iso} = 1,25 \times 16,8 = 21 \text{ V} \quad V_{iso} = 21 \text{ V} \text{ avec normalisation } V_{iso} = 25 \text{ V}$$

Dans la partie réalisation nous avons eu comme résultat le schéma de la figure III.9 avec une amplitude de 12V correspondant à notre étude théorique.

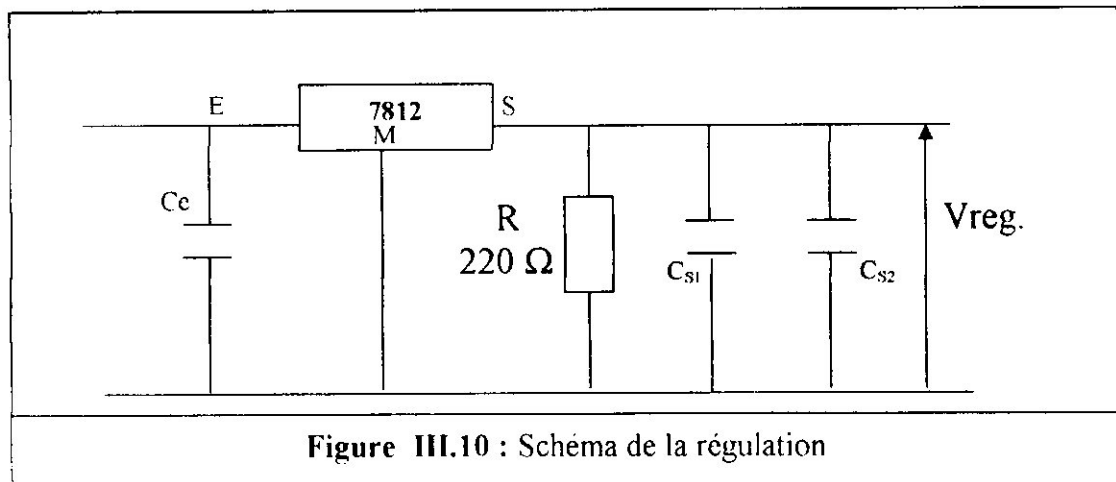
$C = 220 \mu\text{f}$ dans notre réalisation et en essayant plusieurs valeurs des condensateurs, nous avons constaté qu'avec la valeur $C = 220 \mu\text{f}$, le filtrage commence à apparaître mais pour une valeur $C = 1000 \mu\text{f}$ nous avons eu un bon filtrage



Figure III.9 : Résultat pratique du filtrage

III.3.1.2.4. Régulation :

Pour l'obtention d'une tension continue, stable et sans bruit, on doit effectuer une opération dite la « régulation » par l'utilisation du régulateur intégré 7812. La figure III.10 illustre le schéma électrique du montage régulateur.



$R = 220 \Omega$: Résistance de protection contre les courants.

$C = 1 \mu F$: utilisé pour protéger le régulateur contre les oscillations parasites.

C_e se calcule de la manière suivante :

$$C_{e\min} = \frac{0.02 * I_s (F)}{V_c}$$

I_s est la tension maximale que peut débiter le régulateur et V_c est la valeur de la tension d'entrée.

C_{S2} doit avoir la valeur 10 fois inférieure à celle de C_e . Quant au condensateur C_{S1} , on prend généralement 100nF comme valeur.

Le régulateur 7812 a une tension de sortie V_S de + 12 V entre S et M et peut débiter un courant $I_{S\max} = 1A$

Donc $C_{e\min} = 0.02 * \frac{1}{12} = 0.0016 F$ en normalisant $C_e = 1\mu F$

$$C_{S2} = \frac{C_{e\min}}{10} = 0.1\mu F$$

$$C_{S1} = 100 \text{ nF}$$

Une tension continue, stable et de valeur $V = 12V$, nous est apparue correspondant à une tension de régulation comme nous le montre le schéma de la figure III.11

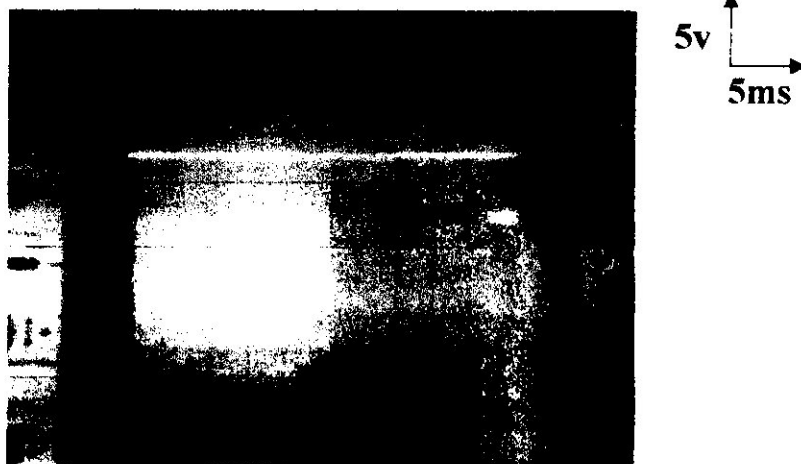


Figure III.11 : Résultat pratique de la régulation

* Etude du régulateur intégré :

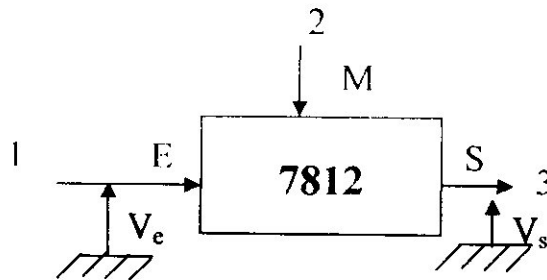
Le circuit intégré comprend les fonctions suivantes :

- Tension de référence (V_R)
- Amplificateur d'erreur (A)
- Ballast plus ou moins puissant (C)

Notre choix s'est porté sur le 7812, régulateur basse tension (appartenant à la famille 78xx dont xx est le terme indiquant la valeur de la tension typique du régulateur) délivrant une tension positive de l'ordre de +12V.

Le courant maximum est de 1A

Le 7812 régule la tension entre la broche de sortie S et la broche de référence M



Pour améliorer la stabilité, il est conseillé de mettre en parallèle et à la sortie un condensateur de 0.1 à 100 μ F.

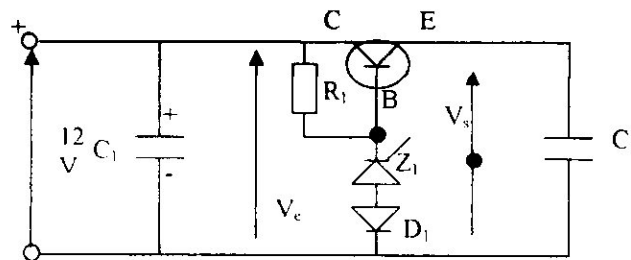
Comme la tension de sortie exige pour sa stabilité un courant de sortie non nul : Ceci est réalisable par le placement d'une résistance de quelques kilo ohms en sortie.

III.3.2. Etage de régulation :

Le transistor T_1 est de type NPN 2N 1711, son rôle est de limiter la tension d'entrée (régulation) à travers les composants R_1 , Z_1 , D_1 donc, il joue le rôle d'un régulateur 7810.

A. Etude Statique :

Le circuit régulateur le plus classique consiste à utiliser un transistor (T_1) en série, ce transistor va agir comme résistance variable et va modifier la valeur de cette résistance en vue de maintenir la tension de sortie constante.



Le transistor en série est monté en émetteur commun et tout se passe comme si le transistor augmentait artificiellement la charge par le facteur β .

Le transistor T_1 est parfois appelé transistor ballast

Dans cette configuration, la diode zéner Z_1 fournit une référence de tension.

Le condensateur C_2 fournit un dernier filtrage

$$V_S = V_{Z1} + V_D - V_{BE} = 10 + 0 - 0.7 = 9.3V \approx 10V$$

Donc $V_{EM} = 10V$ (elle est stable)

La tension d'entrée doit au moins être égale à la tension de sortie, plus la chute de tension V_{Cemin}

$$V_{Cemin} = \text{tension de déchet} = 1 \text{ à } 4 \text{ volts}$$

$$V_E = V_S + V_{CEMIN}$$

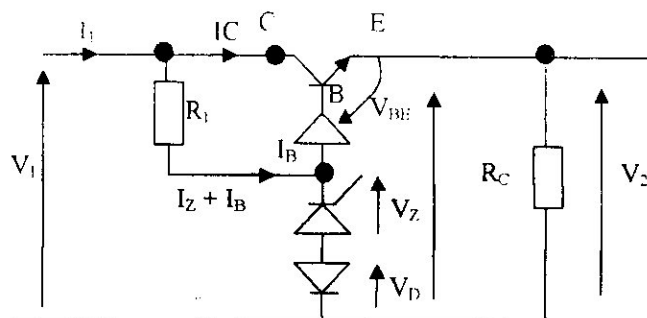
$$\Rightarrow V_{CEMIN} = V_e - V_S = 12 - 10 = 2V$$

Plus la tension d'entrée sera élevée, meilleure sera la marge pour stabiliser la tension.

$$\text{Dissipation du transistor ballast : } P = V_{CE} * I_C = 50 * 0.020 = 1 \text{ w}$$

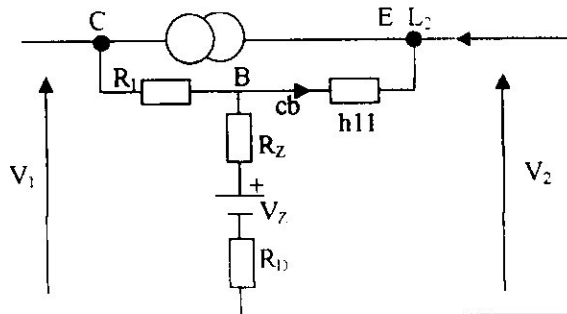
Etude du stabilisateur de tension à transistor et de Zéner :

La figure représente le montage stabilisateur série classique



Si la tension V_2 de sortie a tendance à augmenter, puisque $V_Z + V_D$ est constant, il en résulte que V_{BE} va devoir diminuer. La diminution de V_{BE} entraîne celle de I_B et donc de I_C (et par conséquent de I_2 dans R_C) et ceci est dû à une réaction ramenant V_2 à sa valeur.

Pour calculer les performances dynamiques de ce dispositif nous utilisons le schéma dynamique équivalent simplifié suivant.



$$V_{be} = h_{11} * I_b \text{ et } I_c = h_{21} * I_b$$

En régime statique : $V_2 = - V_{BE} + V_Z + r_z * I_z + R_D * I_z \simeq V_Z$

$$V_1 = R_1 (I_z + I_b) + h_{11} * I_b + V_2$$

En régime dynamique

$$V_1 = (R_1) * (I_z + I_b) + r_z * I_z + R_d * I_z$$

$$I_2 = (\beta + 1) I_b$$

D'où on tire $I_z = \frac{h_{11} * I_b + V_2}{r_z + R_d}$ en remplaçant dans la première relation et en

regroupant les termes il vient

$$V_1 = I_b \left[\left(\frac{R_1}{r_z + R_d} + 1 \right) h_{11} + R \right] + V_2 \left[1 + \frac{R_1}{r_z + R_d} \right]$$

On remplace alors I_b par son expression en fonction de I_2 et en ordonnant les termes on obtient

$$V_2 = \frac{r_z + R_d}{R_1 + r_z + R_d} V_1 - \frac{1}{\beta + 1} \left(h_{11} + \frac{R_1 * r_z * R_d}{R_1 + r_z + R_d} \right) I_2$$

$$K = \frac{r_z}{R_1} \quad , \quad r = \frac{h_{11}}{\beta}$$

$$V_2 = k * V_1 - r * I_2$$

Calcul de R_1

R_1 polarise le transistor Ballast

$$V_{CB} = R_1 (I_b + I_z)$$

$$R_1 = \frac{V_{cp}}{I_b + I_z}$$

$$V_1 = V_{R1} + V_z + V_{DS}$$

$$V_1 = R_1 (I_b + I_z) + V_z$$

$$R_1 = \frac{V_1 - V_z}{I_b + I_z} \quad I_z \gg I_b, \quad I_z = 0.4 \text{ mA}$$

$$R_1 = \frac{V_1 - V_z}{I_z} = 4.5 \text{ K}\Omega$$

En normalisant cette valeur, nous aurons $R_1 = 4.7 \text{ K}\Omega$

P : Puissance dissipé par R_1

$$P = R_1 * I_z^2 = 4.7 * 10^3 * (0.4 * 10^{-3})^2 = 0.00047 \text{ W}$$

Choix des composants :

C1 : filtrage de la tension de l'alimentation

Z1 : diode Zener : limite la valeur de la tension qui doit circuler. Dans notre cas nous avons V_z (tension interne) égale à 10V, donc la diode fera passer seulement 10V, et s'il y a une tension en plus elle sera écrêtée.

D1 : diode de commutation : diode de protection, utilisée pour éliminer les tensions négatives provenant de la diode Zéner.

Dans notre réalisation nous avons constaté que celle-ci peut être négligée puisque la diode Zéner ne fait passer des tensions négatives.

C2 : a pour rôle le lissage

IV.3.3 Capteur de pression

C'est un capteur actif fondé dans son principe sur un effet physique (piézo - électricité) assurant sa conversion en énergie électrique.

Notre capteur est de marque MOTOROLA et de référence MPX 2200AP conçu d'une manière complexe afin de mesurer le poids de l'air appliqué sur un élément piézo - résistif inséré dans un pont de mesure. Il est utilisé pour des mesures de pression absolue entre 0 et 2 bars, aussi, il est constitué d'une jauge de contrainte qui se déforme sous l'effet de la pression et délivre une tension U proportionnelle à la pression. Elle est très faible puisque elle est de 0.02 mv par kPa soit 0.02 mv / mb.

Le graphe illustre l'excellente linéarité de la tension de la figure IV.12

Sortie du MPX 2200 AP en fonction de la pression atmosphérique à une température ambiante 25°C.

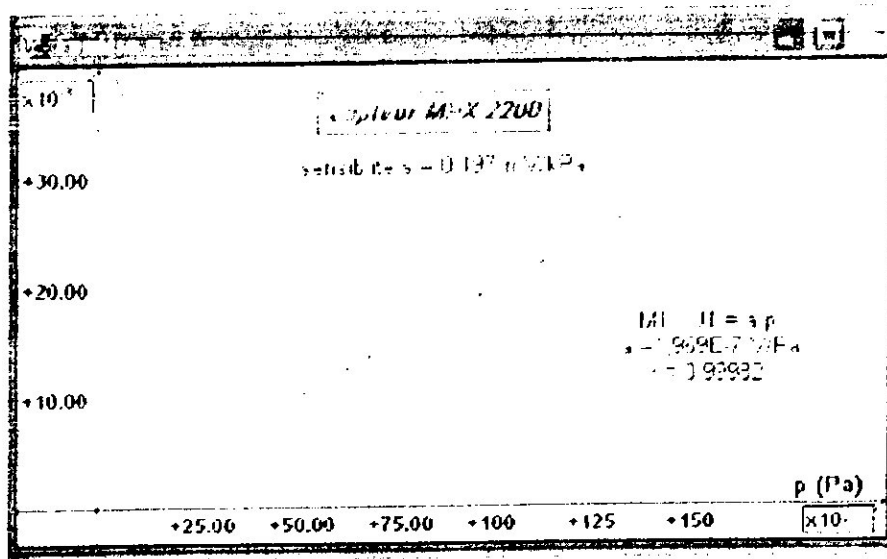


Figure III.12 : Caractéristique du MPX 2200 AP

III.3.4. Etage Amplificateur:

LM 324 : est un quadruple amplificateur opérationnel constitué de 14 broches dont 4 sont libres, avec un gain très élevé.

Son rôle est d'amplifier la tension d'entrée où la commande est effectuée à travers des résistances internes. D'autres détails sont donnés dans la partie annexe.

Comme le montre le schéma de la figure III.13, les deux amplificateurs LM 324 sont montés en différentiel.

Les amplificateurs opérationnels fonctionnent en comparateur donc en régime saturé.

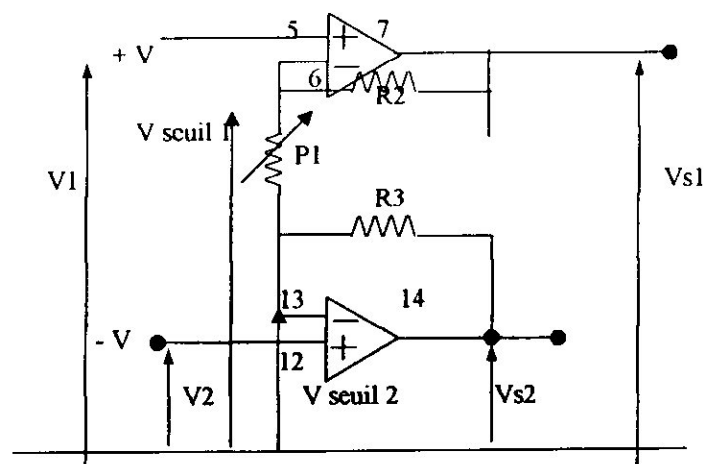


Figure IV.13 : Amplificateur différentiel

La tension de sortie de capteur de pression est très petite, donc elle nécessite une amplification avant son injection au voltmètre.

Les deux amplificateurs suiveurs (LM324) sont montés en différentiel.

La tension aux bornes de Plest $-v$ et $+v$, puisque les amplificateurs opérationnels fonctionnent en régime linéaire.

Le courant circulant de A à B vaut

$$I_{AB} = \frac{V_{S1} - V_{S2}}{R_2 + P_1 + R_3}$$

$$V_1 = V_{d1} + V_{seuil}$$

$$= V_1 - V_{d1} = V_{S1} + R_2 I_{AB} + V_{S1} - R_2 \frac{V_{S1} - V_{S2}}{R_2 + P_1 + R_3}$$

$$V_{seuil} = V_{S1} \left(1 - \frac{R_2}{R_2 + P_1 + R_3} \right) + V_{S2} \left(\frac{R_2}{R_2 + P_1 + R_3} \right)$$

$$V_{seuil2} = V_2 + V_{d2} = V_{S2} + R_3 I_{AB} = V_{S2} + R_3 \frac{V_{S1} - V_{S2}}{R_2 + P_1 + R_3}$$

$$V_{seuil2} = V_{S1} \frac{R_3}{R_2 + P_1 + R_3} + V_{S2} \left(1 - \frac{R_3}{R_2 + P_1 + R_3} \right)$$

Cas d'un amplificateur opérationnel idéal

$$V_{d1} = V_{d2} \cong 0$$

$$V_1 = V_{S1} - R_2 \frac{V_{S1} - V_{S2}}{R_2 + P_1 + R_3} \quad \text{et} \quad V_2 = V_{S2} + R_3 \frac{V_{S1} - V_{S2}}{R_2 + P_1 + R_3}$$

$$V_1 = V_{S1} \left(1 - \frac{R_2}{R_2 + P_1 + R_3} \right) + \frac{R_2}{R_2 + P_1 + R_3} V_{S2}$$

$$V_2 = V_{S2} \left(1 - \frac{R_3}{R_2 + P_1 + R_3} \right) + \frac{R_3}{R_2 + P_1 + R_3} V_{S1}$$

$$V_1 - V_2 = V_{S1} \left(\frac{R_2 + P_1 + R_3 - R_2 - R_3}{R_2 + P_1 + R_3} \right) - V_{S2} \left[\frac{-R_2 - P_1 - R_3 + R_3 + R_2}{R_2 + P_1 + R_3} \right]$$

$$V_1 - V_2 = V_{S1} \left(\frac{P_1}{R_2 + P_1 + R_3} \right) + V_{S2} \left(\frac{P_1}{R_2 + P_1 + R_3} \right) = \frac{P_1}{R_2 + P_1 + R_3} (V_{S1} + V_{S2})$$

$$A = \frac{V_{S1} + V_{S2}}{V_1 - V_2} = \frac{R_2 + P_1 + R_3}{P_1} = \frac{100 + 5 + 100}{5} = 41$$

Explication :

On a une tension de sortie de l'ordre de 0.02millivolt pour chaque 1 millibar, très faible. Pour cela, une amplification est nécessaire avant son injection a l'entre du voltmètre

Celui ci permet une mesure a pleine échelle qui est de 1999 millivolts et un facteur d'amplification de l'ordre de 50

Ainsi pour chaque 1 millibar, nous aurons une lecture de 1 millivolt
 1mb (millibar) → 0.02mv(millivolt) → 1mv

III.4. Convertisseur analogique / numérique :

Le dispositif d'affichage de la pression est construit autour d'un circuit intégré monolithique, le ICL 7106 développé par la firme intersil. Il s'agit d'un convertisseur analogique / numérique chargé de piloter un bloc afficheur à cristaux liquides de trois chiffres et demi.

La conversion analogique / numérique est conçue suivant le principe du CAN double rampe (Dual slope A/D convertir) L'ICL 7106 est conçu pour travailler avec une tension de + 10v, fournie par l'alimentation.

Le circuit intégré nécessitant une tension négative V- en broche 26, celle-ci est mise à la masse.

La pression à mesurer est fonction de la tension développée par le capteur l'amplificateur différentiel est branché entre les bornes 30 et 31 du circuit intégré par l'intermédiaire d'une résistance ajustable P₂ reliée au + 10V avec R₁₀ en série.

La tension développée aux bornes de P₂ a pour but de compenser la pression ambiante.

De signal à convertir est simplement appliqué entre les broches 31 (INHI) et 30 (INLO).

III.4.1. Génération de la rampe :

La première rampe est obtenue à partir de l'intégration de la tension continue de l'entrée du voltmètre (broches : INHI, INLO) tandis que la seconde est obtenue avec l'intégration de la tension de référence (broches : REFLO, REFHI).

Pour la mise en œuvre de l'intégration, nous ferons appel aux composants suivants :

- R₉ (470 KΩ) : résistance d'intégration reliant le buffer interne à la capacité (C₉=330 nF) de zéro automatique et la capacité d'intégration (C₁₀=220 nF).

Aussi, nous aurons besoin d'une capacité de référence (C₈=100nF)

III.4.2. Tension de référence :

Pour son réglage nous avons utilisé une résistance ajustable multi –tours P₂ en série avec la résistance R₁₀. Pour une gamme de lecture de 0 à 2V (plaine échelle), cette tension exige un réglage de telle sorte que si nous mesurons une pile de 1.5V (par un multimètre digital) et que si cette tension est appliquée à l'entrée du voltmètre, P₂ doit être ajustée, jusqu' à l'affichage de la valeur exacte de cette tension mesurée. Donc cette tension sera réglée exactement à 1V.

III.4.3. L'oscillateur :

On a besoin de la capacité c₇ et de la résistance R₈, aussi, il est recommandé de choisir R = 100 K Ω et que la valeur du condensateur doit être choisie par la formule:

$$F = \frac{0.45}{R_8 * C_7}$$

Pour avoir {f = 100 KHZ}

Calcul de la valeur de C_7 :

$$C_7 = \frac{0.45}{F * R_8} = 45.10^{-12} \text{ Farads.}$$

En normalisant : **C7= 47 PF**

L'oscillateur fonctionné avec deux autres manières :

- Soit en utilisant un signal d'horloge externe..
- Soit en utilisant un quartz connecté entre les broches 39 et 40, tandis que la broche 38 reste non connectée

Le ICL 7106, accepte des tensions négatives, il dispose même d'un indicateur de polarité qui met en évidence le signe (-) de l'afficheur par la broche 20 (POL).

La broche 37 (broche TEST) reste non connectée, permet de vérifier le bon fonctionnement de tous les segments de l'afficheur LCD.

Si l'on porte cette broche à +V du circuit, on obtient l'allumage des segment permettant l'affichage de (1888). Or, cette manœuvre doit être effectuée avec précaution puisque l'afficheur reçoit une tension continue qui risque de le détériorer si celle-ci reste appliquée trop longtemps.

Nous ne détaillons pas les quelques composants extérieures nécessaires à ICL 7106 qui comporte notamment un système de compensation et une mise à zéro automatique très efficace en absence du signal.

Fréquence du signal obtenu par la broche BP :

La tension alternative nécessaire au bon fonctionnement de l'afficheur à cristaux liquide est disponible sur la broche 21 (BP : backplane). On reliera sur cette broche certains segments non utilisés, comme les points décimaux notamment.

Sur la broche BP de ICL 7106, est disponible un signal carré d'une fréquence égale à celle du fonctionnement de l'oscillateur divisée par 800. pour un cycle de 3 lectures par seconde, ou dispose d'un signal de fréquence de 60 HZ et d'amplitude de 5V, c'est à dire que ce signal alimente l'afficheur LCD. Voir figure III.14.

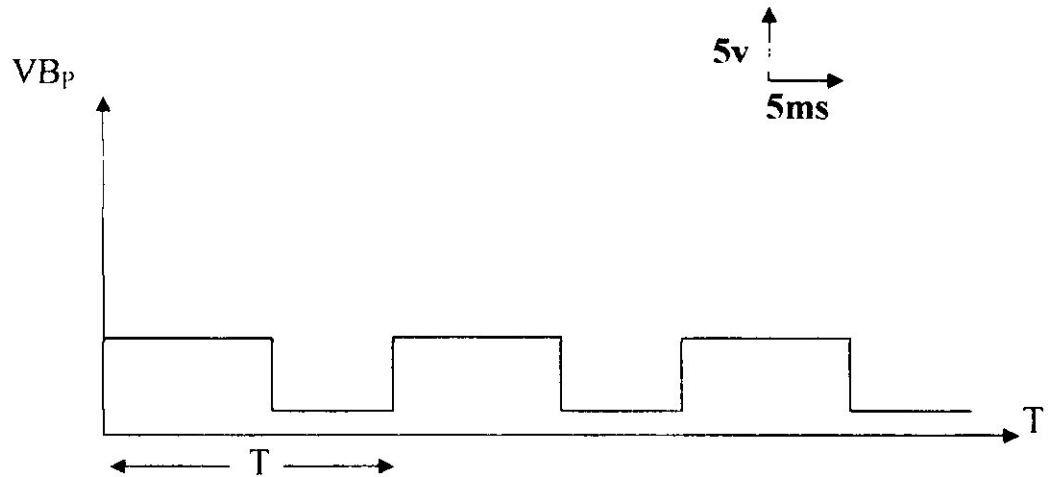


Figure IV.20 : signal de la broche BP

$$T = 1.6 \cdot 5 = 8 \text{ ms} \Rightarrow F = 1/T = 125 \text{ Hz}$$

Cette fréquence est la même que celle de fonctionnement de l'oscillateur divisé par 800, c'est à dire :

$$F = \frac{F_1}{800} \quad \text{à BP :}$$

$$F = \frac{48000}{800} = 60 \text{ Hz (avec une amplitude de 5v)}$$

III.5. Choix de l'afficheur LCD :

Par son utilisation, notre montage est destiné à rester continuellement alimenté, l'affichage par LED étant écarté de fait qu'il consomme un courant relativement important. Pour cela, l'afficheur LCD règle le problème par son économie d'énergie puisqu'il ne consomme presque aucun courant.

L'affichage LCD est basé sur la polarisation de la lumière de ce fait, lorsqu'un courant passe dans le segment, ce dernier va être visualisé. Voir figure III.18.

Aussi, notre LCD est de 3 1/2 digits, suffisant pour l'affichage de 2000 points à savoir de 0 à 1999.

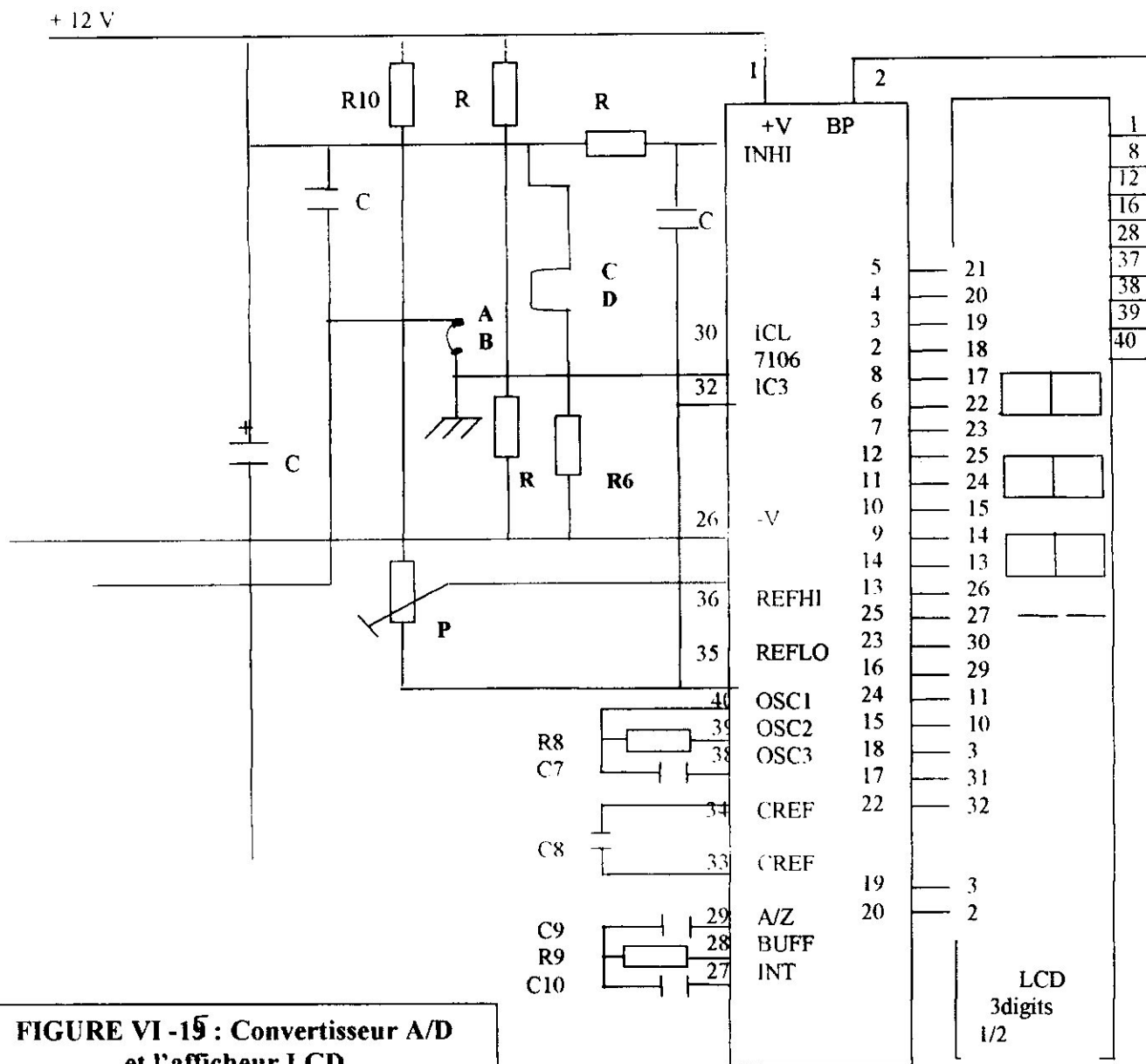


FIGURE VI -15 : Convertisseur A/D et l'afficheur LCD

Nous avons constaté que nos résultats pratiques correspondent à ceux de la partie théorique, mais se qui nous intéresse est l'obtention des résultats fiables avec le montage complet.

CHAPITRE IV

Réglage et applications

[7.8.9]

IV -1- Description du boîtier de la réalisation.....	45
IV -2- Réglage de l'appareil	46
IV -3- Les essais	46
IV-4- Applications	47

Dans ce chapitre, nous allons discuter sur les différentes étapes effectuées pour tester et mettre en œuvre notre montage, et citée quelques applications qu'exploitent ses fonctionnalités après avoir fait une description de notre appareil.

IV.1. Description de l'appareil :

Notre montage comme le montre ce schéma de la figure II.1 comprend un transformateur, un circuit imprimé regroupant tous les composants, un afficheur digital en plus d'un capteur de pression. Tous ces composants sont montés dans un boîtier de 16 x 10 x 8 cm.

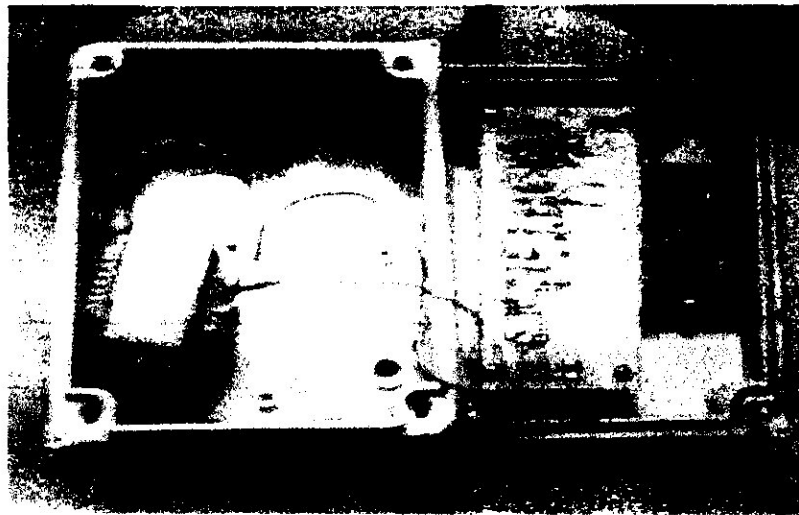


Figure IV.1 : Les composants du baromètre

Notre baromètre est représenté par la figure IV.2, où l'on constate que le transformateur ainsi que le circuit imprimé sont montés à l'intérieur du boîtier, alors que l'afficheur et le capteur de pression sont dans la partie extérieure puisque ce dernier capte la pression du milieu environnant.



Figure IV.2 : Le baromètre digital réalisé

IV.2. Réglage de l'appareil:

Le réglage de notre appareil est facile, il comprend les étapes citées comme suit :

- Otez les 2 straps (A-B, C-D)
- Alimentez les modules sous 12 Volts.
- Mesurez la tension d'une petite pile de 1.5 Volts au voltmètre digital
- Appliquez cette tension aux bornes B et D
- Retouchez l'ajustable P2 pour amener exactement cette valeur sur l'afficheur à 3 décimales près
- Débranchez cette pile
- Remettez les deux straps
- La valeur lue cette fois correspondant à celle du capteur MPX 2200 AP
- Comparer avec un baromètre précis en ajustant P1

IV.3. Essais :

Nous essayerons dans cette partie de donner les résultats pratiques.

Partie théorique

Pression hPa	Temps	Tension sur le capteur (mV)
973	Tempêté	19,46
1000	Pluie	20
1013	Variable	20,26
1026	Beau temps	20,52
1053	Très sec	21,06
940,2	Le min enregistré au Canada 1989	18,804
1079,6	La max enregistré au Canada en 1977	21,592

Sachant que :

Sensibilité du capteur = 0,2 mv/KPa

donc, avec la règle de trois (3), nous trouverons les résultats du tableau ci-contre.

EX : pluie => pression=1000 hPa

0,2mv => 10 hPa

X mv => 1000 hPa } = 20mv

=> Tension sur le capteur

Or, ces résultats théoriques ne peuvent être vérifiés, donc on a songé à utiliser un fer à souder pour créer une chaleur. Les résultats obtenus sont mentionnés dans le tableau ci-dessous.

Partie pratique

	Pression affichée sur le LCD (KPa)	Tension sur le capteur (mv)
Sans fer à souder	198,6	20
Avec fer à souder	100	24

Nous constatons d'après nos résultats que vraiment notre montage donne des résultats confirmant notre théorie.

IV.4- Applications :

L'appareil que nous venons de réaliser peut avoir de multiples applications qui touchent aux domaines météorologique, métrologique et de l'instrumentation. De même, cet appareil a une grande influence sur l'environnement et la société. Aussi, la possibilité de le connecter à un système ordinateur le rend beaucoup plus utile et simple pour son exploitation dans les domaines différents.

- a. **Domaine météorologique :** Nous avons une information très importante à savoir la pression atmosphérique, ce qui nous permettra de prévoir l'état du climat en suivant son évolution : Ainsi, une haute pression signifie souvent un beau temps à venir, tandis qu'une basse pression annonce un mauvais temps.
- b. **Domaine métrologique :** La mesure de la pression atmosphérique peut servir à la détermination des altitudes à savoir l'altitude d'une montagne.
- c. **Domaine d'instrumentation :** L'utilisation du montage sert à la commande de la grandeur (la pression) dans des domaines tels que les systèmes d'alarmes, les asservissements.

La présentation baromètre en coffret rend son utilisation très souple. de même, il peut facilement être intégré dans les systèmes asservis.

d. Impact sur l'environnement et la société :

Tout d'abord, la réalisation d'un baromètre électronique facilite la prise ainsi que la lecture des données, puisqu'en plus d'avoir un affichage numérique, celui-ci offre la possibilité en le joignant à un programme informatique, de conserver en mémoire plusieurs lectures de pression. De cette façon le baromètre est encore plus polyvalent et facile d'utilisation.

Ensuite, il est important de comprendre que lorsqu'un baromètre à mercure ne fonctionne plus, il faut procéder à la gestion des déchets que cela occasionne, soit le mercure que celui-ci contient. L'utilisation d'un baromètre électronique n'occasionne pas de problèmes de ce côté.

De plus, dans le système de ventilation des maisons, la pression intérieure dans des conduits doit être égale à la pression extérieure. Pour vérifier cet état, le baromètre électronique peut être utile puisqu'il suffit d'introduire le capteur dans la conduite et de prendre une lecture.

Aussi l'identification d'espèces organiques dans des solides de l'environnement demande habituellement une étape d'utilisation de dissolvants. Cette étape est celle consommant le plus de temps et est souvent la source d'erreurs analytiques dont la perte d'analyse et de polluant.

L'utilisation de dissolvants organiques est de plus en plus restreinte due à l'effet toxique et aux coûts de disposition. Les fluides supercritiques offrent plusieurs avantages sur les dissolvants liquides conventionnels. Ceux-ci sont des fluides comprimés et chauffés au point où leurs propriétés physiques sont entre celles d'un liquide et celles d'un gaz. Les extractions faites avec les fluides supercritiques sont rapides, efficaces et n'utilisent pas de dissolvants organiques.

Ainsi, le baromètre électronique peut aider à porter les données indispensables au développement de ces techniques, puisqu'il permet de prendre des valeurs de pression dans des espaces restreints.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE :

Dans notre projet, nous avons essayé de réaliser un baromètre électronique à affichage digital indiquant aux pilotes la pression extérieure qui a son tour permet de prévoir l'état du temps.

La capteur choisi est d'une sensibilité de 0.2 mv/1kp alors pour 1000 hPa la tension du capteur est de 20 mv. Ce dernier travaille dans la gamme des pressions allant de 0 à 2 bars. Cette réalisation peut être améliorée par l'utilisation d'un capteur supportant des pressions plus élevées qui permettrait de pousser d'avantage cet instrument.

Du point de vue manipulation, nous avons mis en œuvre nos connaissances théoriques et pratiques acquises en électronique pour pouvoir à la fin distinguer la différence entre ces deux visions approfondies lors de notre contact avec le matériel électronique.

En dernier, nous proposons ce projet aux étudiants des promotions à venir et pour lesquels nous souhaitons qu'il les aidera et aussi, nous leur demandons de bien s'approfondir non seulement dans l'étude de la « Science » mais aussi dans sa mesure ; puisque à l'évidence, nous savons que seule la mesure permet de conduire le progrès scientifique et d'accroître la connaissance de ce qui nous entoure car les limites ne sont toujours pas atteintes.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1]. Direction de la météorologie, 1954. Mesure de la pression à l'aide de baromètres au, Manuel des instruments 10,
- [2]. direction de la météorologie, 31 Mars 1965. Indicateur de calage altimétrique,
- [3]. AH 1987 GEORGE Capteurs en instrumentation industrielle
- [4]. EDITION BERTI 1989 DELSOL Electronique numérique (Tome 2)
- [5]. collection Coliez (4° Edition) Memotech Electronique (circuits et composants)
- [6]. Australian exploitation and the introduction of the Aneroid Barometer
- [7]. (Promotion 2005) : (DEUA IAB) Chabane Sofiane, Meddour saida Etude et réalisation d'un bi afficheur température / Heure
- [8]. IAB 2002°. Etude et réalisation d'affichage digital de la pression et la temperature de la chaîne de la cabine avion avec alarme d'altitude
- [9]. www.ddiscip.crdp.accaen.fr/phch/lycee/tour,niv/barometre/ression.htm Robert Gasparini, Réalisation d'un manomètre de pression absolue (0 à 200 hpa)
Australian exploitation and the introduction of the Anéroïde Baromètre
- [10]. www.usyd.edu.au/su/macleay/dad.htm
Macleay Museum Scientific Instrument Collection
- [11]. www.iusyd.edu.au/su/macleay/csciinst.htm ≠ siguide

NOMENCLATURE

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Capteur de pression : MPX 2200 AP

Valeurs limites :

- Tension d'alimentation 0 à + 10 V
- Tension de sortie 0 à + 40 V
- Très faible tension d'offset 100 μmV
- Faible dérive 2 $\text{Mv}/^\circ\text{C}$ au maximum
- Gain réglable 1 à 1000
- Excellente rejection en mode commun 115 Db Minimum
- Grande bande passante 200 Khz à $G = 1000$
- Etendue de mesure 0 à 29 PSI
- Linéarité de V_s du (MPX 2200)
en fonction de P à $T = 25^\circ\text{C}$
- Rapidité : Fréquence propre du support 1 à 50 Khz suivant la nature
- Signal de sortie pour E.M Une dizaine de mV
- Avantages Bonne fiabilité, faible dérive

Afficheur à cristaux liquides 3 digits $\frac{1}{2}$:

Caractéristiques électriques :

- V_{eff} de la tension de commande 4.5 à 6 V Maximum
- Fréquence de commande 30 à 200 hz
- Consommation en courant 30 nA/mm^2 Maximum
- Temps d'établissement T_{on} 40 MS
- Temps de disparition T_{off} 80 MS
- Gamme -10°C à $+60^\circ\text{C}$

Divers :

- Afficheur à cristaux liquides 3 digits $\frac{1}{2}$ chiffres 12,7 mm
- Support à souder 40 broches
- Support à souder 14 broches
- Picots tulipe en bande

Nomenclature des composants :

- 2 Résistances (toutes valeurs $\frac{1}{4}$ Watt)
 $R_2 = R_3 = 100 \text{ K}\Omega$
 $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$

Condensateurs :

- $C_1 = 100\mu\text{f}$
- $C_2 = 1\mu\text{f}$
- $C_3 = 470 \text{ nf} / 63 \text{ V}$
- $C_4 =$ Chimique vertical $4,7 \mu\text{f} / 25 \text{ V}$

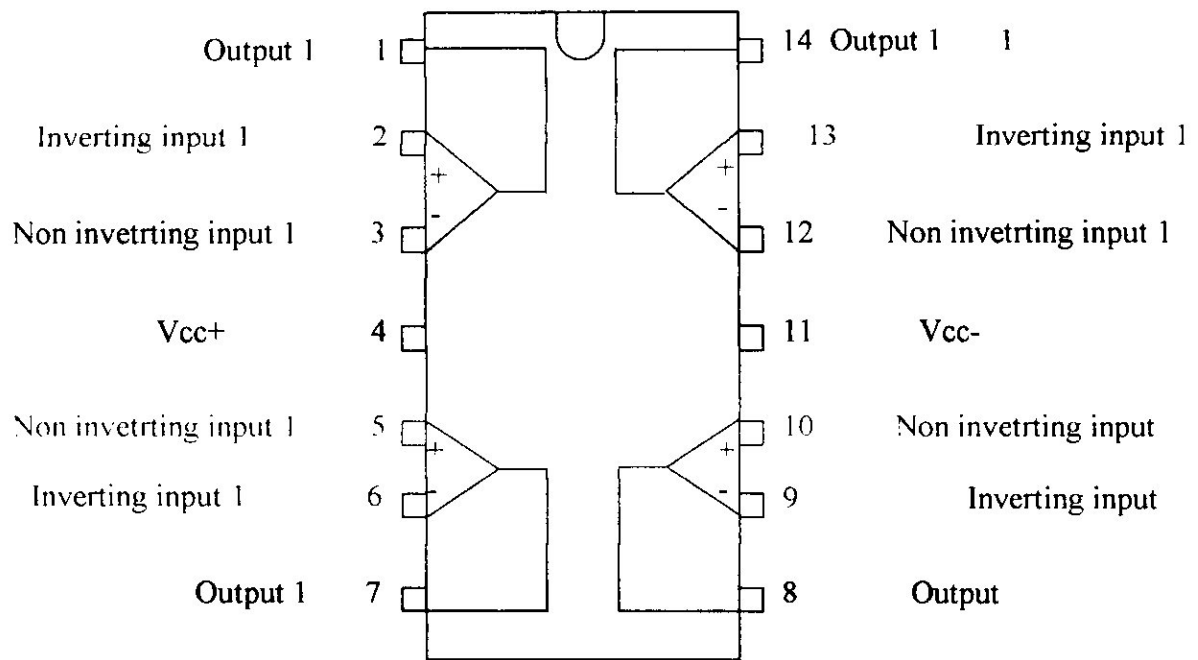
- C5 = Plastique 2,2 nf /25 V

1. Semi-conducteurs :

- IC1 : AOP1, AOP2 = quadruple ampli OP LM 324
- IC2 : Capteur de pression MOTOROLA MPX 2200 AP
- IC3 : Convertisseur A/D 3 digit ½ LCD référence ICL 7106
- T1, T2 : Transistor NPN 2 N 1711
- Z1, Z2 : Diode Zener 10 Volts
- D1, D2 : Diode commutation 1N 4148
- D3, D4 : Diode commutation 1 N 4007
- $I_Z = 0.4 \text{ mA}$
- $V_2 = V_Z = 10\text{v}$
- $h_{11} = 1\text{K}\Omega$
- $i_b = 0.2 \text{ mA}$
- $R_1 = 4.7\text{K}\Omega$
- $\beta = 100$
- $V_{BE} = 0.7 \text{ v}$

LM 324

Low Power Quad Operational amplifiers :
Pin connections (top view)



Valeurs limites :

Tension d'alimentation	32 ou 16 V
Tension d'entrée	- 0.3 à 26 V
Puissance dissipée	800 W
Ta =	25°C
Court circuit à la masse	V+ = 15 V

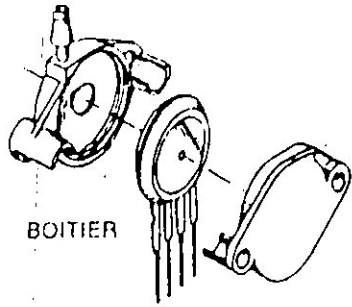
ANNEXE

TRANSISTOR 0 2N1711

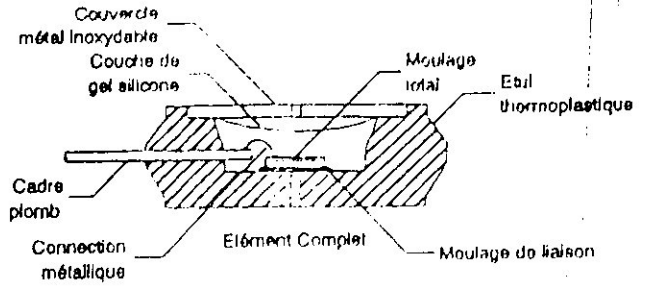
PM OL Lt	Package	Lead Info	VCB Max	VCE Max	VED Max	Tj Man	P _{TOT}	F _T Min	COB Max	HFE num	HFE BIAS mA	USE	MFR	ALTERNATIVES AND NOTES
NS	T05	L04	75 V	50 V	7 V	175 C	880 mwF	70 M	25 P	100	150 mA	AMG	STM	BFY50/2N2297

$\beta = 100$
 $I_B = 0,2 \text{ mA}$

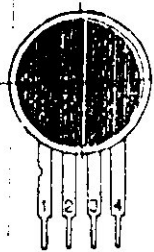
ANNEXE A



L'ENCAPSULATION DU CAPTEUR DE PRESSION.



FABRICATION DU CAPTEUR.



- PIN 1 : Masse
- PIN 2 : + Sortie
- PIN 3 : Alim.
- PIN 4 : - Sortie



BROCHAGE DU CAPTEUR.

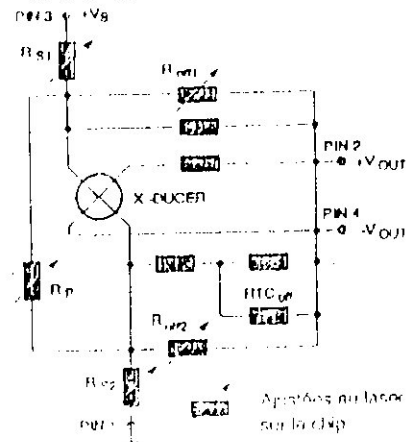


Figure 6 - Constitution interne du MPX 2200 AP

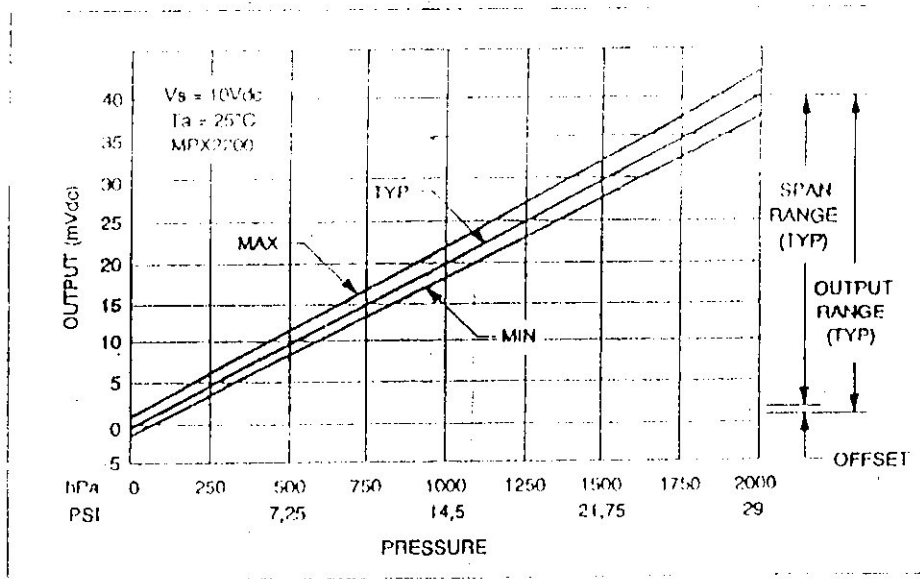
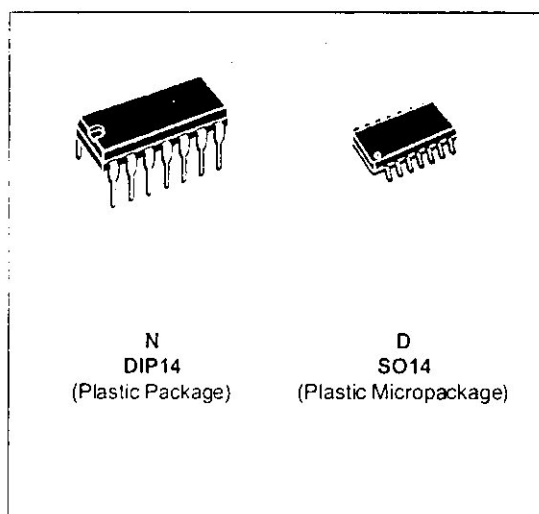


Figure 4 - Caractéristiques du MPX 2200 AP. A noter l'excellente linéarité de la tension de sortie en fonction de la pression.

LOW POWER QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 375µA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 5mV max.
(for more accurate applications, use the equivalent parts LM124A-LM224A-LM324A which feature 3mV max)
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE :
SINGLE SUPPLY : +3V TO +30V
DUAL SUPPLIES : ±1.5V TO ±15V



DESCRIPTION

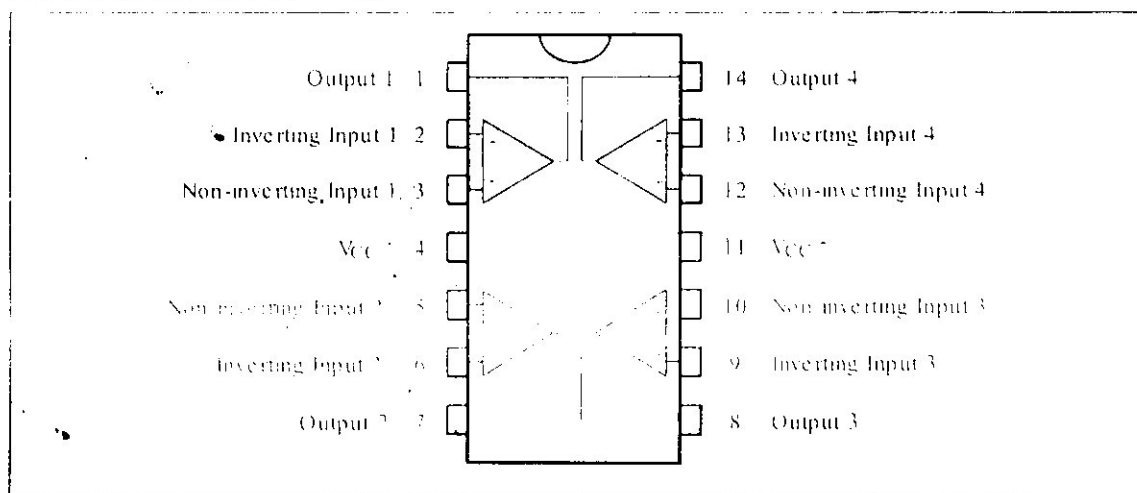
These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically for automotive and industrial control systems. They operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
LM124	-55°C, +125°C	•	•
LM224	-40°C, +105°C	•	•
LM324	0°C, +70°C	•	•

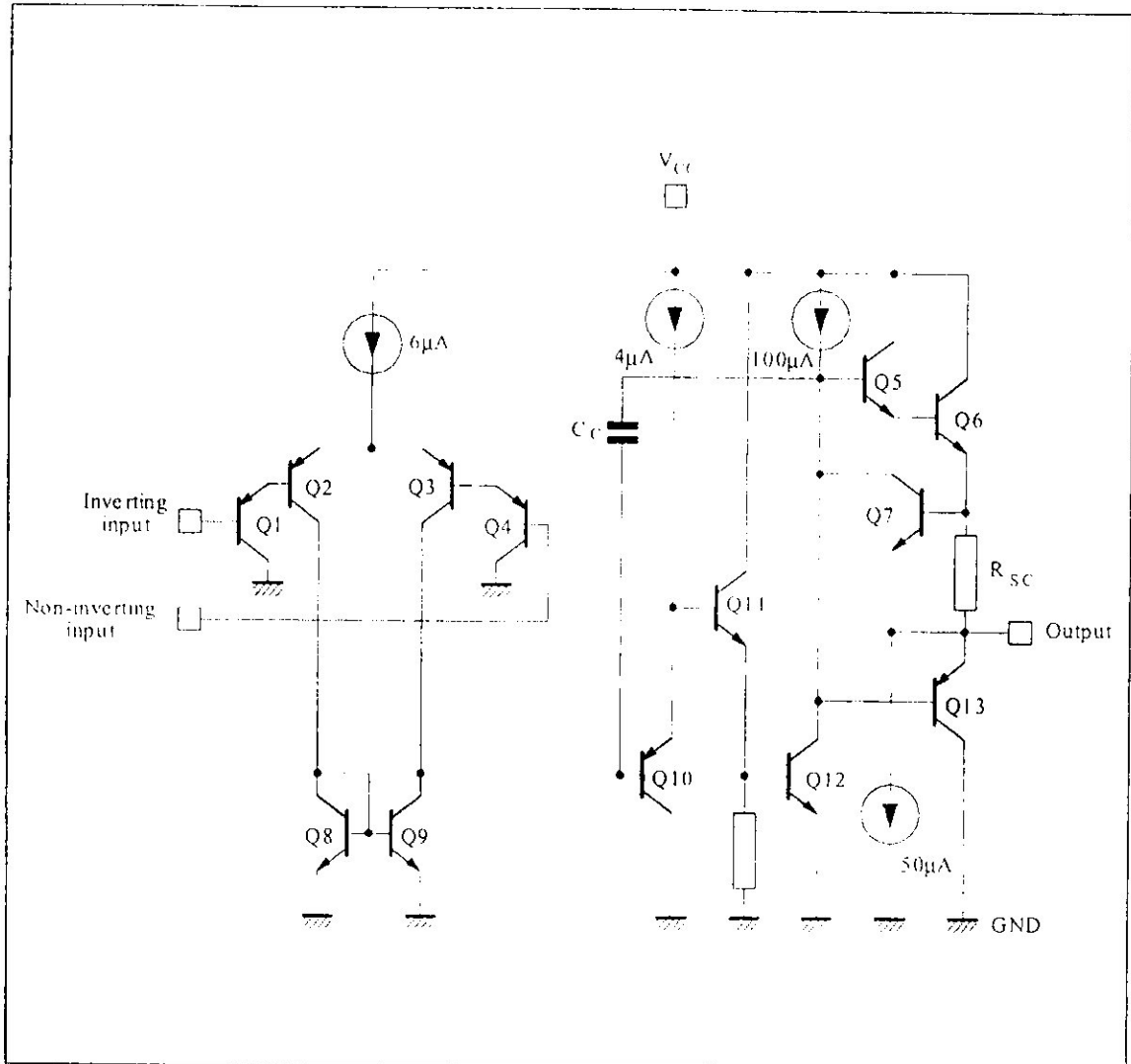
Example : LM224N

PIN CONNECTIONS (top view)



LM124 - LM224 - LM324

SCHEMATIC DIAGRAM (1/4 LM124)



124-02 EPS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM124	LM224	LM324	Unit
V_{CC}	Supply Voltage		+16 or 32		V
V_i	Input Voltage		-0.3 to +32		V
V_{id}	Differential Input Voltage - (*)	+32	+32	+32	V
P_{tot}	Power Dissipation	500	500	500	mW
			400	400	mW
	Output Short-circuit Duration - (note 1)		Infinite		
I_{in}	Input Current - (note 6)	50	50	50	mA
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

124-02 TEL

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC}^+ = +5V$, $V_{CC}^- = \text{Ground}$, $V_O = 1.4V$, $T_{amb} = +25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LM124 - LM224 - LM324			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{ic}	Input Offset Voltage (note 3) $T_{amb} = +25^\circ C$ LM324 $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ LM324		2	5 7 7 9	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 100	nA
I_b	Input Bias Current (note 2) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	150 300	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($V_{CC}^+ = +15V$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 1.4V$ to $11.4V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) ($V_{CC}^+ = 5V$ to $30V$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	65 65	110		dB
I_{CC}	Supply Current, all Amp, no load $T_{amb} = +25^\circ C$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $V_{CC} = +5V$ $V_{CC} = +30V$		0.7 1.5 0.8 1.5	1.2 3 1.2 3	mA
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = +30V$) - (note 4) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	V
CMR	Common-mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 60	80		dB
I_{source}	Output Current Source ($V_{id} = +1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$	20	40		mA
I_{sink}	Output Sink Current ($V_{id} = -1V$) $V_{CC} = +15V$, $V_O = +2V$ $V_{CC} = +15V$, $V_O = +0.2V$	10 12	20 50		mA μA
I_o	Short Circuit to Ground $V_{CC} = +15V$		40	60	mA

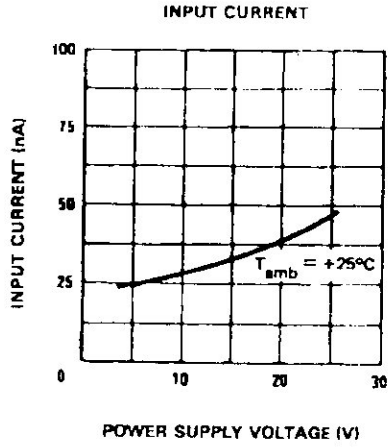
12-0318L

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

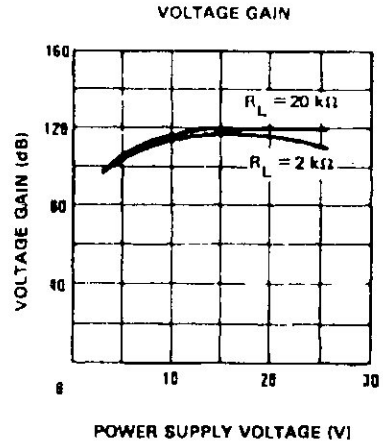
Symbol	Parameter	LM124 - LM224 - LM324			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V _{OH}	High Level Output Voltage (V _{CC} = +30V) T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max} R _L = 2kΩ	26	27		V
		26			
	(V _{CC} = +5V, R _L = 2kΩ) T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}	27	28		
		27			
		3.5			
		3			
V _{OL}	Low Level Output Voltage (R _L = 10kΩ) T _{amb} = +25°C T _{min} ≤ T _{amb} ≤ T _{max}		5	20	mV
				20	
SR	Slew Rate V _{CC} = 15V, V _I = 0.5 to 3V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = +25°C, unity gain)		0.4		V/μs
GBP	Gain Bandwidth Product V _{CC} = 30V, f = 100kHz, T _{amb} = +25°C, V _{in} = 10mV R _L = 2kΩ, C _L = 100pF		1.3		MHz
THD	Total Harmonic Distortion f = 1kHz, A _V = 20dB, R _L = 2kΩ, V _O = 2V _{pp} C _L = 100pF, T _{amb} = +25°C, V _{CC} = 30V		0.015		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage f = 1kHz, R _s = 100Ω, V _{CC} = 30V		40		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
DV _{IO}	Input Offset Voltage Drift		7	30	μV/°C
DI _{IO}	Input Offset Current Drift		10	200	pA/°C
V _{O1} /V _{O2}	Channel Separation (note 5) 1kHz ≤ f ≤ 20kHz		120		dB

- Notes:
- Short-circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating if V_{CC} > 15V. The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of V_{CC}. Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
 - 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.
 - V_e = 1.4V, R_s = 0Ω, 5V < V_{CC} < 30V, 0 < V_{ic} < V_{CC} - 1.5V
 - 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} - 1.5V, but either or both inputs can go to +32V without damage.
 - 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.
 - This input current only exists 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 diodes 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 Op-amps 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.

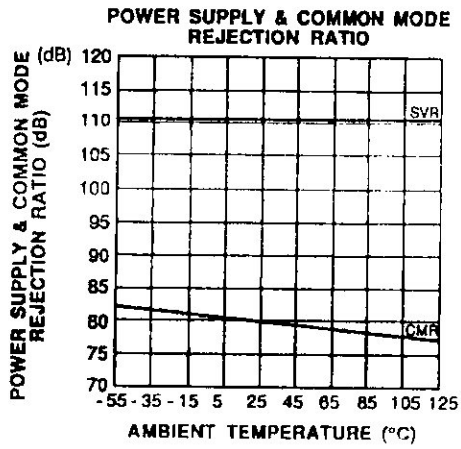
124-04 TBL



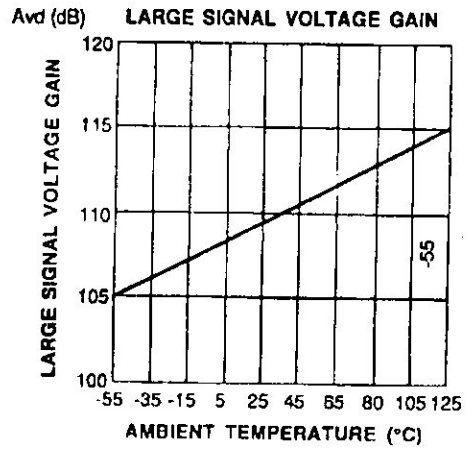
124-10 EPS



124-11 EPS

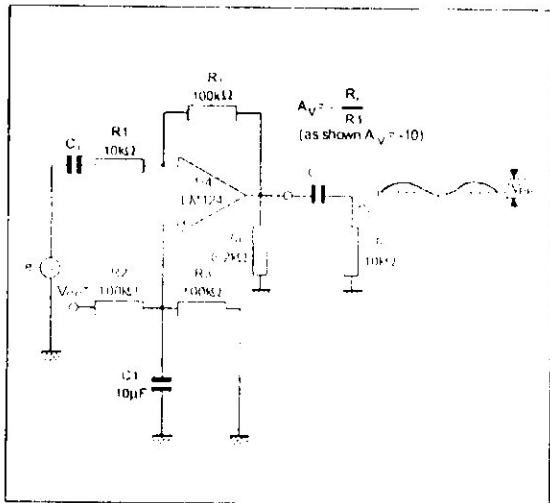


124-12 EPS



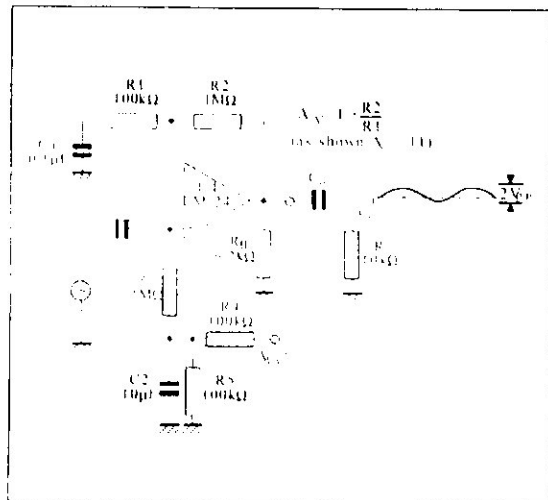
124-13 EPS

TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS
AC COUPLED INVERTING AMPLIFIER



124-14 EPS

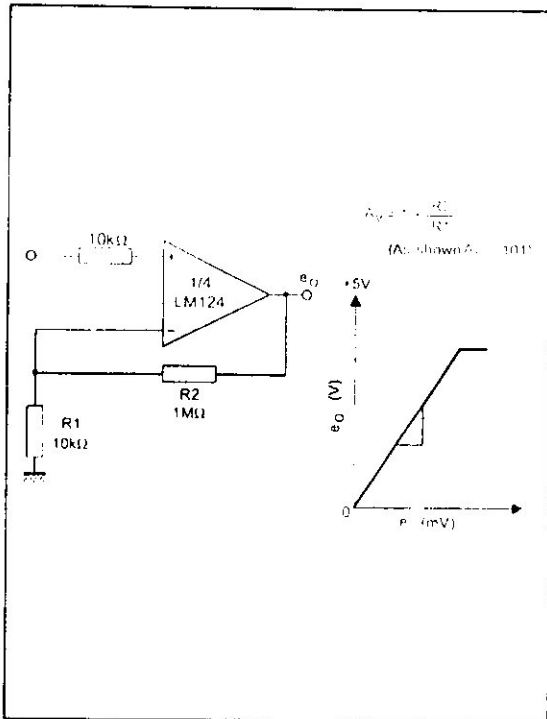
AC COUPLED NON-INVERTING AMPLIFIER



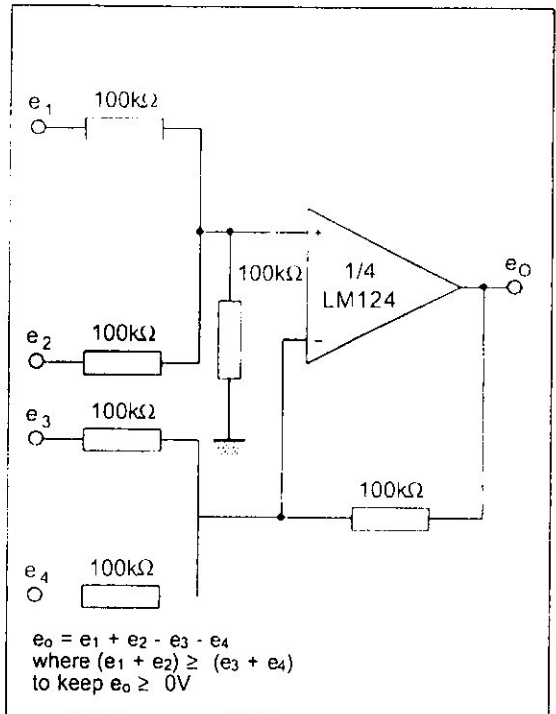
124-15 EPS

TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS

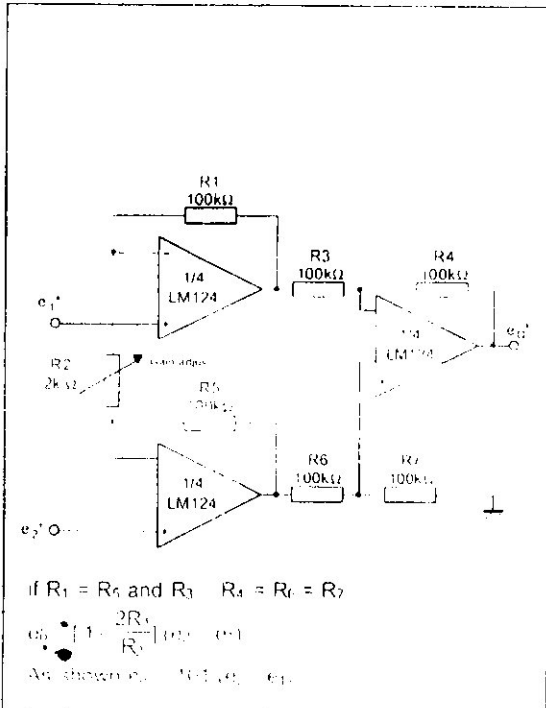
NON-INVERTING DC GAIN



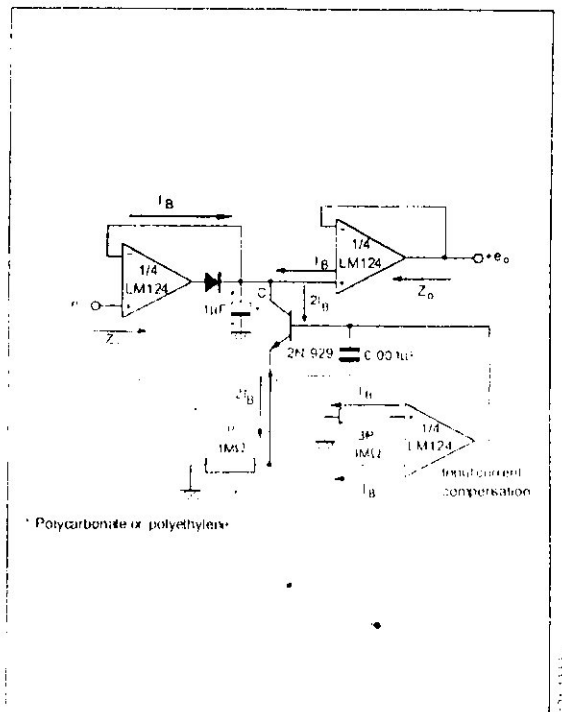
DC SUMMING AMPLIFIER



HIGH INPUT Z ADJUSTABLE GAIN DC INSTRUMENTATION AMPLIFIER

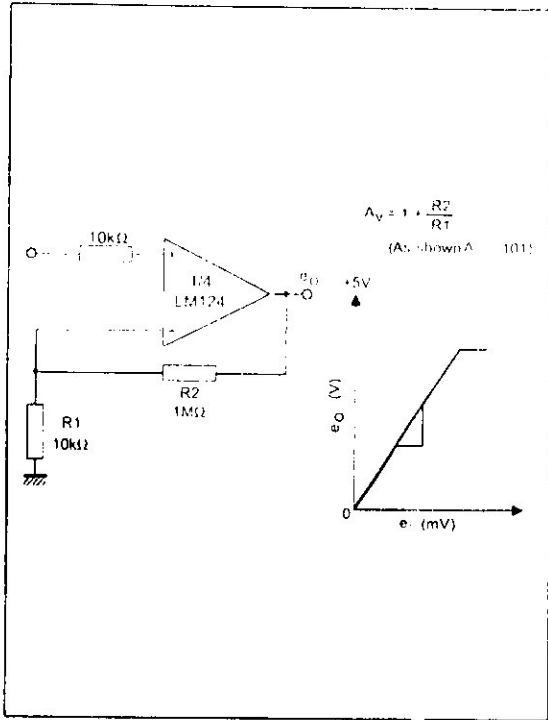


LOW DRIFT PEAK DETECTOR

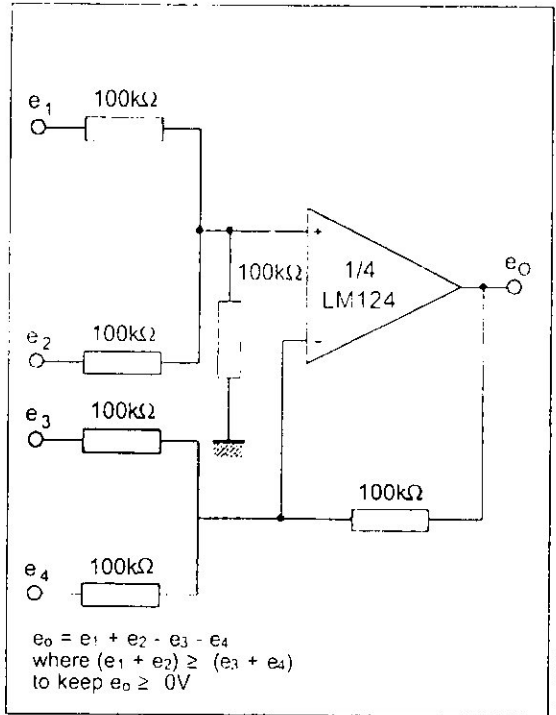


TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS

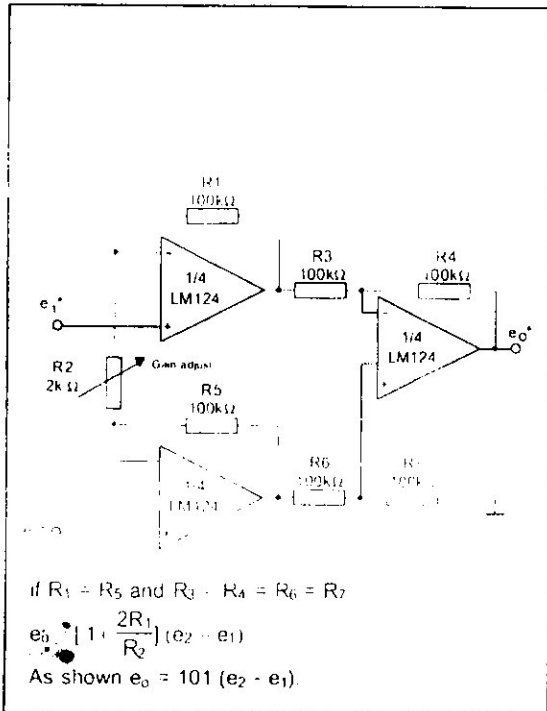
NON-INVERTING DC GAIN



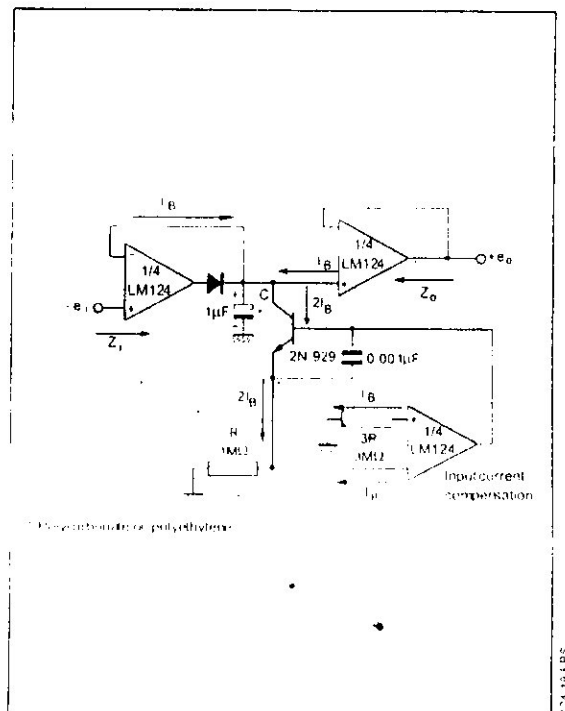
DC SUMMING AMPLIFIER



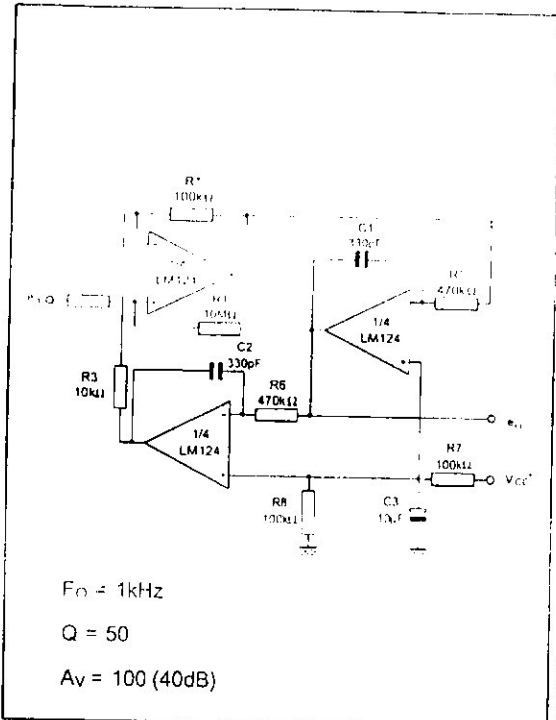
HIGH INPUT Z ADJUSTABLE GAIN DC INSTRUMENTATION AMPLIFIER



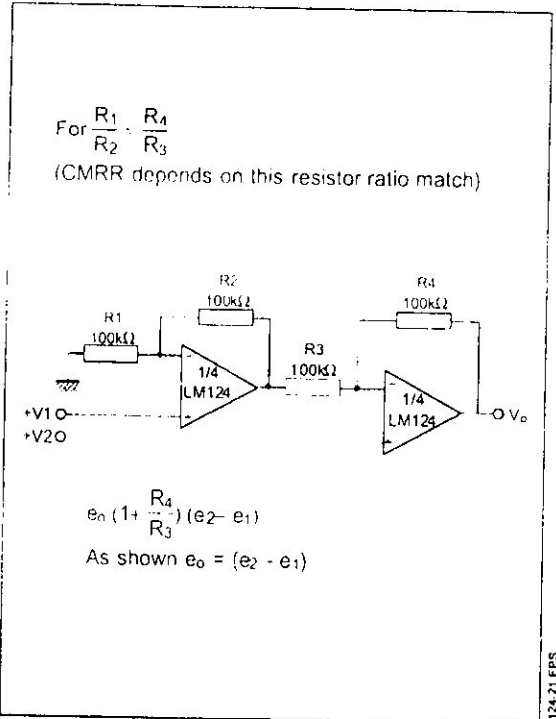
LOW DRIFT PEAK DETECTOR



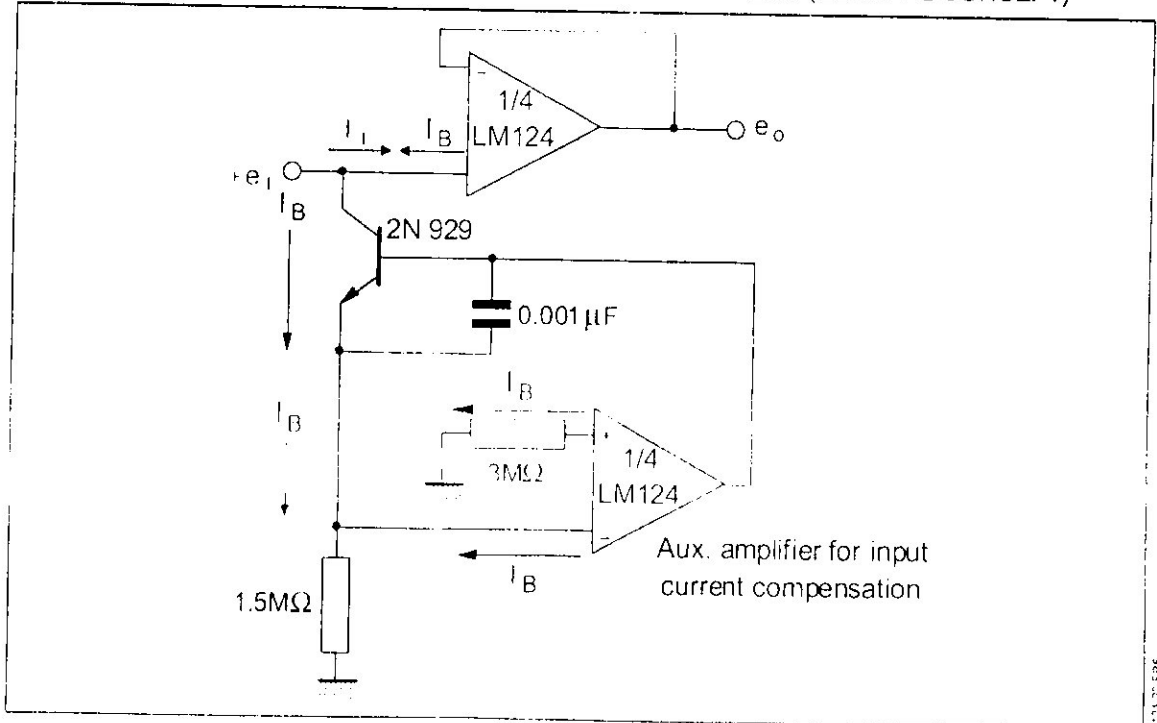
TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS
ACTIVE BANDPASS FILTER



HIGH INPUT Z, DC DIFFERENTIAL AMPLIFIER

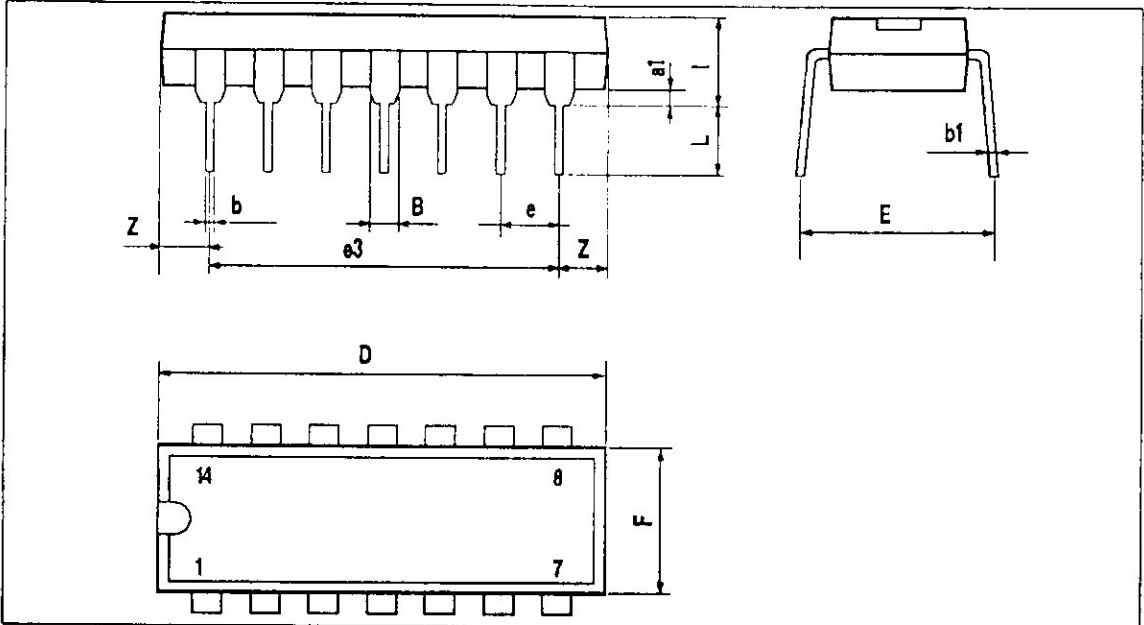


USING SYMMETRICAL AMPLIFIERS TO REDUCE INPUT CURRENT (GENERAL CONCEPT)



LM124 - LM224 - LM324

PACKAGE MECHANICAL DATA
14 PINS - PLASTIC DIP

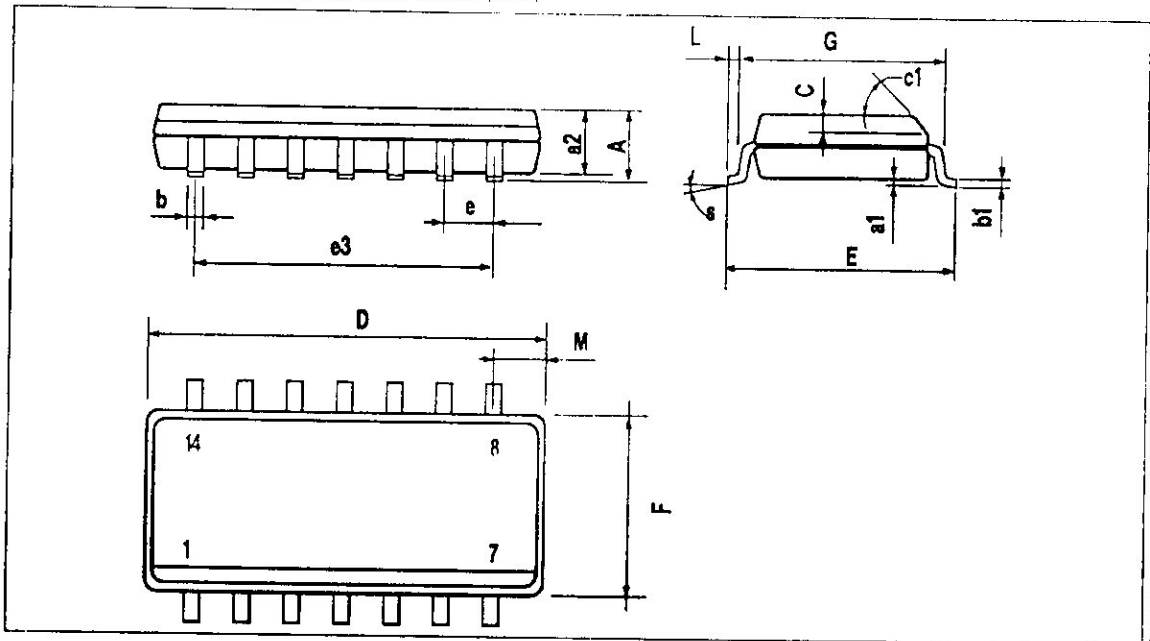


PM0114 EPS

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
a1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
L			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100

DIP14-FRL

PACKAGE MECHANICAL DATA
14 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



PM-S014 EPS

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.2	0.004		0.008
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D	8.55		8.75	0.336		0.334
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		7.62			0.300	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.68			0.027
S	8° (max.)					

SO14 TRL

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, SGS-THOMSON Microelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SGS-THOMSON Microelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. SGS-THOMSON Microelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of SGS-THOMSON Microelectronics.

1996 SGS-THOMSON Microelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco
The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

ORDER C/C/CI

January 1994

Features

- Guaranteed Zero Reading for 0V Input on All Scales
- True Polarity at Zero for Precise Null Detection
- 1pA Typical Input Current
- True Differential Input and Reference, Direct Display Drive
 - LCD ICL7106
 - LED ICL7107
- Low Noise - Less Than 15µVp-p
- On-Chip Clock and Reference
- Low Power Dissipation - Typically Less Than 10mW
- No Additional Active Circuits Required
- New Small Outline Surface Mount Package Available

Description

The Harris ICL7106 and ICL7107 are high performance, low power 3 1/2 digit A/D converters. Included are seven segment decoders, display drivers, a reference, and a clock. The ICL7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a multiplexed backplane driver. The ICL7107 will directly drive an instrument size light emitting diode (LED) display.

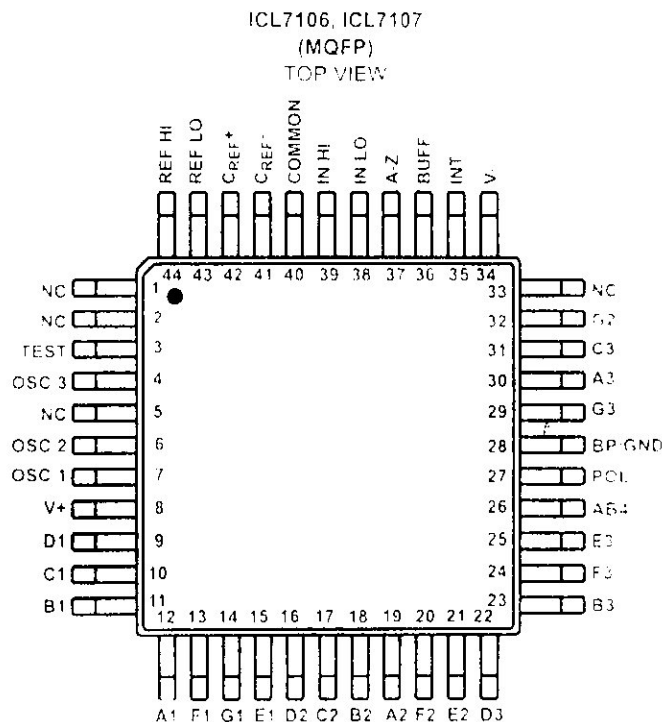
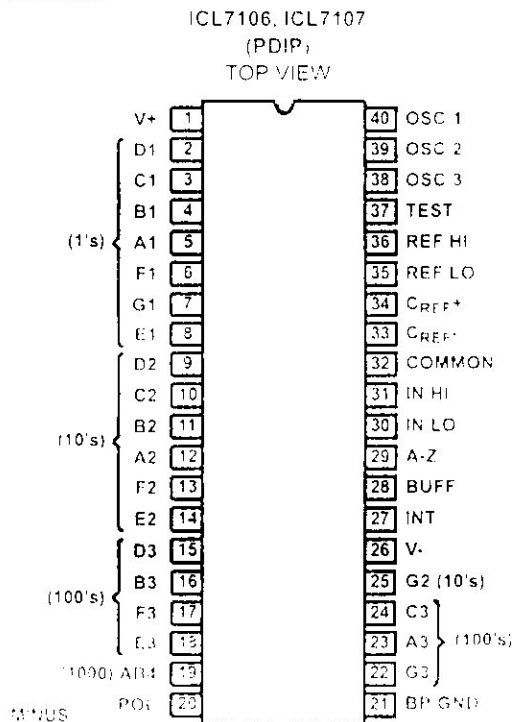
The ICL7106 and ICL7107 bring together a combination of high accuracy, versatility, and the economy. It features auto-zero to less than 10µV, zero drift of less than 1µV/°C, input bias current of 1pA max., and rollover error of less than one count. True differential inputs and reference are useful in A/D systems, but give the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge type transducers. Finally, the true accuracy of single power supply operation (ICL7106) creates a high performance panel meter to be built with the addition of only 10 passive components and a display.

Ordering Information

PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ICL7106CPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7106RCPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP (Note 1)
ICL7106CM44	0°C to +70°C	44 Lead Metric Plastic Quad Flatpack
ICL7107CPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP
ICL7107RCPL	0°C to +70°C	40 Lead Plastic DIP (Note 1)
ICL7107CM44	0°C to +70°C	44 Lead Metric Plastic Quad Flatpack

NOTE: 1 "R" indicates device with reversed leads

Pinouts



Specifications ICL7106, ICL7107

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	
ICL7106, V+ to V-	15V
ICL7107, V+ to GND	6V
ICL7107, V- to GND	-9V
Analog Input Voltage (Either Input) (Note 1)	V+ to V-
Reference Input Voltage (Either Input)	V+ to V-
Clock Input	
ICL7106	TEST to V+
ICL7107	GND to V+

Thermal Information

Thermal Resistance (MAX. See Note 1)	
40 Pin Plastic Package	50°C/W
44 Pin MQFP Package	87°C/W
Maximum Power Dissipation	
ICL7106	100mW
ICL7107	100mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering 10s Max)	+250°C
Junction Temperature	+150°C

NOTES: Stresses above those listed in Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress only, and the device should not be operated at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification unless otherwise indicated.

Electrical Specifications (Note 3)

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SYSTEM PERFORMANCE					
Zero Input Reading	$V_{IN} = 0.0V$, Full-Scale = 200mV	-000.0	±000.0	+000.0	Digits Reading
Isometric Reading	$V_{IN} = V_{REF}$, Full-Scale = 200mV	999	999 1000	1000	Digits Reading
Rollover Error	$-V_{IN} = +V_{IN} = 200mV$ Difference in Reading for Equal Positive and Negative Inputs Near Full-Scale	-	±0.2	±1	Counts
Linearity	Full-Scale = 200mV or Full-Scale = 2V Maximum Deviation from Best Straight Line Fit (Note 5)	-	±0.2	±1	Counts
Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM} = 1V$, $V_{IN} = 0V$, Full-Scale = 200mV (Note 5)	-	50	-	Counts
Drift	$V_{IN} = 0V$, Full-Scale = 200mV -Pk-Pk Zero Not Exceeded 95% of Time	-	15	-	Counts
Leakage Current Input	$V_{IN} = 0$ (Note 5)	-	1	10	nA
Zero Reading Drift	$V_{IN} = 0$, $0 < T_A < +70^\circ C$ (Note 5)	-	0.2	1	Counts
Scale Factor Temperature Coefficient	$V_{IN} = 199mV$, $0 < T_A < +70^\circ C$ (Ext. Ref. 0ppm/°C) (Note 5)	-	1	-	Counts
End Power Supply Character V+ Supply Current	$V_{IN} = 0$ (Does Not Include LED Current for ICL7107)	-	0.8	1.8	mA
End Power Supply Character V- Supply Current	ICL7107 Only	-	0.8	1.2	mA
CMR (CMR) on Analog Common Output	25kΩ Between Common and Positive Supply (With Respect to + Supply)	24	2.8	3.0	Counts
Temperature Coefficient of Analog Common	25kΩ Between Common and Positive Supply (With Respect to + Supply)	-	80	-	Counts/°C
DISPLAY DRIVER ICL7106 ONLY					
Pk-Pk Segment Drive Voltage	$V_{+} = \text{to } V_{-} = 9V$, (Note 4)	4	5	6	V
Pk-Pk Backplane Drive Voltage					

ICL7106, ICL7107

Electrical Specifications (Note 3) (Continued)

PARAMETERS	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
ICL7107 ONLY					
Segment Sinking Current	V _{CC} = 5V, Segment Voltage = 0.7V				
Except Pin 19 and 20		5	8	-	mA
Pin 19 Only		10	16	-	mA
Pin 20 Only		4	7	-	mA

NOTES:

1. Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100\mu\text{A}$.
2. Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.
3. Unless otherwise noted, specifications apply to both the ICL7106 and ICL7107 at $T_A = +25^\circ\text{C}$, $f_{\text{CLOCK}} = 48\text{kHz}$. ICL7106 is tested in the circuit of Figure 1. ICL7107 is tested in the circuit of Figure 2.
4. Back plane drives in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.
5. Not tested, guaranteed by design.

Typical Applications and Test Circuits

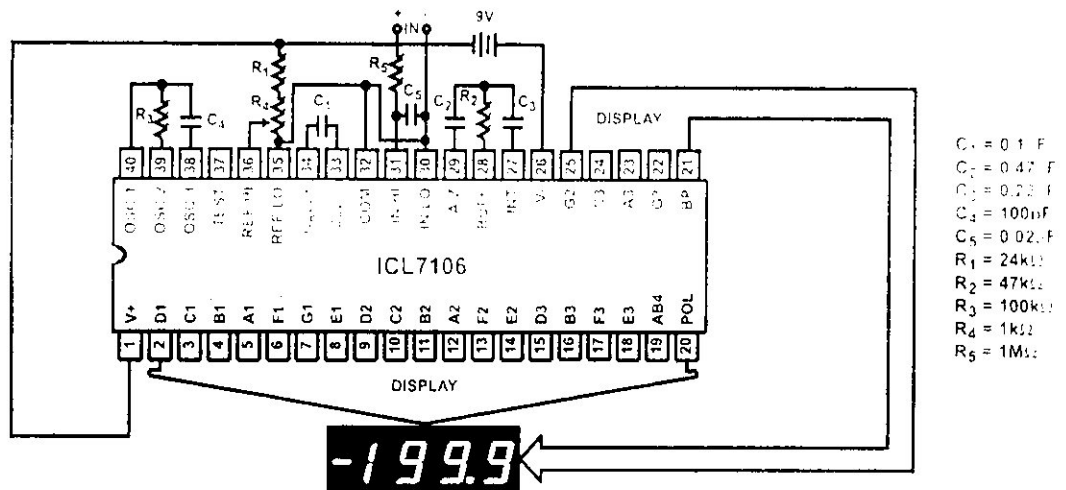


FIGURE 1. ICL7106 TEST CIRCUIT AND TYPICAL APPLICATION WITH LCD DISPLAY COMPONENTS SELECTED FOR 200mV FULL-SCALE

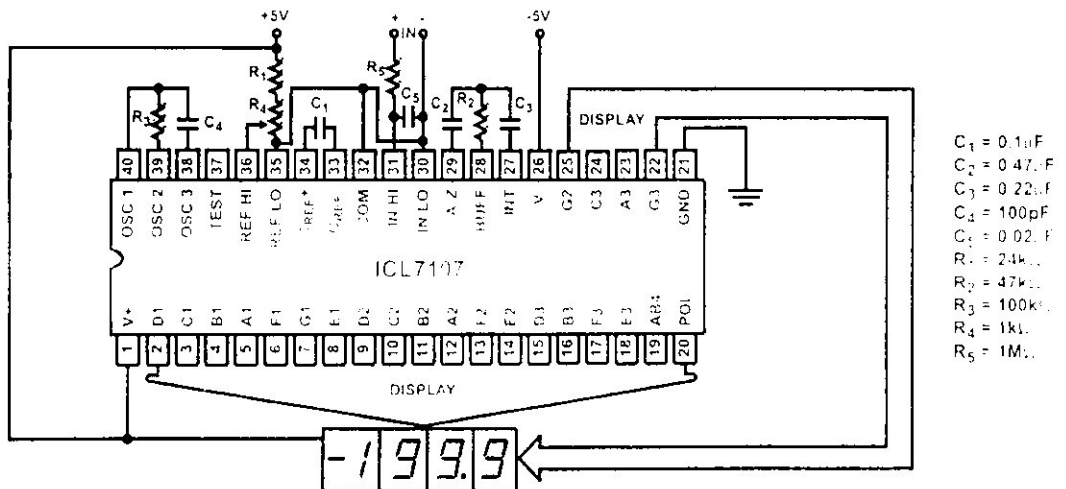


FIGURE 2. ICL7107 TEST CIRCUIT AND TYPICAL APPLICATION WITH LED DISPLAY COMPONENTS SELECTED FOR 200mV FULL-SCALE

Design Information Summary Sheet

- **OSCILLATOR FREQUENCY**
 $f_{osc} = 0.45/RC$
 $C_{osc} > 50pF, R_{osc} = 50K\Omega$
 $f_{osc, Typ} = 48KHz$
- **OSCILLATOR PERIOD**
 $t_{osc} = RC/0.45$
- **INTEGRATION CLOCK FREQUENCY**
 $f_{clock} = f_{osc}/4$
- **INTEGRATION PERIOD**
 $t_{int} = 1000 \times (4/f_{osc})$
- **60/50Hz REJECTION CRITERION**
 $t_{int} - 1/60Hz$ or $t_{int} - 1/50Hz = \text{Integer}$
- **OPTIMUM INTEGRATION CURRENT**
 $I_{int} = 4.0\mu A$
- **FULL-SCALE ANALOG INPUT VOLTAGE**
 V_{infs} Typically = 200mV or 2.0V
- **INTEGRATE RESISTOR**

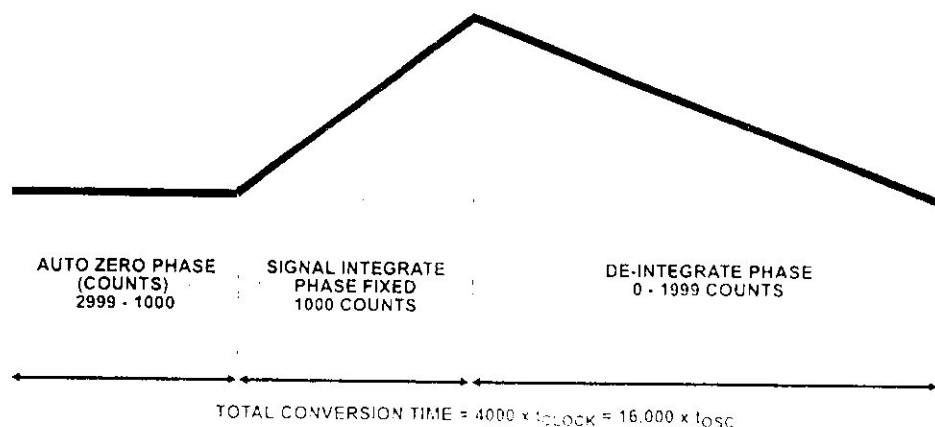
$$R_{int} = \frac{V_{infs}}{I_{int}}$$
- **INTEGRATE CAPACITOR**

$$C_{int} = \frac{t_{int} \cdot (I_{int})}{V_{int}}$$
- **INTEGRATOR OUTPUT VOLTAGE SWING**

$$V_{int} = \frac{(I_{int}) \cdot (t_{int})}{C_{int}}$$
- **V_{int} MAXIMUM SWING:**
 $(V+ - 0.5V) < V_{int} < (V+ - 0.5V), V_{int}$ typically = 2.0V
- **DISPLAY COUNT**

$$\text{COUNT} = 1000 \cdot \frac{V_{in}}{V_{REF}}$$
- **CONVERSION CYCLE**
 $t_{cyc} = t_{clock} \times 4000$
 $t_{cyc} = t_{osc} \times 16,000$
 when $f_{osc} = 48KHz; t_{cyc} = 333ms$
- **COMMON MODE INPUT VOLTAGE**
 $(V+ - 1.0V) < V_{in} < (V+ - 0.5V)$
- **AUTO-ZERO CAPACITOR**
 $0.01\mu F < C_{AZ} < 1.0\mu F$
- **REFERENCE CAPACITOR**
 $0.1\mu F < C_{REF} < 1.0\mu F$
- **V_{COM}**
 Biased between $V+$ and $V-$
- **$V_{COM} = V+ - 2.8V$**
 Regulation lost when $V+$ to $V+ - 1.8V$
 If V_{REF} is externally pulled down to $V+ - 1.0V$ the display circuit will turn off
- **ICL7106 POWER SUPPLY: SINGLE 9V**
 $V+ - V- = 9V$
 Digital supply is generated internally
 $V_{GND} = V+ - 4.5V$
- **ICL7106 DISPLAY: LCD**
 Type: Direct drive with digital logic supply amplitude
- **ICL7107 POWER SUPPLY: DUAL $\pm 5.0V$**
 $V+ = +5.0V$ to GND
 $V- = -5.0V$ to GND
 Digital Logic and LED driver supply $V+$ to GND
- **ICL7107 DISPLAY: LED**
 Type: Non-Multiplexed Common Anode

Typical Integrator Amplifier Output Waveform (INT Pin)



Detailed Description

Analog Section

Figure 3 shows the Analog Section for the ICL7106 and ICL7107. Each measurement cycle is divided into three phases. They are (1) auto-zero (A-Z), (2) signal integrate (INT) and (3) de-integrate (DE).

Auto-Zero Phase

During auto-zero three things happen. First, input high and low are disconnected from the pins and internally shorted to analog COMMON. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Third, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor C_{AZ} to compensate for offset voltages in the buffer amplifier, integrator, and comparator. Since the comparator is included in the loop, the A-Z accuracy is limited only by the noise of the system. In any case, the offset referred to the input is less than $10\mu V$.

Signal Integrate Phase

During signal integrate, the auto-zero loop is opened, the internal short is removed, and the internal input high and low are connected to the external pins. The converter then integrates the differential voltage between IN HI and IN LO for a fixed time. This differential voltage can be within a wide common mode range: up to 1V from either supply. If, on the other hand, the input signal has no return with respect to the converter power supply, IN LO can be tied to analog COMMON to establish the correct common mode voltage. At the end of this phase, the polarity of the integrated signal is determined.

De-Integrate Phase

The final phase is de-integrate, or reference integrate. Input low is internally connected to analog COMMON and input high is connected across the previously charged reference capacitor. Circuitry within the chip ensures that the capacitor will be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero. The time required for the output to return to zero is proportional to the input signal. Specifically the digital reading displayed is

$$\text{DISPLAY COUNT} = 1000 \left| \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \right|$$

Differential Input

The input can accept differential voltages anywhere within the common mode range of the input amplifier, or specifically from 0.5V below the positive supply to 1.0V above the negative supply. In this range, the system has a CMRR of 86dB typical. However, care must be exercised to assure the integrator output does not saturate. A worst case example would be a large positive common mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage. The input signal drives the integrator positive when most of its swing has been used up by the positive common mode voltage. For these critical applications the integrator output swing can be reduced to less than the recommended 2V full scale swing with little loss of accuracy. The integrator output can swing to within 0.3V of either supply without loss of linearity.

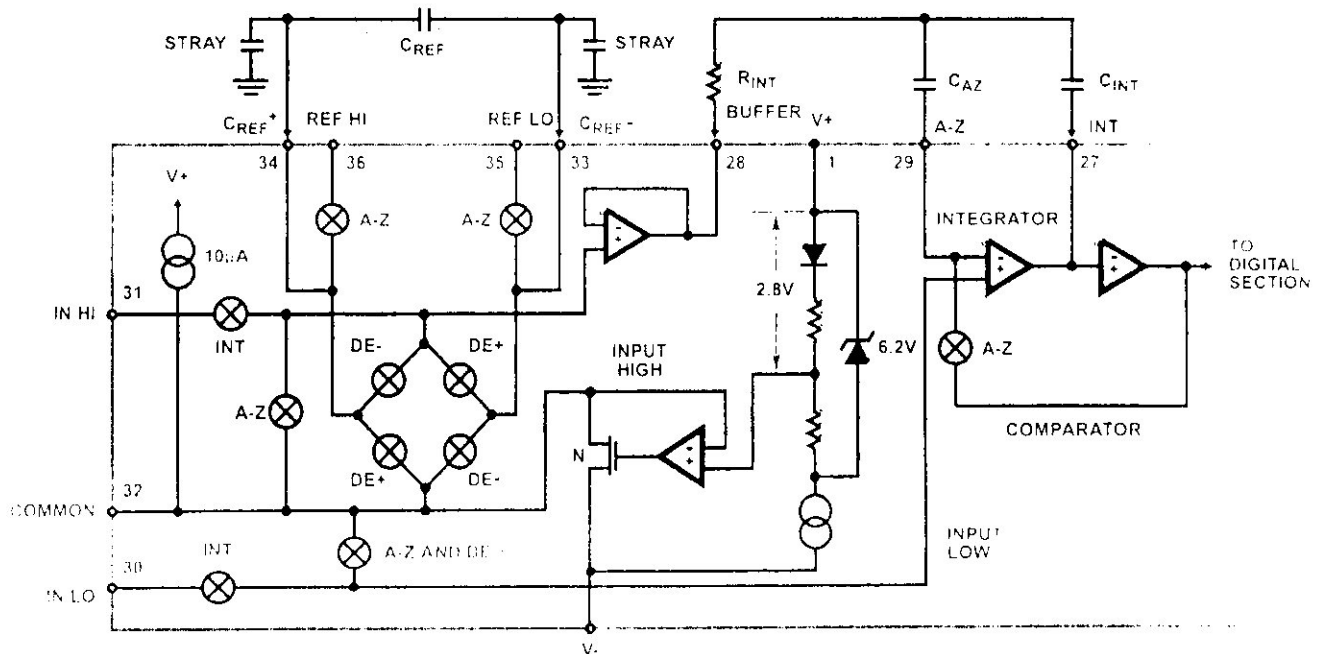


FIGURE 3. ANALOG SECTION OF ICL7106 AND ICL7107

Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common mode error is a roll-over voltage caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacity on its nodes. If there is a large common mode voltage, the reference capacitor can gain charge (increase voltage) when called up to de-integrate a positive signal but lose charge (decrease voltage) when called up to de-integrate a negative input signal. This difference in reference for positive or negative input voltage will give a roll-over error. However, by selecting the reference capacitor such that it is large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count worst case (See Component Value Selection.)

Analog COMMON

This pin is included primarily to set the common mode voltage for battery operation (ICL7106) or for any system where the input signals are floating with respect to the power supply. The COMMON pin sets a voltage that is approximately 2.8V more negative than the positive supply. This is selected to give a minimum end-of-life battery voltage of about 6V. However, analog COMMON has some of the attributes of a reference voltage. When the total supply voltage is large enough to cause the zener to regulate (>7V), the COMMON voltage will have a low voltage coefficient (0.001%/V), low output impedance ($\pm 15\Omega$), and a temperature coefficient typically less than 80ppm/ $^{\circ}$ C.

The limitations of the on chip reference should also be recognized, however. With the ICL7107, the internal heating which results from the LED drivers can cause some degradation in performance. Due to their higher thermal resistance, plastic parts are poorer in this respect than ceramic. The combination of reference Temperature Coefficient (TC), internal chip dissipation, and package thermal resistance can increase noise near full-scale from 25 μ V to 80 μ Vp-p. Also the linearity in going from a high dissipation count such as 1000 (20 segments on) to a low dissipation count such as 1111/8 segments on) can suffer by a count or more. Devices with a positive TC reference may require several counts to pull out of an over-range condition. This is because over-range is a low dissipation mode, with the three least significant digits blanked. Similarly, units with a negative TC may cycle between over-range and a non-over-range count as the die alternately heats and cools. All these problems are of course eliminated if an external reference is used.

The ICL7106, with its negligible dissipation, suffers from none of these problems. In either case an external reference can easily be added, as shown in Figure 4.

Analog COMMON is also used as the input low return during auto-zero and de-integrate. If IN LO is different from analog COMMON, a common mode voltage exists in the system and is taken care of by the excellent CMRR of the converter. However, in some applications IN LO will be set at a fixed known voltage (power supply common for instance). In this application, analog COMMON should be tied to the same point, thus removing the common mode voltage from the

converter. The same holds true for the reference voltage reference can be conveniently tied to analog COMMON should be since this removes the common mode voltage from the reference system.

Within the IC, analog COMMON is tied to an N channel FE that can sink approximately 30mA of current to hold the voltage 2.8V below the positive supply (when a load is tied to pull the common line positive). However, there is a 10 μ A of source current, so COMMON may easily be tied to more negative voltage thus overriding the internal reference.

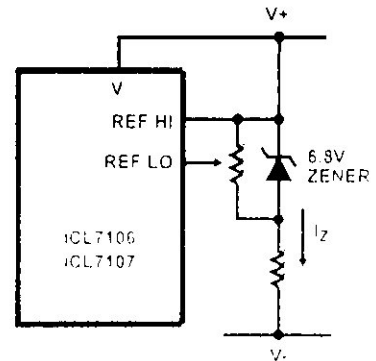


FIGURE 4A.

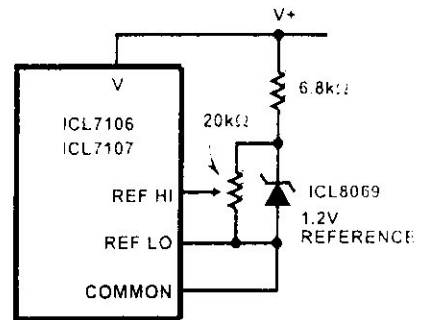


FIGURE 4B.

FIGURE 4. USING AN EXTERNAL REFERENCE

TEST

The TEST pin serves two functions. On the ICL7106 it is coupled to the internally generated digital supply through a 500 Ω resistor. Thus it can be used as the negative supply for externally generated segment drivers such as decimal point or any other presentation the user may want to include the LCD display. Figures 5 and 6 show such an application. No more than a 1mA load should be applied.

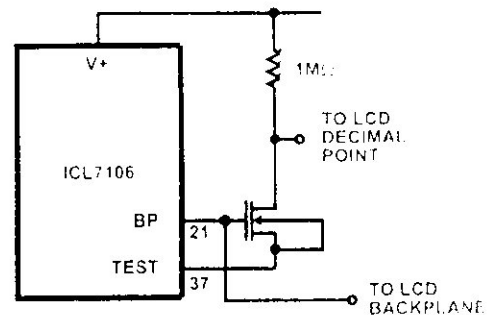


FIGURE 5. SIMPLE INVERTER FOR FIXED DECIMAL POINT

The second function is a "lamp test". When TEST is pulled high (to V+) all segments will be turned on and the display should read "1888". The TEST pin will sink about 15mA under these conditions.

CAUTION: in the lamp test mode, the segments have a constant DC voltage (no square-wave). This may burn the LCD display if maintained for extended periods.

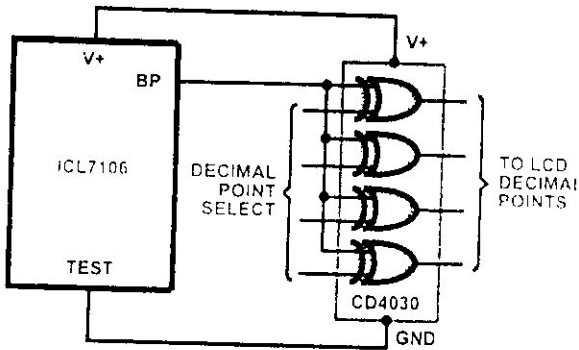


FIGURE 6. EXCLUSIVE 'OR' GATE FOR DECIMAL POINT DRIVE

Digital Section

Figures 7 and 8 show the digital section for the ICL7106 and ICL7107, respectively. In the ICL7106, an internal digital ground is generated from a 6V Zener diode and a large P-channel source follower. This supply is made stiff to absorb the relative large capacitive currents when the back plane (BP) voltage is switched. The BP frequency is the clock frequency divided by 800. For three readings/second this is a 60Hz square wave with a nominal amplitude of 5V. The segments are driven at the same frequency and amplitude and are in phase with BP when OFF, but out of phase when ON. In all cases negligible DC voltage exists across the segments.

Figure 8 is the Digital Section of the ICL7107. It is identical to the ICL7106 except that the regulated supply and back plane drive have been eliminated and the segment drive has been increased from 2mA to 8mA, typical for instrument size common anode LED displays. Since the 1000 output pin 15 must sink current from two LED segments, it has twice the drive capability or 16mA.

In both devices, the polarity indication is "on" for negative analog inputs. If IN LO and IN HI are reversed, this indication can be reversed also, if desired.

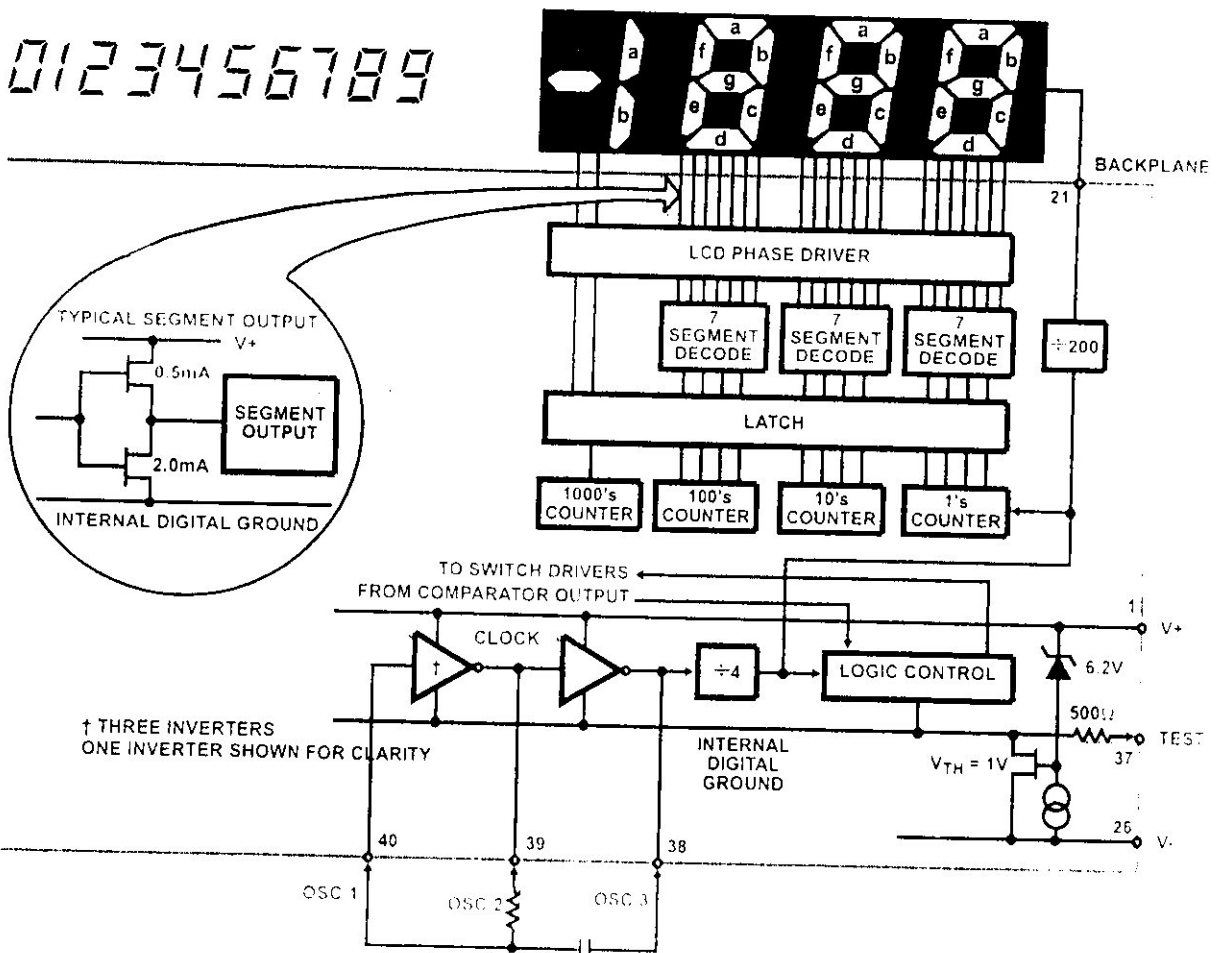


FIGURE 7. ICL7106 DIGITAL SECTION

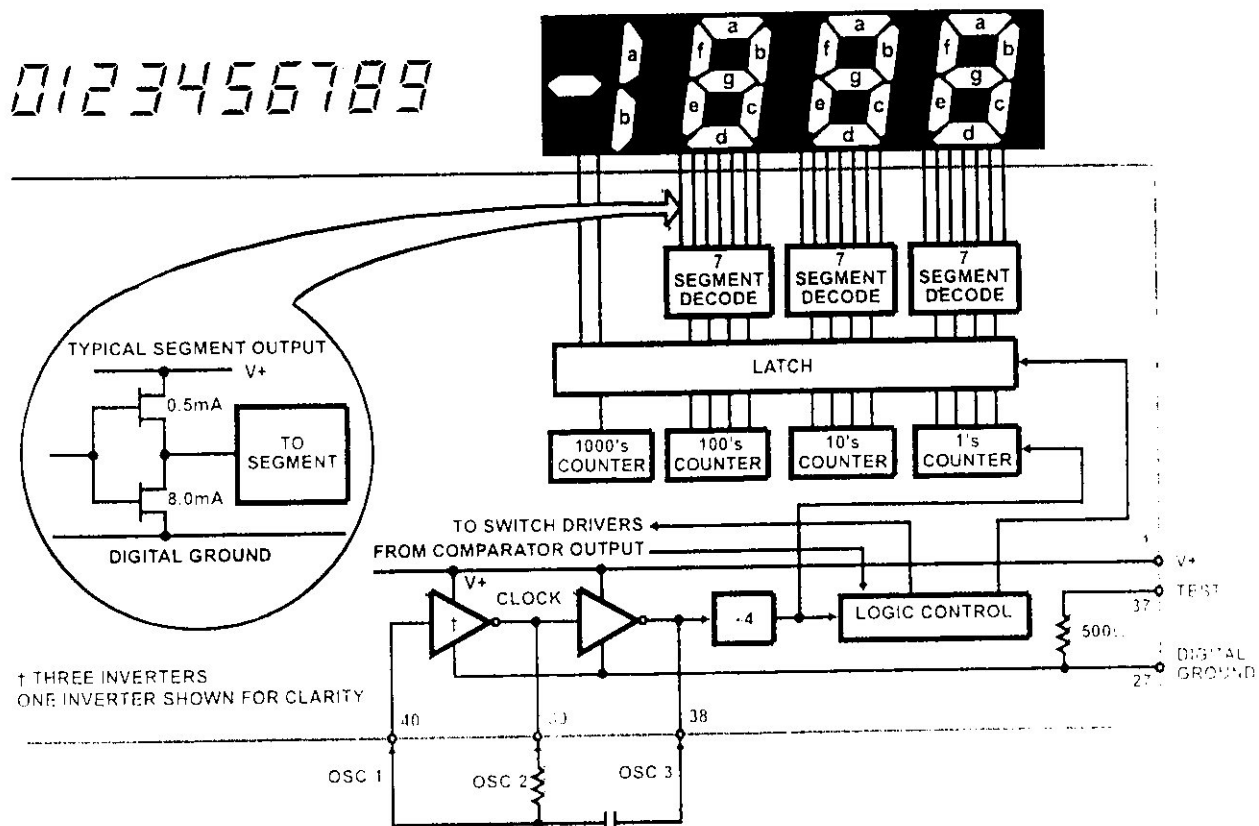


FIGURE 8. ICL7107 DIGITAL SECTION

System Timing

Figure 9 shows the clocking arrangement used in the ICL7106 and ICL7107. Two basic clocking arrangements can be used:

1. An external oscillator connected to pin 40.
2. An R-C oscillator using all three pins.

The oscillator frequency is divided by four before it clocks the decade counters. It is then further divided to form the three convert-cycle phases. These are signal integrate (1000 counts), reference de-integrate (0 to 2000 counts) and auto-zero (1000 to 3000 counts). For signals less than full scale, the unused portion of reference de-integrate. This makes a complete measure cycle of 4000 counts (16,000 clock pulses) independent of input voltage. For three readings/second, an oscillator frequency of 48kHz would be used.

To achieve maximum rejection of 60Hz pickup, the signal integrate cycle should be a multiple of 60Hz. Oscillator frequencies of 240kHz, 120kHz, 80kHz, 60kHz, 48kHz, 40kHz, 33 $\frac{1}{3}$ kHz, etc. should be selected. For 50Hz rejection, Oscillator frequencies of 200kHz, 100kHz, 66 $\frac{2}{3}$ kHz, 50kHz, 40kHz, etc. would be suitable. Note that 40kHz (2.5 readings/seconds) will reject both 50Hz and 60Hz (also 400Hz and 440Hz).

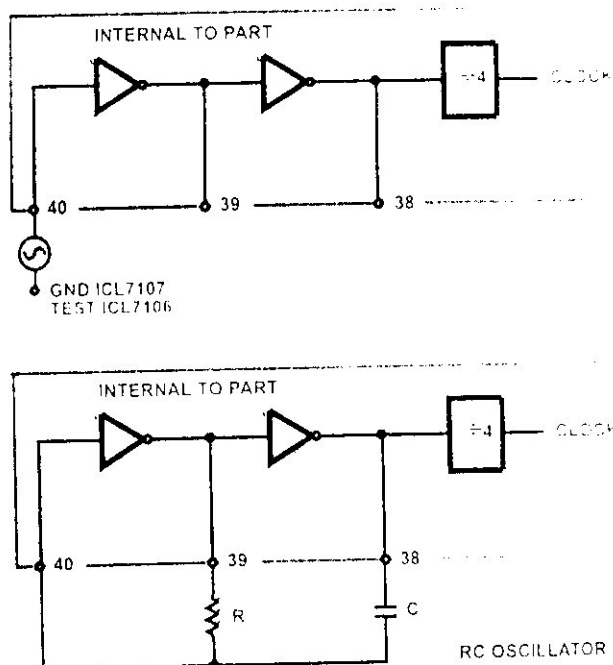


FIGURE 9. CLOCK CIRCUITS

Component Value Selection

Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with 100µA of quiescent current. They can supply 4µA of drive current with negligible nonlinearity. The integrating resistor should be large enough to remain in this very linear region over the input voltage range, but small enough that undue leakage requirements are not placed on the PC board. For 2V full-scale, 470kΩ is near optimum and similarly a 47kΩ for a 200mV scale.

Integrating Capacitor

The integrating capacitor should be selected to give the maximum voltage swing that ensures tolerance buildup will not saturate the integrator swing (approximately, 0.3V from either supply). In the ICL7106 or the ICL7107, when the analog COMMON is used as a reference, a nominal +2V full-scale integrator swing is fine. For the ICL7107 with +5V supplies and analog COMMON tied to supply ground, a ±3.5V to +4V swing is nominal. For three readings/second (48kHz clock) nominal values for C_{INT} are 0.22µF and 0.10µF, respectively. Of course, if different oscillator frequencies are used, these values should be changed in inverse proportion to maintain the same output swing.

An additional requirement of the integrating capacitor is that it must have a low dielectric absorption to prevent roll-over errors. While other types of capacitors are adequate for this application, polypropylene capacitors give undetectable errors at reasonable cost.

Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some influence on the noise of the system. For 200mV full-scale where noise is very important, a 0.47µF capacitor is recommended. On the 2V scale, a 0.047µF capacitor increases the speed of recovery from overload and is adequate for noise on this scale.

Reference Capacitor

A 0.1µF capacitor gives good results in most applications. However, where a large common mode voltage exists (i.e. the REF LO pin is not at analog COMMON) and a 200mV scale is used, a larger value is required to prevent roll-over error. Generally 1.0µF will hold the roll-over error to 0.5 count in this instance.

Oscillator Components

For all ranges of frequency a 100kΩ resistor is recommended and the capacitor is selected from the equation

$$C = \frac{0.45}{R \cdot f} \quad \text{For 48kHz Clock (3 Readings/second)}$$

$$C = 100\text{pF}$$

Reference Voltage

The analog input required to generate full-scale output (10 counts) is: $V_{IN} = 2V_{REF}$. Thus, for the 200mV and 2V scale, V_{REF} should equal 100mV and 1V, respectively. However, in many applications where the A/D is connected to a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the input voltage and the digital reading. For instance, in a weighing system, the designer might wish to have a full-scale reading when the voltage from the transducer is 0.662V. Instead of dividing the input down to 200mV, the designer should use the input voltage directly and select $V_{REF} = 0.341V$. Suitable values for integrating resistor and capacitor would be 120kΩ and 0.22µF. This makes the system slightly quieter and also avoids a divider network on the input. The ICL7107 with ±5V supplies can accept input signals up to ±4V. Another advantage of this system occurs when a digital reading of zero is desired for $V_{IN} \neq 0$. Temperature and weighing systems with a variable fare are examples. This offset reading can be generated by connecting the voltage transducer between IN HI and COMMON and the variable (or fixed) offset voltage between COMMON and IN LO.

ICL7107 Power Supplies

The ICL7107 is designed to work from +5V supplies. However, if a negative supply is not available, it can be generated from the clock output with 2 diodes, 2 resistors, and an inexpensive IC. Figure 10 shows this application. See ICL7660 data sheet for an alternative.

In fact, in selected applications no negative supply is required. The conditions to use a single +5V supply are:

1. The input signal can be referenced to the center of the common mode range of the converter
2. The signal is less than ±1.5V
3. An external reference is used

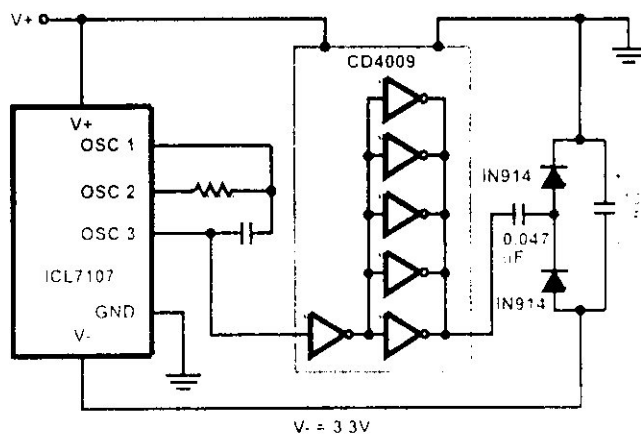


FIGURE 10. GENERATING NEGATIVE SUPPLY FROM +5V

Typical Applications

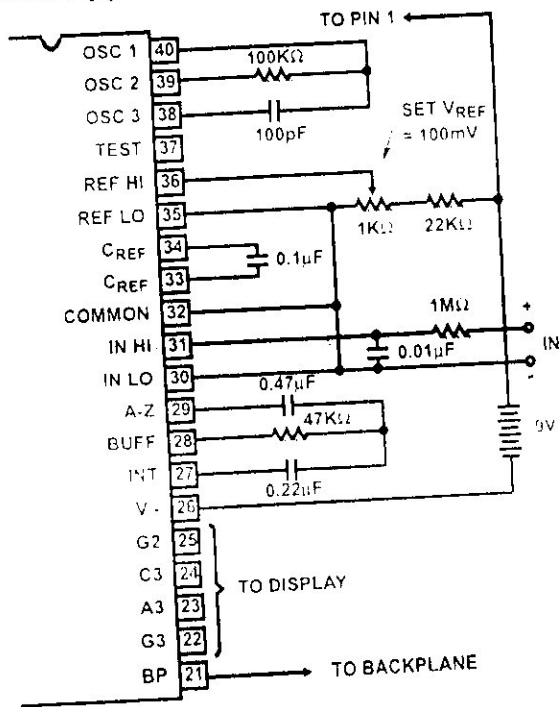
The ICL7106 and ICL7107 may be used in a wide variety of configurations. The circuits which follow show some of the possibilities, and serve to illustrate the exceptional versatility of these A/D converters.

The following application notes contain very useful information on understanding and applying this part and are available from Harris semiconductor

Application Notes

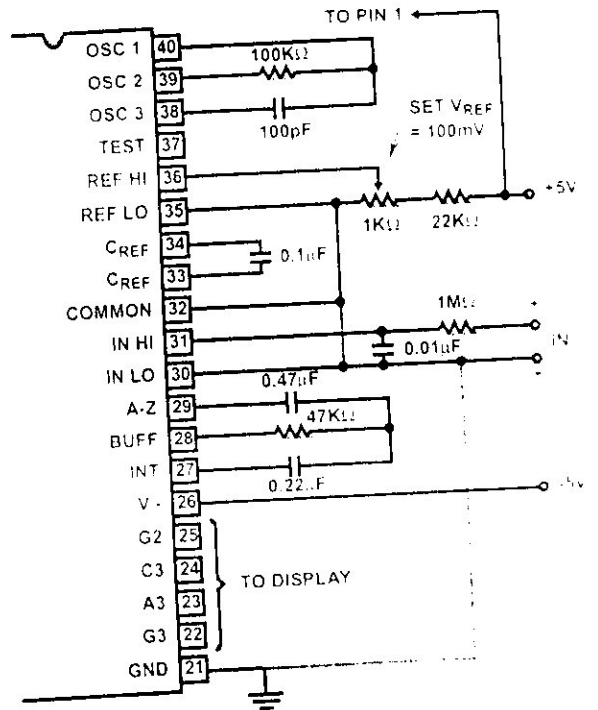
- A016 "Selecting A/D Converters"
- A017 "The Integrating A/D Converter"
- A018 "Do's and Don'ts of Applying A/D Converters"
- A023 "Low Cost Digital Panel Meter Designs"
- A032 "Understanding the Auto-Zero and Common Mode Performance of the ICL7106/7/9 Family"
- A046 "Building a Battery-Operated Auto Ranging DVM with the ICL7106"
- A050 "Tips for Using Single-Chip 3 1/2 Digit A/D Converters"

Typical Applications



Values shown are for 200mV full-scale, 3 readings per digit using a 9V battery.

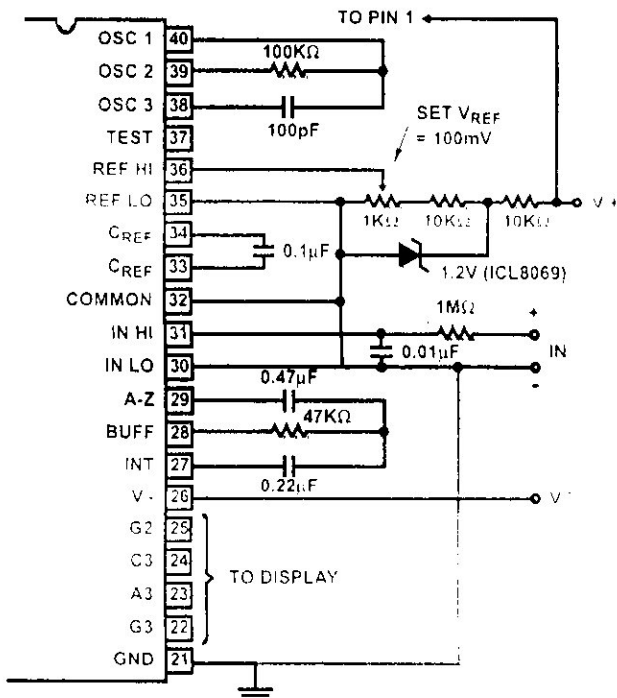
FIGURE 11. ICL7106 USING THE INTERNAL REFERENCE



Values shown are for 200mV full-scale, 3 readings per digit, or set to either COMMON for inputs floated with respect to supplies, or GND for single ended inputs. (See also Figure 10 for Analog COMMON.)

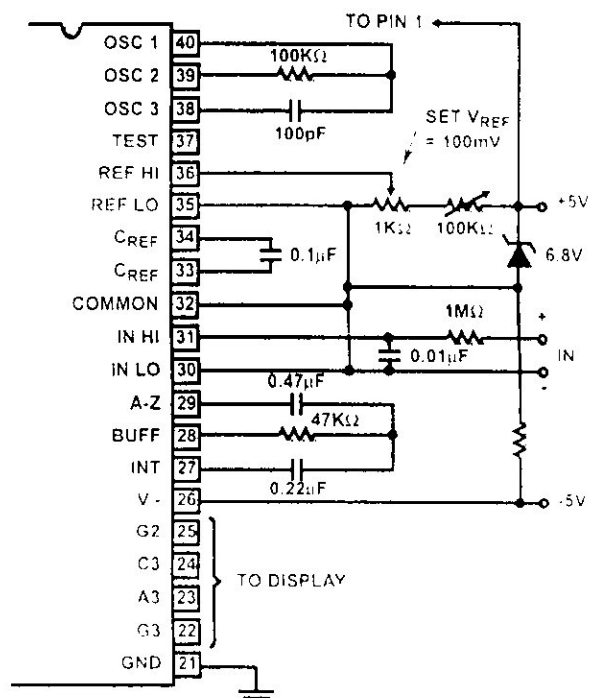
FIGURE 12. ICL7107 USING THE INTERNAL REFERENCE

Typical Applications (Continued)



IN LO is tied to supply COMMON establishing the correct common mode voltage. If COMMON is not shorted to GND, the input voltage may float with respect to the power supply and COMMON acts as a pre-regulator for the reference. If COMMON is shorted to GND, the inputs are single-ended (referred to supply GND) and the pre-regulator is bypassed.

FIGURE 13. ICL7107 WITH AN EXTERNAL BAND-GAP REFERENCE (1.2V TYPE)



Since low TC zeners have breakdown voltages ~ 6.8V, a zener must be placed across the total supply (10V). As in the case of Figure 14, IN LO may be tied to either COMMON or GND.

FIGURE 14. ICL7107 WITH ZENER DIODE REFERENCE

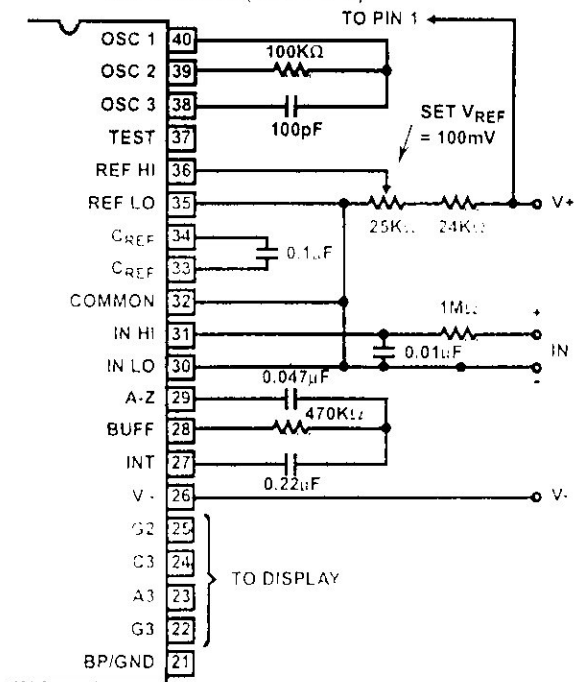
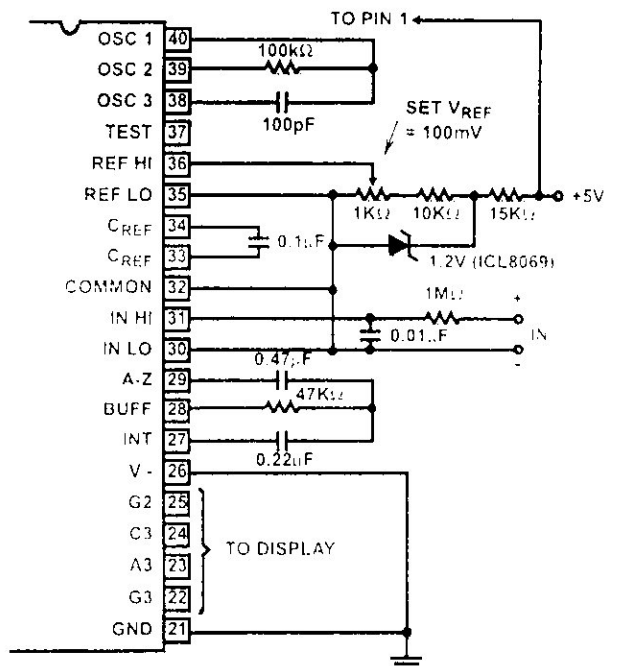


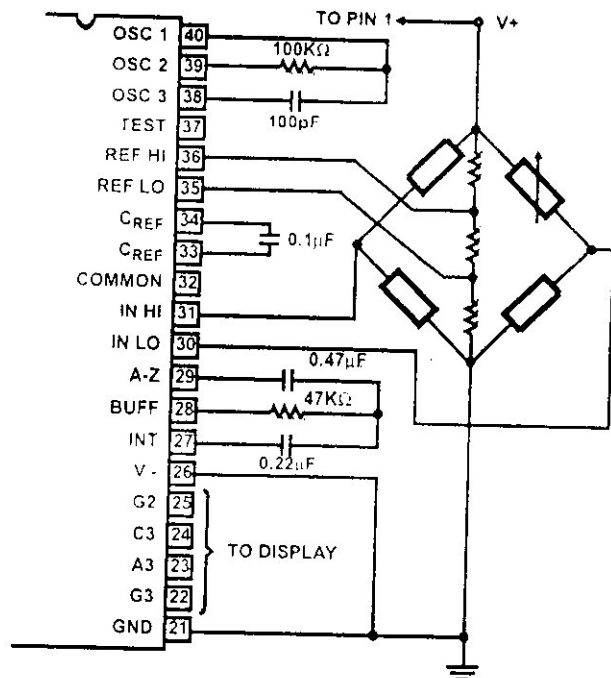
FIGURE 15. ICL7106 AND ICL7107: RECOMMENDED COMPONENT VALUES FOR 2.0V FULL-SCALE



An external reference must be used in this application since the voltage between V+ and V- is insufficient for correct operation of the internal reference.

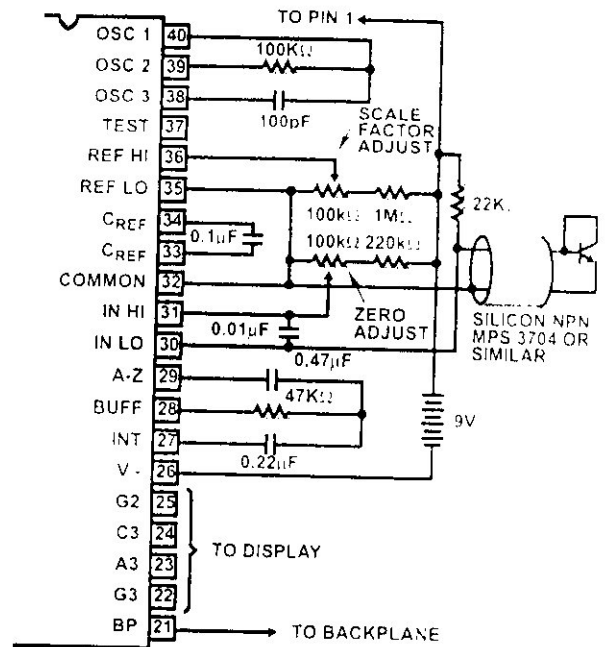
FIGURE 16. ICL7107 OPERATED FROM SINGLE +5V

Typical Applications (Continued)



The resistor values within the bridge are determined by the desired sensitivity.

FIGURE 17. ICL7107 MEASURING RATIO-METRIC VALUES OF QUAD LOAD CELL



A silicon diode-connected transistor has a temperature coefficient about $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Calibration is achieved by placing the sense transistor in ice water and adjusting the zeroing potentiometer for 000.0 reading. The sensor should then be placed in boiling water and the zeroing potentiometer adjusted for a 100.0 reading.

FIGURE 18. ICL7106 USED AS A DIGITAL CENTIGRADE THERMOMETER

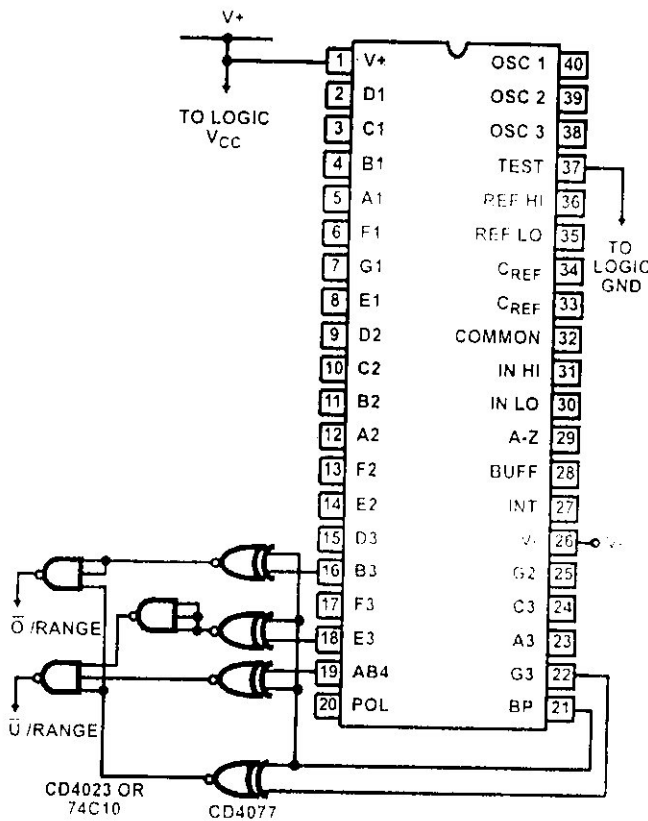


FIGURE 19. CIRCUIT FOR DEVELOPING UNDERANGE AND OVERRANGE SIGNAL FROM ICL7106 OUTPUTS

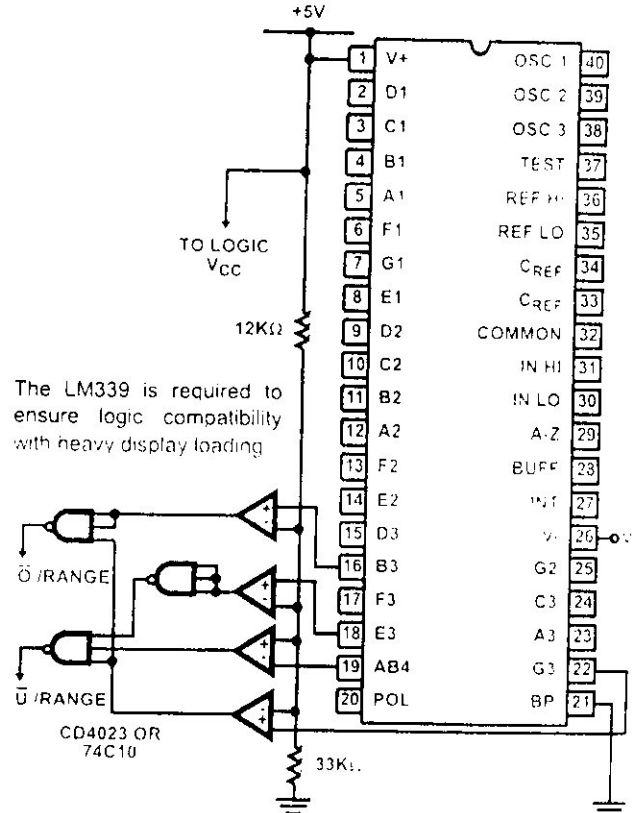
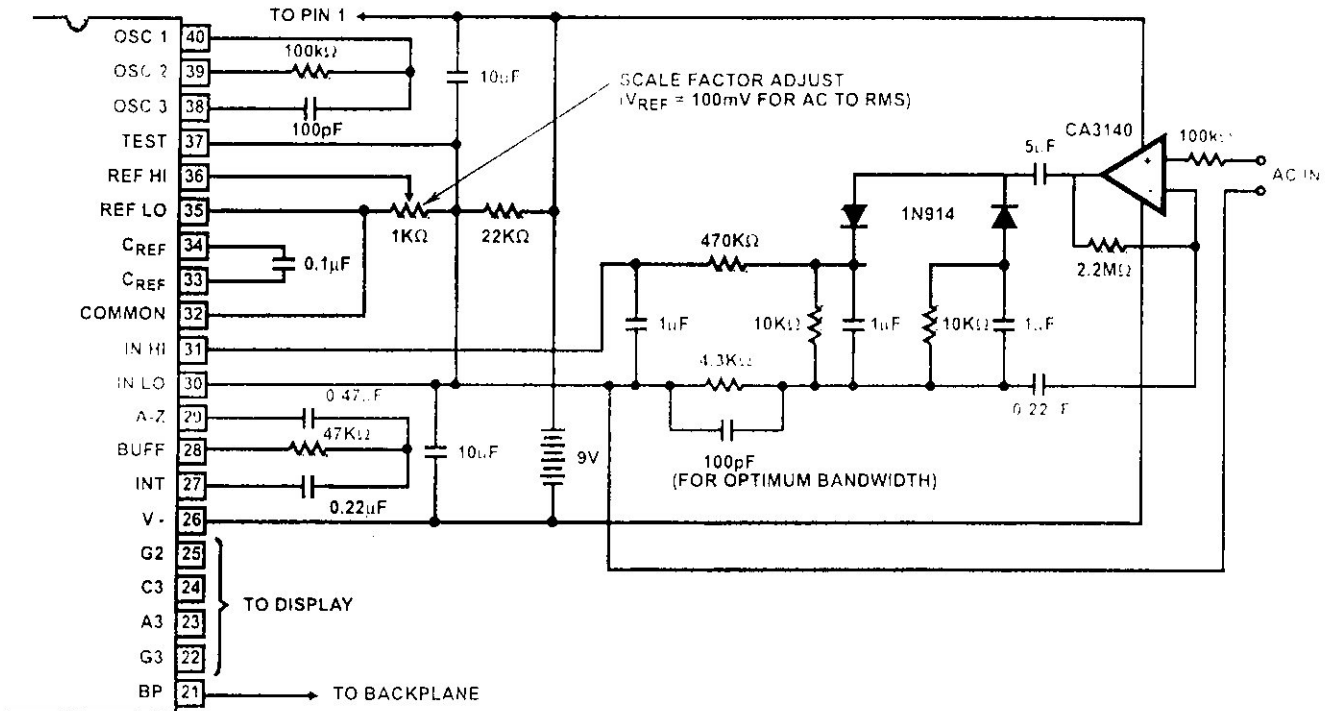


FIGURE 20. CIRCUIT FOR DEVELOPING UNDERANGE AND OVERRANGE SIGNALS FROM ICL7107 OUTPUT

Typical Applications (Continued)



Test is used as a common-mode reference level to ensure compatibility with most op amps.

FIGURE 21. AC TO DC CONVERTER WITH ICL7106

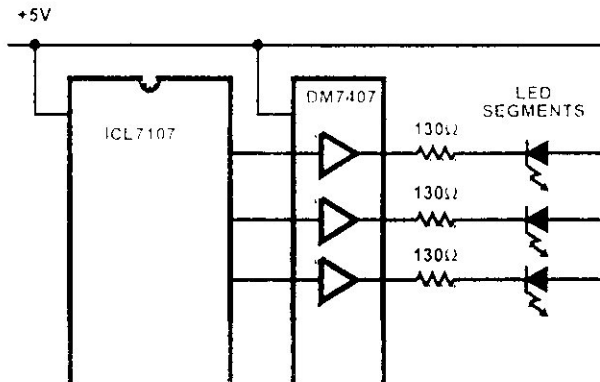
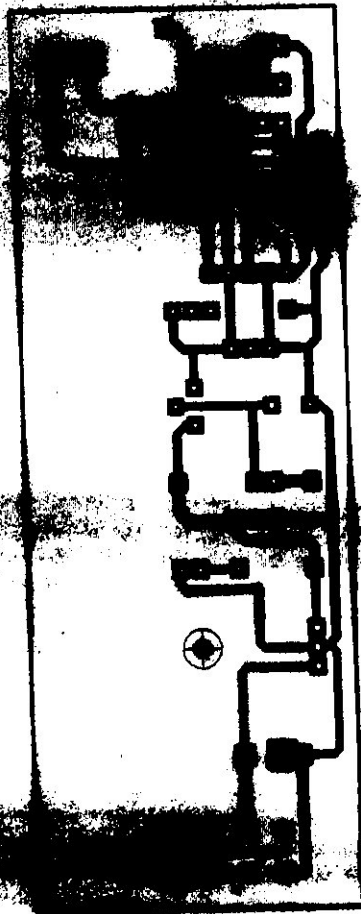


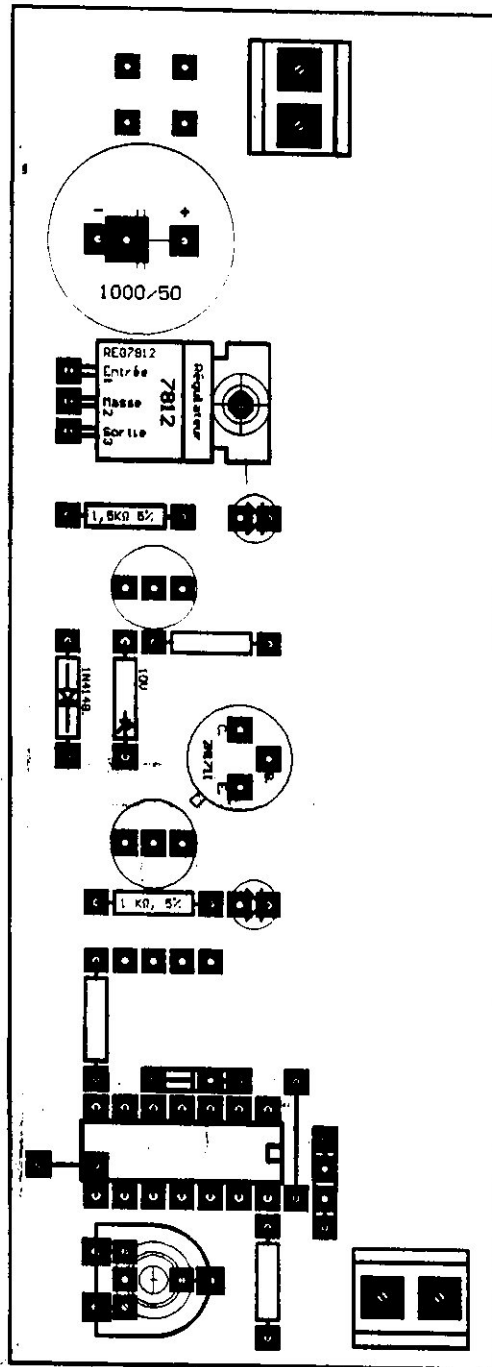
FIGURE 22. DISPLAY BUFFERING FOR INCREASED DRIVE CURRENT

Circuit imprimé



1000 1000

Implantation des Composants



A