

1/02

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHÈQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Projet de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme

d'Ingénieur d'Etat en ELECTRONIQUE

Présenté par : Mr BELARBI MUSTAPHA

Titre :

**CONCEPTION ET REALISATION D'UN
DEBITMETRE A ULTRASON EN VUE DE
SON APPLICATION DANS LE COMPTAGE
DES HYDROCARBURES**

Proposé et dirigé par : Mr. BENBELKACEM. A. Chargé de cours ENS-Vieux Kouba
et comme co - promoteur Mr.TERRA. Z Chargé de cours ENP. Alger

session juin 2002

Année universitaire 2001/2002

Ce travail a été réalisé au Laboratoire L.S.I.C de L'ENS Kouba

Remerciements

Ce travail a été effectué au Laboratoire des systèmes Intégrés à base de Capteurs de l'école Normale Supérieure de Kouba

Nous tenons a remercier le Directeur de L'ENS de nous avoir accueilli dans son établissement.

Nous tenons a exprimer nos vifs remerciements et reconnaissance à notre promoteurs Mr. Abdelhalim BENBELKACEM qui nous a aidé et guidé durant la réalisation de ce travail et a su nous conseiller et encourager pour mener à bien notre projet ; nous remercions également notre co-promoteur Mr. Zidane TERRA Pour ces conseils et sa disponibilité.

Nos remerciements vont aux enseignants chercheurs du laboratoire LSIC de l'ENS Kouba qui m'ont apporté un soutien permanent.

Nous remercions Mr. HADDADI maître de conférences à l'ENP pour sa disponibilité son aide.

Que tout les enseignants qui ont contribué à notre formation trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

ma mère

mon père

mes frères et sœurs

et à mon oncle Laarbi

Table des matières.

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I LES APPAREILS DE MESURE DE DEBIT	4
Facteurs influants sur la l'écoulement des fluides dans les conduites.	5
Régime laminaire.	6
Régime turbulent.	7
Régime transitoire.	7
La mesure du débit dans les conduites	8
CHAPITRE II LES TRANSDUCTEURS ULTRASONORES.	9
Introduction	10
Rappels sur les ultrasons	10
LES TRANSDUCTEURS ULTRASONORES	11
Transducteurs magnetostrictifs.	11
Transducteurs piézo-électriques.	12
Principe.	12
Matériaux piézo-électriques.	12
Paramètres piézo-électriques.	13
Schéma équivalent d'une pastille piézo-électrique.	16
Principales caractéristiques d'un transducteur.	17
La fréquence.	18
La dimension de la pastille piézo-électrique.	18
Amortissement.	19
Adaptation d'impédances.	19
<i>Adaptation électrique.</i>	20
<i>Adaptation acoustique.</i>	20
Présentation d'un transducteur utilisé.	20
Conclusion.	21
CHAPITRE III LES DEBITMETRES A ULTRASONS	23
INTRODUCTION.	24
Technique à temps de transit ou leading edge.	24
Débitmètre à effet Doppler.	30
Débitmètre à corrélation du signal.	33
Débitmètre à mesure de phase.	35
Débitmètre à verrouillage de phase.	36
Débitmètre à fréquence de relaxation.	38
Capteurs utilisés dans la mesure du débit.	40
Capteurs en contact avec le fluide.	40
Capteurs externes.	40
Particularité de la mesure des débits gazeux.	41
Capteurs.	41
Techniques de mesure.	41
La mesure des débit des hydrocarbures.	41
L'étalonnage.	42
Etalonnage hydraulique.	42
Etalonnage théorique.	42
Réalisation de l'étalonnage.	45
Etalonnage théorique.	45
Etalonnage hydraulique.	46

Table des matières.

Critères de performances.	46
Précision	46
Causes d'imprécisions	46
Prix.	47
Conclusion	47
CHAPITRE IV CONCEPTION ET REALISATION DU DISPOSITIF	48
ELECTRONIQUE ASSOCIE	
INTRODUCTION	49
SYSTEME ELECTRONIQUE	50
L'émetteur	50
Forme du signal d'émission	50
Générateur du signal carrée.	51
L'amplificateur d'émission.	52
Le récepteur.	54
Principe de fonctionnement.	54
Le filtre de réception.	54
L'amplificateur de réception.	56
La mise en forme.	57
Le traitement du signal.	57
Le circuit de comptage.	61
LE BANC DE MESURE.	64
LES CIRCUITS ELECTRONIQUES REALISEES	65
CONCLUSION GENERALE	71
BIBLIOGRAPHIE	73
ANNEXE 1 LES APPAREILS DE MESURE DU DEBIT	75
ANNEXE 2 LES CARACTERISTIQUES DES DEBITMETRES A ULTRASONS.	88
ANNEXE 3 LE MICROCONTROLEUR PIC16F84.	93
ANNEXE 4 LE PROGRAMME DU FREQUENCEMETRE UTILISE.	100
ANNEXE 5 LES COMPOSANTS ELECTRONIQUES UTILISES.	114
ANNEXE 6 REALISATION DES CIRCUITS IMPRIMES DU DISPOSITIF	124
ELECTRONIQUE ASSOCIE.	

INTRODUCTION GENERALE

La mesure du débit revêt d'une importance fondamentale dans les réseaux de transports des fluides (gazoducs, oléoducs) et dans toutes installations industrielles où doit être contrôlée la quantité de fluide intervenant dans un processus : réacteurs chimiques, centrale de production d'énergie, moteurs à combustion interne...

Sur un réseau de transport, le gaz est compté pour connaître les quantités mises en jeu :

- les transactions à caractères commerciales ou non avec les fournisseurs et les clients du transporteur.
- les mouvements de gaz (débit dans les canalisations, gestion de stocks, réservoirs de consommations, études de réseaux).
- les bilans matière entrées sorties de tous ou une partie du réseau.

Pour ces raisons les instruments utilisés dans le comptage doivent être :

- précis car les quantités circulantes se chiffrent en millions de tonnes ou en milliards de mètres cubes.
- fidèles à la mesure.
- supportant les conditions d'installations ou de travail (pression élevée, température...).
- utilisées ou adaptées à larges calibres : dynamique de mesure la plus grande possible.

Pour cela les constructeurs proposent de très nombreux modèles de débitmètres dont aucun n'est véritablement universel et parmi lesquels il n'est pas toujours aisé de faire le choix optimal.

Aucun de ces modèles n'ayant pas d'ailleurs réellement atteint la perfection ou l'universalité : le sujet est en constante évolution.

Notre projet consiste à concevoir et réaliser un dispositif électronique pour la mesure du débit d'un fluide à base de capteurs ultrasonores.

On commence par introduire l'intérêt de la mesure du débit.

Ensuite dans le chapitre 1, on cite brièvement les différents débitmètres qui existent dans l'industrie qui seront détaillés en annexe et ceci pour laisser une base bibliographique pour les projets à venir.

Dans le second chapitre on va rappeler quelques notions sur les ultrasons et les transducteurs ultrasonores afin de bien élaborer les débitmètres à ultrasons qui font l'intérêt de notre projet.

Le troisième chapitre traite en détail les débitmètres à ultrasons ainsi que les différents éléments de comparaisons.

Dans le chapitre 4, on aborde la conception du dispositif électronique ainsi que ses différents constituants.

On termine ce document, par une conclusion générale.

CHAPITRE I

LES APPAREILS DE MESURE DU DEBIT

LES APPAREILS DE MESURE DU DEBIT

1- FACTEURS INFLUANT SUR L'ÉCOULEMENT DES FLUIDES DANS LES CONDUITES [2][10]

Les principaux facteurs influant sur l'écoulement des fluides dans une conduite sont les suivants :

- Vitesse du fluide.
- Frottement du fluide en contact avec la conduite
- Viscosité du fluide.
- Masse volumique du fluide

La vitesse du fluide dépend de la charge qui force le fluide à traverser la conduite. Plus la charge est élevée, plus le débit de fluide est rapide (tous les autres facteurs restant constants) et par conséquent, plus le volume d'écoulement est important. Le diamètre D de la conduite influe également sur le débit. Si l'on double le diamètre de la conduite, par exemple, le débit augmentera selon un coefficient quatre.

Le frottement de la conduite réduit le débit des fluides dans les tuyaux et est donc considéré comme un facteur négatif. Du fait du frottement du fluide en contact avec la conduite, la vitesse de fluide est plus lente près des parois de la conduite qu'au centre de cette dernière. Plus la conduite est lisse, propre et de grand diamètre, et moins le frottement de la conduite a d'effets sur le débit général du fluide.

La viscosité (μ), ou friction moléculaire à l'intérieur d'un fluide, a un effet négatif sur le débit des fluides. La viscosité et le frottement de la conduite réduisent le débit du fluide près des parois de la conduite. La viscosité augmente ou diminue en fonction des variations de température, mais pas toujours comme on pourrait s'y attendre. La viscosité des liquides diminue habituellement à mesure que la température augmente. Dans certains fluides, cependant, la viscosité peut se mettre à augmenter au-dessus de certaines températures.

En général, plus la viscosité d'un fluide est élevée et plus le débit est faible (les autres facteurs restent constants).

La masse volumique (ρ) d'un fluide influe sur le débit, car un fluide plus dense exige une charge supérieure pour maintenir le débit désiré. Le fait que les gaz soient compressibles, alors que les liquides ne le sont pas par essence, exige en outre souvent l'utilisation de méthodes différentes pour mesurer des débits de liquides, de gaz ou de liquides contenant des gaz. Il s'avère que les facteurs d'écoulement les plus importants peuvent être mis en corrélation dans un paramètre caractéristique appelé nombre de *Reynolds*, figurant le débit à toutes les vitesses, viscosités et diamètres de canalisations. Il définit, en général, le rapport des forces de vitesse entraînant le fluide sur les forces visqueuses qui le retiennent, soit :

$$R_e = \frac{\bar{V} \times D}{\mu} \quad (I-1)$$

Lorsque les vitesses sont très faibles et les viscosités élevées, R_e est faible et le fluide s'écoule en couches concentriques, la vitesse la plus élevée se situant au centre de la conduite et les faibles vitesses au niveau des parois de la conduite, où les forces visqueuses le retiennent. Ce type

d'écoulement est appelé écoulement laminaire et est représenté par des nombres de Reynolds inférieurs à 2500. La forme parabolique de son profil de vitesse (Figure I-1) constitue une caractéristique importante de l'écoulement laminaire.

Aux vitesses plus élevées ou faibles viscosités, l'écoulement se fractionne en tourbillons turbulents, la plus grande partie de l'écoulement dans la conduite ayant la même vitesse moyenne.

Dans l'écoulement "turbulent", la viscosité du fluide est moins importante, et le profil de vitesse adopte une forme beaucoup plus uniforme. L'écoulement turbulent est représenté par des nombres de Reynolds supérieurs à 2500.

A des nombres de Reynolds au voisinage de 2500 l'écoulement est dit transitoire.

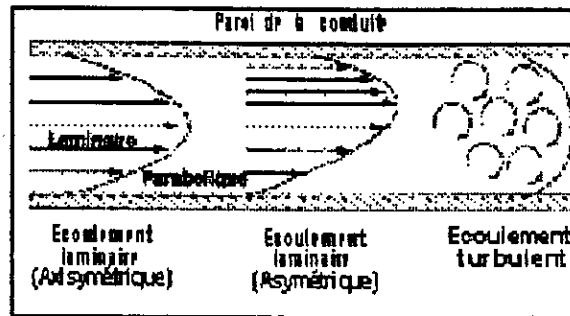


Figure I-1. Les différents profils de vitesses.

Nous allons maintenant déterminer l'expression de la vitesse dans chaque régime d'écoulement:

1-1 Régime laminaire

Il ne prend naissance que pour des $Re < 2500$, soit des vitesses faibles ou des liquides visqueux. Il est caractérisé par le fait que les vecteurs vitesses en chaque point de la section sont tous parallèles à l'axe de la conduite.

Si R est le rayon de la conduite et y la distance d'un point à l'axe de la conduite (Figure I-2), la vitesse en ce point répond à l'équation suivante :

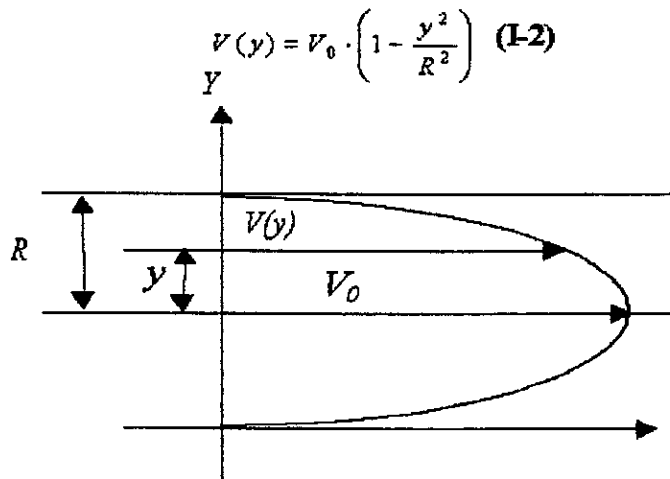


Figure I-2. Régime d'écoulement laminaire.

V_0 étant la vitesse sur l'axe de la conduite.
Le profil de vitesse est alors parabolique..

1-2 Régime turbulent

Pour de nombres de *Reynolds* supérieurs à 2500 l'écoulement devient turbulent. Les vecteurs de vitesses en chaque point sont, en valeurs moyennes, parallèles à l'axe et leur distribution (figure I-3) répond à l'équation (formule) de *Nikuradze* :

$$V(y) = V_0 \cdot \left(1 - \frac{y}{R}\right)^{1/n} \quad (I-3)$$

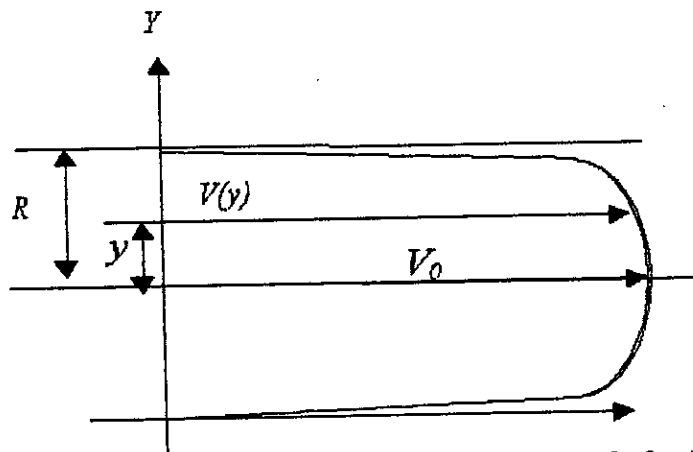


Figure I-3. Régime d'écoulement turbulent.

dans cette formule le coefficient $1/n$ est une fonction du nombre de *Reynolds* dont l'expression mathématique souvent déduite de l'expérience (formule empirique) varie suivant les auteurs. Citons par exemple, l'une d'entre elles :

$$\frac{1}{n} = 0.25 - 0.023 \cdot \text{Log} R, \quad (I-4)$$

Ce type de profil est le plus répandu.

1-3 Régime transitoire

La limite entre régimes laminaires et turbulents ne constitue pas une frontière brutale. On comprend aisément que le régime laminaire se prolonge plus longtemps lors de débits croissants et qu'à l'inverse il soit possible d'être en régime turbulent pour $R_e < 2500$ si le débit décroît. Il existe donc une zone dans laquelle toute hypothèse sur la nature de l'écoulement est illusoire.

2- LA MESURE DU DEBIT DANS LES CONDUITES [5][10]

Les techniques utilisées dans la mesure de débit :

- a) *Les méthodes directes* : le débit est calculé directement et donné par *vol/s* ou *masse/s*.
- b) *Les méthodes indirectes* : le débit est calculé à partir de la vitesse d'écoulement du milieu dont on veut calculer le débit qui sera le produit de la vitesse mesurée et la section de la conduite (liquide, gaz, solide, vapeur, ...) ; et ceci via la mesure d'une fréquence, différence de pression, temps de propagation,...

Les débitmètres peuvent être groupés en quatre types génériques : compteurs volumétriques, débitmètres manométriques, débitmètres tachymétriques et débitmètres massiques.

Les compteurs volumétriques et les débitmètres massiques mesurent directement le débit en *vol/s* et en *masse/s* respectivement.

Les appareils manométriques engendrent et mesurent une pression différentielle qui sera convertis en débit à l'aide de coefficients de conversion connus. Les débitmètres tachymétriques mesurent le débit volumique ou massique en mesurant la vitesse d'écoulement du fluide et ceci en mesurant un temps, une fréquence ou une tension induite. Ensuite, le débit est calculé à partir du produit *vitesse × section* de la conduite ou *vitesse × masse volumique*.

Pour savoir plus sur les techniques de mesure du débit, consulter l'ANNEXE1.

CHAPITRE II

LES TRANSDUCTEURS ULTRASONORES

INTRODUCTION

On a vu dans le chapitre précédent les différents techniques de mesure de débit. Il y a des appareils entièrement mécaniques (contiennent des pièces mobiles), d'autres sont mécaniques mais avec outils d'affichage électronique. Cependant il y a des débitmètres entièrement électroniques qui sont les débitmètres électromagnétiques (voir ANNEXE1) et les débitmètres à ultrasons qui se repose sur la mesure de la vitesse d'écoulement du fluide.

Les débitmètres à ultrasons utilisent les ondes acoustiques à hautes fréquences (ultrasons) pour la mesure de la vitesse, donc le débit. Il en existe plusieurs techniques :

- *à temps de transit* : le vitesse est déterminée à partir des temps de propagations de deux ondes ultrasonores entre deux transducteurs montés de manière à ce que l'onde acoustique allant de l'un à l'autre soient à 45° par rapport au sens de l'écoulement dans la conduite. Ils sont utilisés pour les fluides et gaz non chargés.
- *à effet Doppler* : ils sont utilisés uniquement sur les fluides et les gaz chargés de particules (boules d'air, poussières, ...). Les deux transducteurs sont montés sur la même ligne. Le principe repose sur la mesure de la déviation en fréquence entre l'onde émise et l'écho réfléchi sur une particule. La vitesse d'écoulement est fonction de cette déviation.
- *à corrélation*
- *à fréquence de relaxation*
- *à verrouillage de phase*
- *à mesure de phase.*

Notons que les débitmètres à ultrasons sont utilisés pour tout types de liquides et leurs performances métrologiques sont très bonnes.

Avant d'aborder ces différentes techniques, il faut connaître le comportement des ondes ultrasonores et comment sont générées pour une meilleure utilisation dans l'appareil de mesure.

RAPPELS SUR LES ULTRASONS [1][3]

Les ondes acoustiques sont des vibrations mécaniques de la matière (fluide ou solide), leurs propriétés physiques complètent souvent celles des ondes électromagnétiques dont elles se distinguent par une propagation de cent milles à un million de fois rapide.

Les ultrasons constituent la partie supérieure du spectre des ondes acoustiques à partir du seuil d'audibilité qui se situe en moyenne vers 16 KHz pour les humains et s'étend jusqu'à 150 MHz, au-delà les ultrasons deviennent des hypersons.

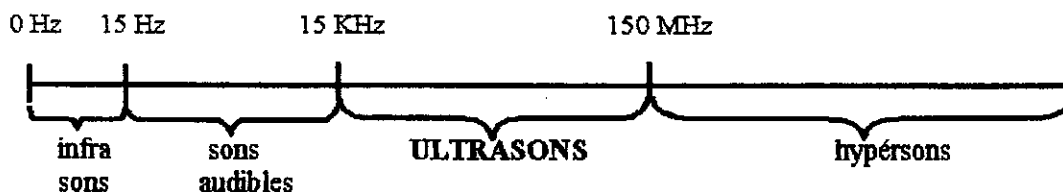


Figure II-1. Spectre des ultrasons.

Les ultrasons peuvent être produits soit mécaniquement à l'aide de siffles ou des sirènes actionnées par de puissants courants d'air ou de liquides, soit électroniquement à l'aide d'un transducteur électroacoustique qui convertit l'énergie électrique qu'on lui fournit en vibrations mécaniques grâce aux phénomènes de piézoélectricité ou de magnétostriction.

Dans la plupart des applications, la source est constituée essentiellement par une surface plane oscillant autour de sa position d'équilibre. Le mouvement de la source peut être assimilé à un déplacement harmonique de fréquence définie, très semblable à celui d'un piston d'une machine dans son cylindre ; sauf que dans la source ultrasonore les amplitudes de déplacements sont beaucoup plus réduites et les fréquences beaucoup plus élevées que celles correspondant au piston. Il est commode de supposer que les mouvements de la source sont sinusoïdaux, même si ce n'est pas toujours le cas, pour deux raisons. D'abord parce que les ultrasons sont en général produits par la conversion d'oscillations électromagnétiques sinusoïdales monofréquences en ondes acoustiques. Ensuite, parce que toute onde peut être simplement analysée en composantes de *Fourier* purement sinusoïdales.

Les ultrasons ont des longueurs d'ondes allant de quelques microns à quelques centimètres, ce qui les met en parallèle avec les ondes hertziennes millimétriques et les infrarouges. Comme ces dernières, et contrairement aux sons audibles, les ultrasons peuvent se propager en faisceaux rectilignes avec peu de diffraction.

La directivité des ultrasons, jointe à leur capacité de se propager dans des milieux opaques à la lumière ou à travers des matières conductrices, est exploitée dans plusieurs domaines, tels que :

- Débitmétrie,
- Détection sous-marine,
- Métallographie (contrôle non destructif),
- Diagnostic médical (échographie),...etc.

Si on ajoute à cela que les ultrasons peuvent véhiculer des intensités d'énergie importantes, on en déduit aisément leur vaste domaine d'application.

Pour plus de détails sur les lois de propagations des ultrasons, consulter les références [1] et [3].

LES TRANSDUCTEURS ULTRASONORES [1]

Les transducteurs ultrasonores sont utilisés pour convertir une énergie électrique en énergie acoustique et inversement.

Il existe principalement deux types de transducteurs utilisés pour la mesure de débit :

- les transducteurs magnétostrictifs,
- les transducteurs piézo-électriques.

1- Transducteurs magnétostrictifs

La magnétostriction est l'effet de dilatation ou de contraction d'un corps sous l'action d'un champ magnétique alternatif, et réciproquement, lorsqu'il subit une déformation sous l'action des forces extérieures, ils sont le siège d'une variation d'induction.

Seuls les matériaux ferromagnétiques jouissent de cette propriété, les plus utilisés sont :

- Le Nickel (99.7% NI+0.3% MN),
- Permalloy (45% NI+55% Fe),
- L'Alfer (13% Al+87% Fe).

La variation de longueur Δl subie pour un barreau de longueur L , est très petite :

$$\Delta l \cong 10^4 \text{ à } 10^6.$$

On fait toujours fonctionner le barreau magnetostrictif à sa fréquence de résonance, car à cette fréquence l'amplitude des vibrations devient maximale.

La fréquence de résonance est donnée par :

$$f = V/(2l), \quad (\text{II-1})$$

tel que :

V : vitesse du son dans le matériaux,
 l : sa longueur.

Les principaux avantages des transducteurs magnetostrictifs sont :

- leurs simplicité de mise en œuvre,
- leurs prix peu élevés,
- leurs robustesse,
- leurs puissance de sortie qui peut être de l'ordre du kW.

Leurs principaux inconvénients sont :

- leurs limitations en fréquence, $f < 100$ KHz avec les barreaux les plus petits,
- leurs faibles sensibilité en réception,
- leurs mauvais rendement en régime impulsionnel.

2- Transducteurs piézo-électriques

2-1 Principe :

Lorsqu'une pastille de quartz taillée dans un cristal est soumise à des forces de déformations extérieures, elle développe des charges égales et opposées ainsi qu'une D.D.P à ses bornes ; c'est l'effet piézo-électrique direct.

Si maintenant on applique une tension entre les électrodes de la même pastille, le cristal subit un étirement ou une compression, c'est l'effet piézo-électrique inverse. Donc l'effet piézo-électrique direct permet de convertir une variation de pression sonore en signal électrique, le capteur fonctionne alors en récepteur. Et l'effet piézo-électrique inverse permet de convertir le signal électrique d'excitation en ondes ultrasonores, le capteur fonctionne alors en émetteur.

2-2 Matériaux piézo-électriques :

Il existe principalement trois types de matériaux piézo-électriques :

- les cristaux,
- les céramiques,

- les polymères.

Certains cristaux sont naturellement piézo-électriques, comme le quartz, qui était pratiquement le seul utilisé pour générer des ultrasons, jusqu'à l'apparition des céramiques piézo-électriques dans les années 50, et qui ont supplanté le premier de par ses avantages.

Les céramiques sont des mélanges d'oxyde à base de Titanate, les plus courant dans le commerce sont :

- Titanate de baryum ($Ba TiO_3$),
- La titanate de plomb ($Pb TiO_3$),
- Les familles des P.Z.T ($PbTiO_3.PbZrO_3$).

Les céramiques sont moulées dans diverses formes : barreau, plaques, disque, anneau, etc., puis sont formés les électrodes par vaporisation d'une couche métallique. Les éléments, ainsi obtenus, sont ensuite soumis à un champ électrique adéquat (de l'ordre de quelques milliers de V/cm), afin de les polariser et les rendre piézo-électriques.

Quelques polymères peuvent devenir piézo-électriques en les polarisant d'une manière adéquate.

Le plus utilisé et disponibles dans le commerce est le P.V.D.F, découvert à HAWAÏ en 1969.

Le P.V.D.F a une constante piézo-électrique 10 fois plus élevée que celle du quartz. L'un de ses avantages particuliers est sa flexibilité qui permet de lui donner la forme qu'on veut sans usinage, et sa fréquence de résonance qui peut atteindre plusieurs dizaines de MHz.

2-3 Paramètres piézo-électriques :

L'effet piézo-électrique décrit plus haut peut être utilisé pour produire un champ électrique en réponse à une contrainte mécanique et visversa. Quantitativement la déformation du matériel sous l'action du champ électrique est décrite par un nombre de module ' d_{ij} ', où les indices i, j désignent les directions des champs électriques et de déformations respectivement comme montré ci dessous (figure II-2).

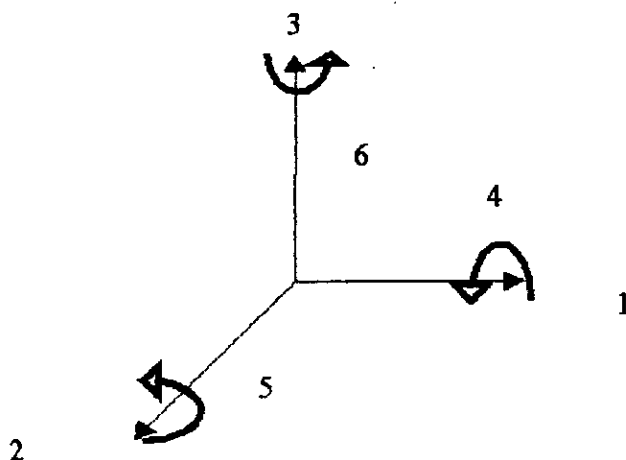


Figure II-2. Directions du champ électrique et de déformations.

Pour les mesures qu'on va réaliser, on utilise de l'eau comme étant le fluide qu'on désire mesurer son débit. Pour réaliser ces mesures les sondes sont à immersion, i.e. ils sont en contact direct avec l'eau.

Dans ce cas les transducteurs travaillent dans le mode de vibration en épaisseur car seuls les ondes longitudinales se propagent dans l'eau.

Le champ électrique est appliqué au matériel piézo-électrique au moyen de deux électrodes, une sur chaque surface normale aux axes de polarisation.

Les transducteurs utilisés en immersion travaillent toujours dans le mode de vibration en épaisseur car seules les ondes longitudinales se propagent dans les liquides.

Dans ce mode, le champ électrique et la déformation mécanique sont dans la même direction, en générale dans la direction z (1) (figure II-2):

Donc les indices seront :

$$(i, j) = (3, 3) :$$

- le coefficient 'd' est défini par :

$$d_{33} = S/E$$

S : contrainte,

E : champ électrique.

On a :

$$S = \frac{\Delta l}{l} \text{ et } E = \frac{V_e}{l} \quad (\text{II-2})$$

l : épaisseur de la pastille,

Δl : expansion en épaisseur,

V_e : ddp entre les électrodes.

$$d_{33} = \Delta l / V_e \text{ ou encore } \Delta l = d_{33} \cdot V_e \quad (\text{II-3})$$

Donc si on connaît la constante d_{33} , et la tension appliquée, on peut calculer l'amplitude de la variation d'épaisseur.

D'où :

Plus 'd' est grand meilleur est le matériau en émission.

Le coefficient de réception ' g_{33} ' est défini par :

$$g_{33} = E/T \quad (\text{II-4}), \quad E : \text{champ électrique produit,}$$

T : contrainte mécanique appliquée.

D'où :

Plus 'g₃₃' est grand meilleur est le matériau en réception.

Les constantes ' d_{33} ' et ' g_{33} ' sont liées par la constante diélectrique ' ϵ ' du matériau :

$$d_{33} = \epsilon g_{33} \quad (\text{II-5})$$

Le coefficient de couplage électromécanique est défini comme étant le rapport entre l'énergie électrique stockée, W_e , et l'énergie mécanique équivalente à laquelle elle doit être convertie, W_m :

$$K^2 = W_m / W_e \quad (\text{II-6})$$

Un coefficient plus direct pour l'efficacité en réception est la constante ' h_{33} ' qui détermine le tension V_r produite par une variation de l'épaisseur Δl :

$$V_r = h_{33} \cdot \Delta l. \quad (\text{II-7})$$

Le tableau ci-dessous donne quelques paramètres des matériaux piézo-électriques. Si on place deux transducteurs adjacents l'un à l'autre de manière à ce que la déformation de l'un est transmise à l'autre, on aurait :

$$\Delta l = d_{33} \cdot V_e = V_r / h_{33}. \quad (\text{II-8})$$

$$V_r / V_e = d_{33} \cdot h_{33}. \quad (\text{II-9})$$

Ce rapport est une indication de la capacité du matériau à être utilisé comme transducteur ultrasonore.

On donne les caractéristiques de quelques matériaux piézo-électriques.

Paramètres	Matériaux				
	Quartz	LiNbO ₃	ZT-5H	PZT-4	PVE ₂
Masse volumique ρ (Kg-m ³)	2649	4640	7500	7500	1780
Coefficients d'élasticités (10 ⁻¹² Pa-1)					
S_{11}^E	12.8	5.83	16.5	12.3	300 à 600
S_{33}^E	9.60	5.03	20.7	15.5	-
S_{12}^E	-17.9	1.15	-4.78	-4.05	400 à 1000
S_{13}^E	-1.22	-1.45	-8.45	-5.31	-
S_{14}^E	4.50	-1	-	-	-
S_{44}^E	20	17.1	43.5	39	-
S_{66}^E	29.1	14	42.6	32.7	-
Modules piézo-électriques °C/N					
	(d ₁₁)-2.31	(d ₁₅)-69	(d ₁₅)-274	(d ₁₅)-123	(d ₁₅)-23
	(d ₁₄)-0.727	(d ₁₅)-21	(d ₁₅)-593	(d ₁₅)-289	(d ₁₅)-21
		(d ₁₅)-0.8	(d ₁₅)-741	(d ₁₅)-496	
		(d ₁₅)-6			
Paramètres relatives à 1 KHz					
$\epsilon_{11}^T / \epsilon_0$	4.52	85.2	3130	1475	-
$\epsilon_{33}^T / \epsilon_0$	4.68	28.7	3400	1300	12
Température de curie θC					
	576	1150	193	328	≅100
Angle de pertes à 1 KHz α					
	0.2	<1	20	4	15 à 20

2-4 Schéma équivalent d'une pastille piézo-électrique.

Un transducteur piézo-électrique est un système résonnant, donc la pastille répond à une transition rapide du signal d'excitation, en oscillant à sa fréquence propre, qui peut être exprimée en fonction des éléments du schéma équivalent au voisinage de la résonance (figure II-3):

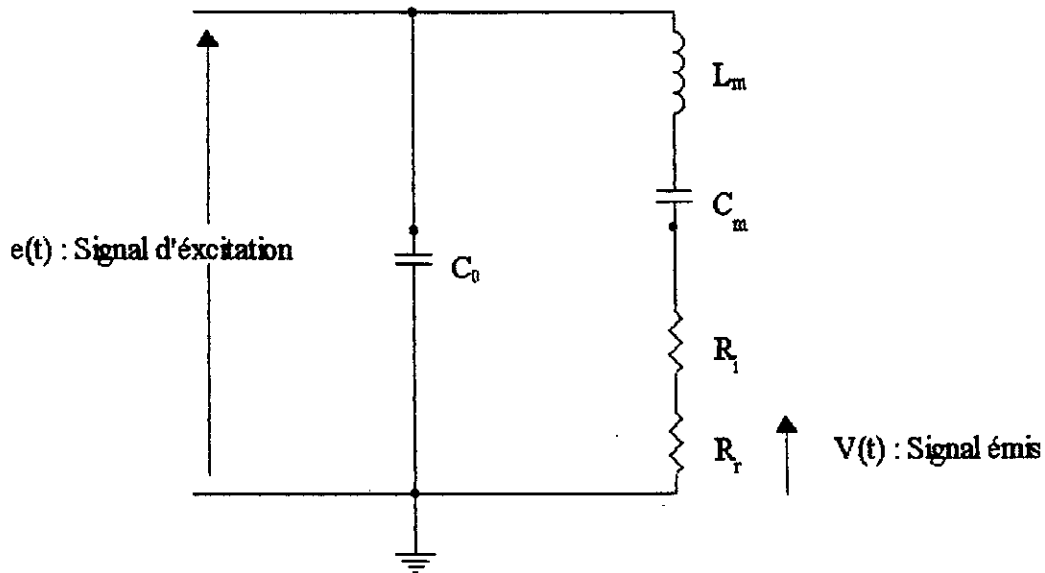


Figure II-3. Schéma équivalent de la pastille au voisinage de la résonance.

- L_m : représente l'inertie mécanique du cristal, et donc liée à la masse de la pastille.
- C_m : représente les forces de rappel élastiques du cristal, et donc liée à sa rigidité.
- R_1 : traduit les pertes mécaniques.
- R_2 : dissipe une énergie égale à l'énergie mécanique rayonnée (résistance de rayonnement).
- C_0 : représente la capacité équivalente de l'ensemble : armatures(électrodes), plus le câble coaxial de liaison.

On dit que le cristal est à la résonance lorsque la fréquence est celle de la fréquence de résonance série de la branche $RL_m C_m$:

$$f = f_n = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_m \cdot C_m}} \quad (\text{II-10})$$

L'impédance du cristal passe alors par un minimum.

L'antirésonance du cristal est obtenue pour une fréquence de résonance, on montre que cette fréquence est :

$$f = f_a = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{C_0 + C_m}{L_m \cdot C_0 \cdot C_m}} = f_r \cdot \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}} \quad (\text{II-11})$$

L'impédance de la pastille passe donc par un maximum

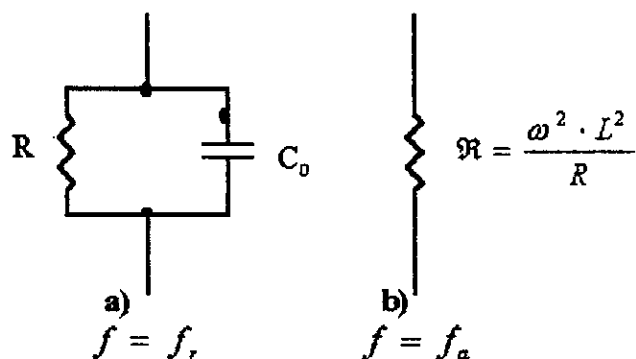


Figure II- 4 Schéma équivalent : a) résonance, b) antirésonance

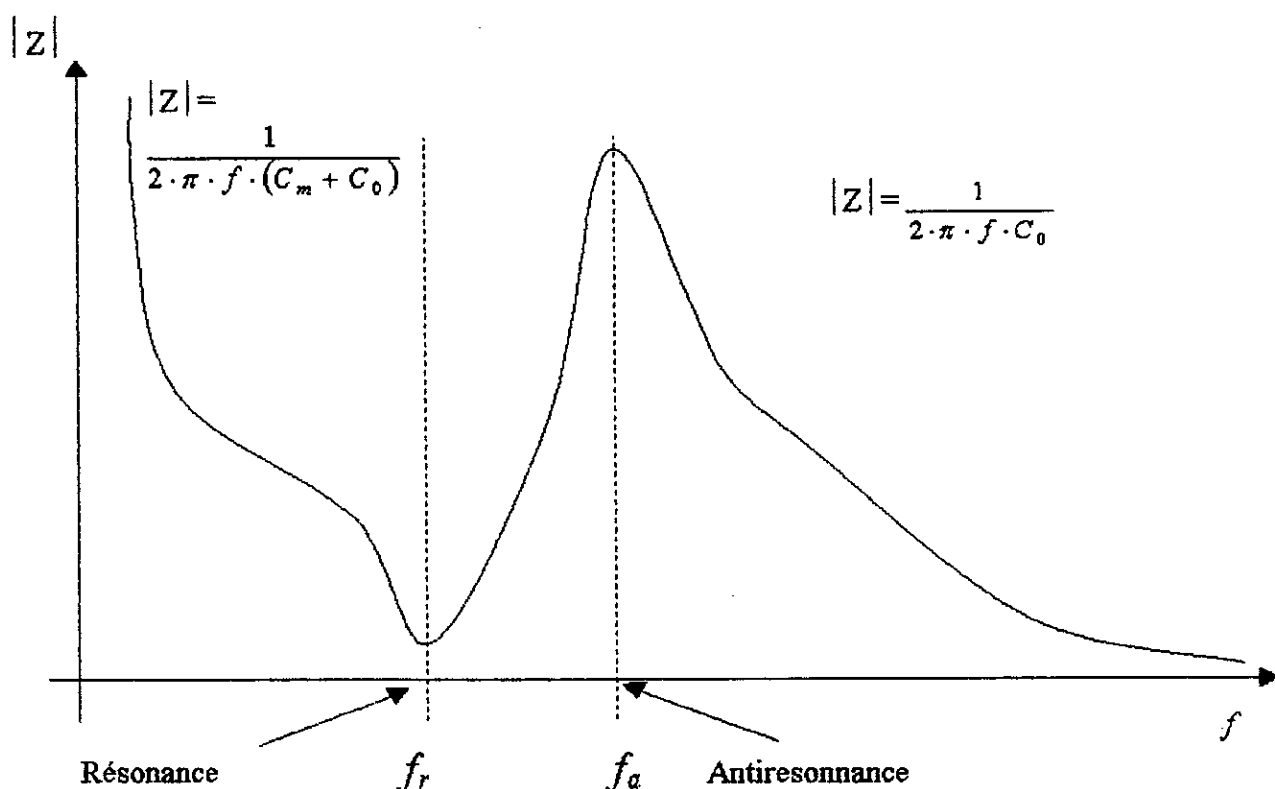


Figure II-5. Variation de l'impédance acoustique en fonction de la fréquence.

La pastille présente un facteur de qualité Q très élevé, donc à la résonance, le transducteur se comporte comme un filtre très sélectif, cela implique qu'on n'est pas entièrement maître de la forme du signal acoustique émis, puisque quel que soit le signal d'excitation, le capteur émettra une sinusoïde de fréquence fixe ($f = f_r$), dont l'enveloppe dépend de la forme et de la durée du signal d'entrée.

3- Principales caractéristiques d'un transducteur.

Le choix d'un capteur spécialement conçu pour un milieu liquide, est particulièrement important pour la performance de notre débitmètre.

Un transducteur est caractérisé par les paramètres suivants :

a) La fréquence :

Elle détermine la résolution sur la direction de propagation, c'est à dire la plus petite valeur x pouvant être évaluée. Si λ est la longueur d'onde du signal émis, cette résolution est de l'ordre de $\lambda/2$.

La fréquence de résonance influe également sur la résolution transversale (suivant l'axe x). D'une manière générale, on choisit des fréquences élevées, lorsque la résolution est un facteur déterminant. Or plus la fréquence est élevée, plus l'atténuation est importante, car le coefficient d'absorption dans l'eau varie proportionnellement avec le carré de la fréquence. Dans ce cas, une augmentation de la résolution se fait au détriment de la sensibilité. Donc un compromis doit être trouvé.

b) Les dimensions de la pastille piézo-électrique

Le diamètre de l'élément résonnant détermine la configuration du champ rayonné, ce champ est composé de deux zones :

-Une zone de champ lointain ou zone de *FRAUNHOFFER*, dans laquelle l'intensité du champ décroît de façon exponentielle quand on s'éloigne de la pastille, et ne dépendra que de la direction (à une distance déterminée).

-Une zone de champ proche au zone de *FRESNEL*, qui est le résultat d'interférences à proximité de la pastille. Cette zone se caractérise par une suite de maxima et de minima d'intensité (figure II-6).

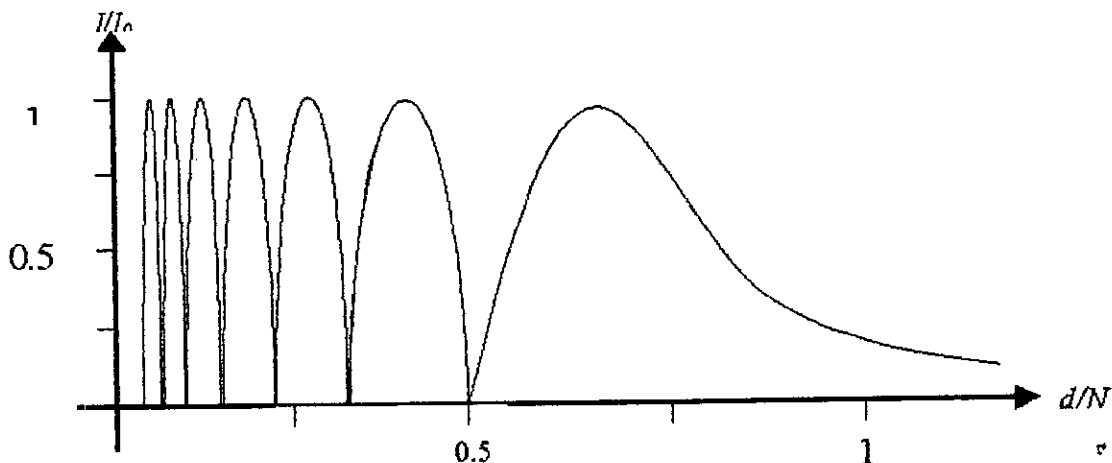


Figure II-6. Configuration du champ rayonné dans l'axe du transducteur.

La transition entre la zone de champ proche et la zone de *FRAUNHOFFER* constitue la zone focale dans laquelle se produit un maximum absolu d'intensité. Cette distance est donnée par la formule approchée :

$$N = a^2/\lambda \quad (\text{II-12})$$

où :

a : est le rayon de la pastille.

λ : est la longueur d'onde du signal émis.

Dans la zone de *FRAUNHOFFER*, le faisceau diverge et le transducteur aura une certaine directivité (figure II-7).

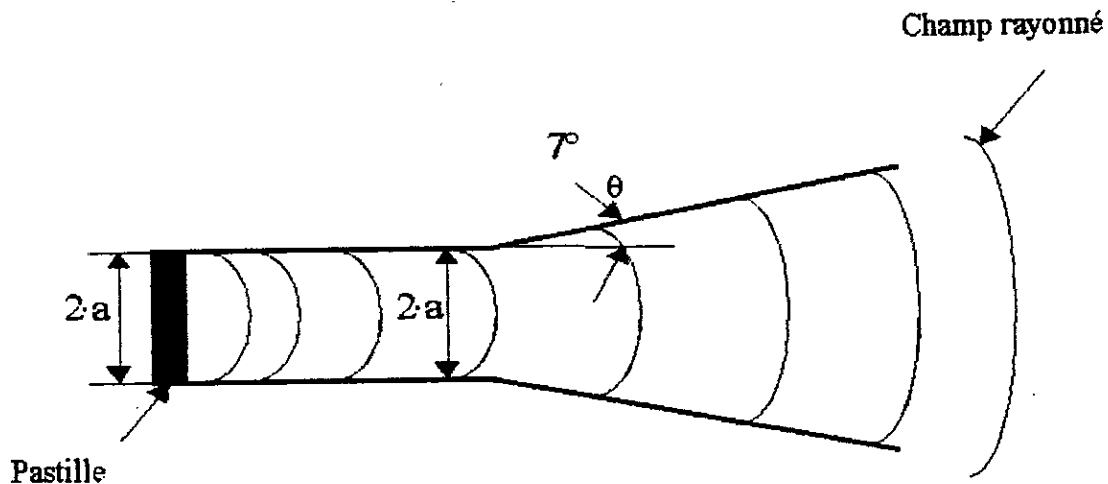


Figure II-7. Champ rayonné par une pastille circulaire.

L'angle de divergence ' θ ' du faisceau est donné par :

$$\sin \theta = K \cdot C / f \cdot D = K \cdot \lambda / D. \quad (\text{II-13})$$

C : célérité du son dans le milieu,

f : fréquence de résonance,

D : diamètre de la pastille.

λ : longueur d'onde dans le milieu.

et

$K = 0.48$ pour une atténuation limite de -6 dB.

$K = 1.08$ pour une atténuation limite de -20 dB.

Le champ ultrasonore dans la zone de *FRAUNHOFER* a une intensité qui suit une loi inversement proportionnelle au carré de la distance.

Physiquement, l'énergie est confinée dans des lobes, le lobe central est compris entre $+\theta$ et $-\theta$ donné par :

$$\theta = \text{Arcsin}(0.61 \cdot \lambda / a). \quad (\text{II-14})$$

Le diagramme de directivité a l'allure suivante :

L'énergie contenue dans les lobes secondaires est beaucoup plus faible que celle contenue dans le lobe principal. Par exemple, l'intensité maximale du 1^{er} lobe secondaire (s'il existe) est à niveau de -18 dB par rapport au niveau du lobe principal.

c)- Amortissement :

Les transducteurs piézo-électriques sont des systèmes résonnant plus au moins amortis. Sous l'effet d'une impulsion de largeur fixée, un transducteur, peu amorti, va osciller pendant plusieurs périodes de sinusoides, pour seulement deux ou trois périodes dans le cas d'un transducteur très amorti. L'amortissement est un facteur qui influe sur la résolution en distance.

d)- Adaptation d'impédances

Le transducteur doit, non seulement, être adapté électriquement aux circuits d'émission

et de réception, mais doit être aussi adapté acoustiquement au milieu avec lequel il est en contact.

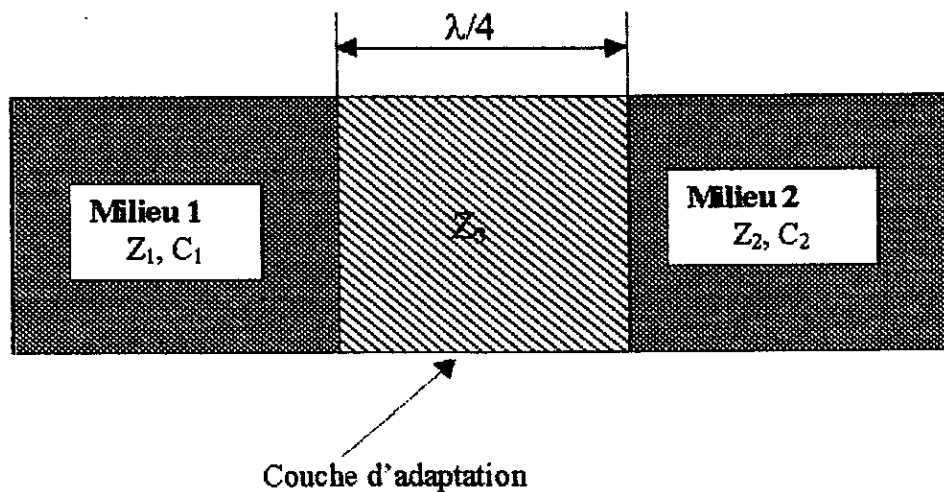
Adaptation électrique :

Un rendement maximum est obtenu quand l'impédance de sortie de l'émetteur (ou celle d'entrée du récepteur) est adaptée électriquement au transducteur. Ceci peut être obtenu en s'arrangeant pour que la capacité du transducteur fasse partie d'un circuit accordé avec le circuit qui lui est associé (l'émetteur ou le récepteur). Soit en s'assurant que l'impédance de sortie de l'émetteur soit faible devant celle du transducteur.

Adaptation acoustique :

Pour s'assurer qu'un maximum d'énergie est transmis dans la face rayonnante du transducteur dans le milieu, l'impédance acoustique du transducteur doit être adaptée à celle du milieu afin d'éviter la réflexion du signal émis par le milieu vers le transducteur.

Ceci est réalisé par une couche adaptatrice d'impédance dont l'épaisseur est égale au quart de la longueur d'onde du signal ultrasonore, et dont l'impédance acoustique est égale à la moyenne géométrique de celles du milieu et du transducteur, (figure II-8). C'est l'équivalent de la ligne quart d'onde utilisée en théorie des Lignes.



$$Z_3 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (\text{II-15})$$

Figure II-8. Adaptation acoustique.

4-Presentation d'un transducteur utilisé :

Il s'agit d'un transducteur fabriqué par PHYWE dont la pastille piézo-électrique est en quartz, et dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Fréquence de résonance : 800 KHz \pm 5 KHz.
- Facteur de qualité : 80.
- Dimensions : (figure II-9).
- Puissance acoustique maximale : 16 watts.

- Amortisseur : l'air.
- Pas de couche d'adaptation acoustique.

Le diagramme de directivité et l'impédance d'entrée ne sont pas donnés par le fabricant.

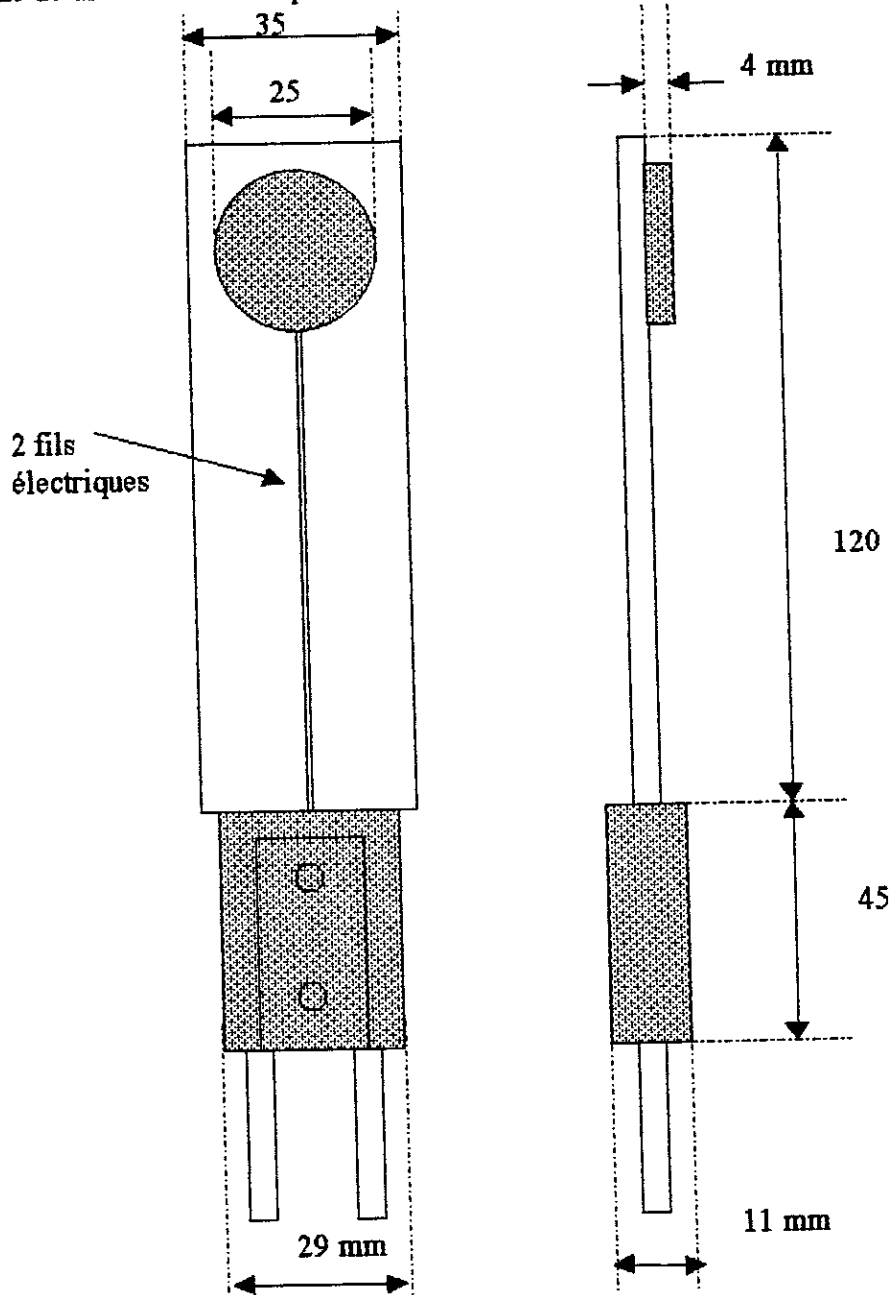


Figure II-9. Les sondes utilisées.

Conclusion

On a vu que la connaissance des lois de propagation des ondes acoustiques dans les matériaux (solides, fluide) nous permet de connaître les caractéristiques que doit avoir notre débitmètre : fréquence, sensibilité, impédance acoustique et diagramme de directivité. La fréquence nous permet de savoir le comportement du milieu envers cette excitation : favorise la propagation ou elle est fortement atténuée. Si le transducteur est très sensible, l'émission ne devra pas être à grande puissance ce qui gêne la réception alors que la sensibilité est exigée dans

des mauvaises application où on a des mauvaises condition hydrauliques. L'impédance acoustique est liée au fluide qu'on veut mesurer son débit sachant que les gaz présentent des impédances acoustiques très faibles ce qui l'adaptation entre l'électronique du débitmètre et la sonde assez difficile contrairement au cas des liquides. La directivité est nécessaire pour les appareils à temps de transit mais importe peu dans les appareils à effet Doppler. Les sondes piézo-électriques sont les mieux adapté à notre application comparé au sondes PVDF parce - qu'ils ont un facteur de puissance meilleurs que les PVDF que ce soit en émission ou en réception.

CHAPITRE III

LES DEBITMETRES A ULTRASONNS

INTRODUCTION [2][4]

Il existe au moins trois bonnes raisons pour utiliser les débitmètres à ultrasons. Tout d'abord, ils sont statiques (sans aucune pièce mobiles). Ensuite il ne dérivent pas à priori du temps. Enfin ils ne perturbent pas le fluide.

Les 1^{er} débitmètres à ultrasons apparaissait au début des années 1970 mais ils se sont heurtés entre autre à l'insuffisance des moyens électroniques à l'époque.

La 1^{er} technique utilisée en milieu industriel était à *effet Doppler*, mais elle a souvent déçu par manque de fiabilité dans les résultats de mesures. Beaucoup d'utilisateurs ont connu quelques déboires fautes d'une bonne maîtrise de la technique, mauvaise connaissance de paramètres géométriques, mauvais positionnement des capteurs. Ensuite est venue la méthode par mesure du temps de transit. Les deux méthodes sont complémentaires. Cependant, il existe une autre méthode qui est à corrélation du signal dans laquelle on emploie les techniques de traitement du signal.

Les débitmètres à ultrasons utilisent les ondes acoustiques à hautes fréquences (ultrasons) pour la mesure de débits des fluides (gaz, liquides, vapeur,...) et ceci en mesurant sa vitesse moyenne d'écoulement.

Le débit est calculé par la formule déjà donnée :

$$Q_v = S \cdot \bar{V} \quad (\text{III-1})$$

où S est la section de la conduite.

Pour avoir un Q_v avec précision il faut que la section, sur laquelle la mesure se fait, doit être bien usinée. Ceci est possible par l'emploi des outils de fabrication à base de microprocesseurs et entièrement automatisées (Robots).

Le paramètre important dans ce calcul est la vitesse moyenne \bar{V} .

Différentes techniques à ultrasons sont utilisées pour la mesure de la vitesse et qui sont :

- Technique à mesure du temps de transit (propagation) ou *leading edge*.
- Technique à effet Doppler.
- Technique à corrélation du signal.
- Technique à mesure de phase.
- Techniques à mesure de fréquence de relaxation.
- Techniques à mesure de phase et à verrouillage de phase.

Technique à temps de transit ou *leading edge* [2][4] [6][7][12][13][14]

La détermination de la vitesse d'écoulement dans cette technique est effectuée à partir de la différence ΔT des temps de propagations de deux ondes ultrasonores produites par deux transducteurs montés sur la conduite de telle façon que le chemin acoustique de l'ondes forme un angle θ , généralement égale à 45° , et ceci est bien illustré sur la figure III-1.

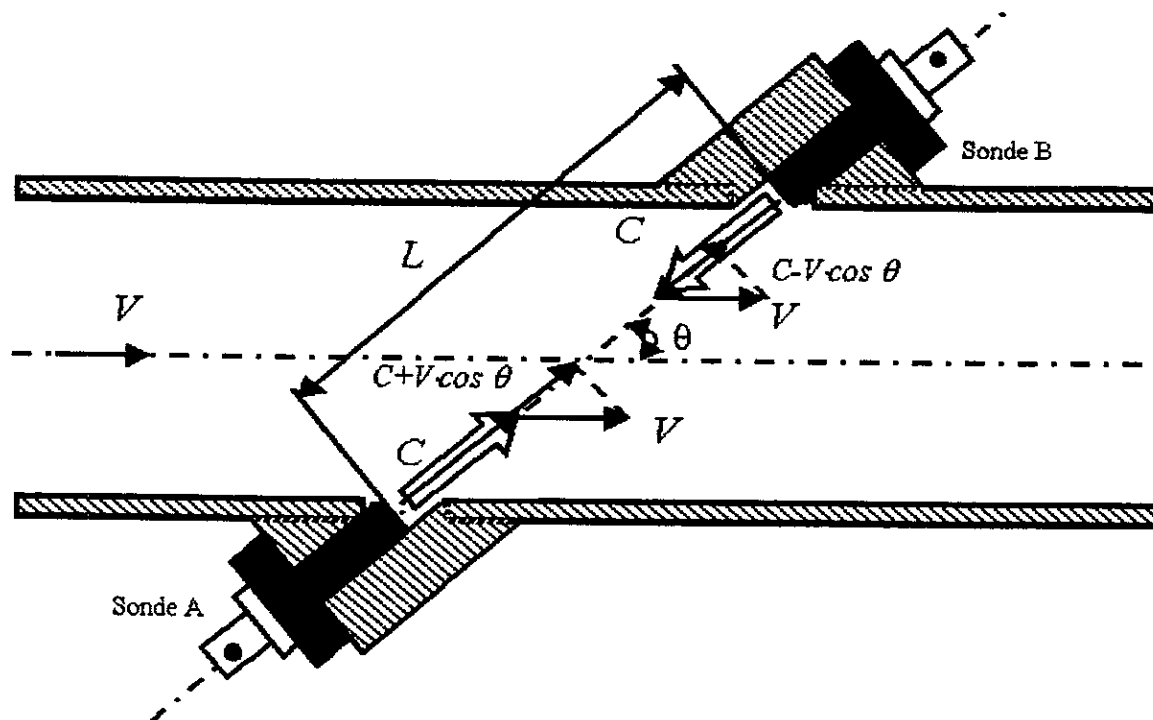


Figure III-1. Principe générale de la mesure de la vitesse de fluide par temps de transit.

Sur le trajet AB , l'onde se propage dans le sens de l'écoulement, donc :

$$T_{AB} = \frac{L}{C + V \cdot \cos \theta} \quad (\text{III-2})$$

et sur le trajet BA , l'onde se propage dans le sens inverse de l'écoulement, donc :

$$T_{BA} = \frac{L}{C - V \cdot \cos \theta} \quad (\text{III-3})$$

d'où :

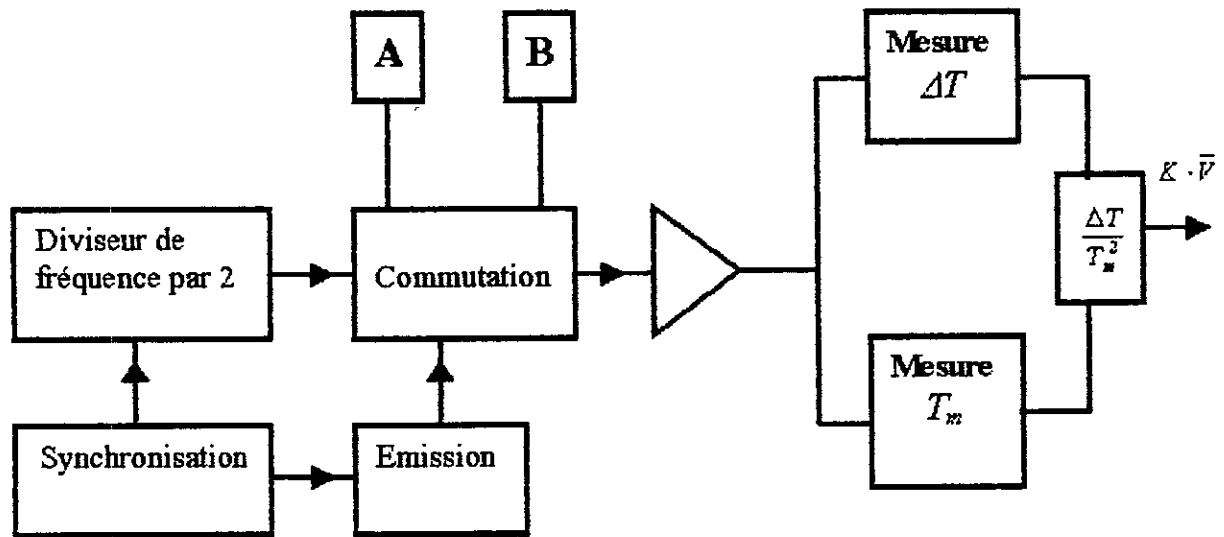
$$V = \frac{L}{2 \cdot \cos \theta} \cdot \frac{\Delta T}{T_{AB} \cdot T_{BA}} \quad (\text{III-4})$$

Dans cette technique les transducteurs sont excités alternativement ou synchronisés i.e. ils sont émetteurs et récepteurs à la fois.

Dans le cas d'alternance, la fréquence de commutation se situe au voisinage du hertz.

Le signal émis peut être une impulsion ou un train d'ondes.

La mise en œuvre des signaux reçus par la sonde opposée demande beaucoup de précautions. Le déclenchement de la mesure s'effectue lorsque la première alternance de l'écho atteint une amplitude déterminée (seuil) de déclenchement ou sur le passage à zéro de l'alternance suivante. Les appareils utilisant ce principe répondent en général au schéma de la figure III-2.



$$\Delta T = \frac{2 \cdot \bar{V} \cdot L \cdot \cos \theta}{C^2}$$

Temps moyen de propagation

$$T_m = \frac{L}{C}$$

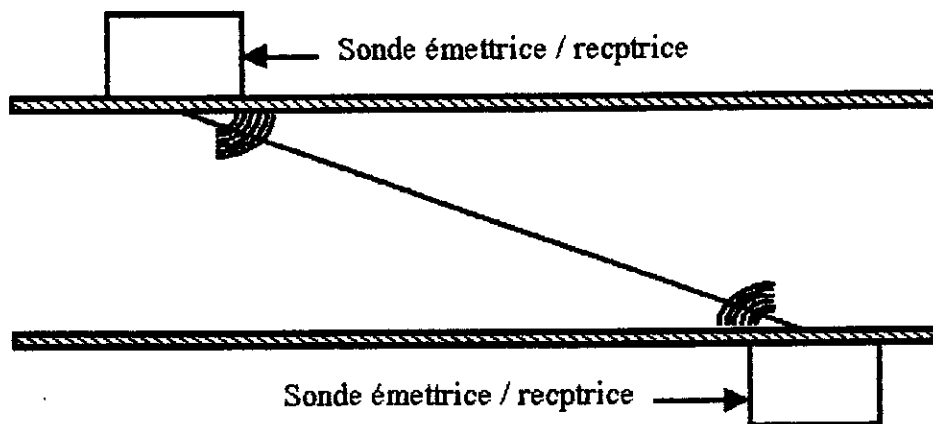
d'où $\frac{\Delta T}{T_m^2} = \frac{2 \cdot \bar{V} \cdot \cos \theta}{L} = K \cdot \bar{V}$

Figure III-2. Appareil à temps de transit.

Le produit $(C - V \cdot \cos \theta) \cdot (C + v \cdot \cos \theta)$ a été approximé par C^2 car $V \cdot \cos \theta \ll C$ et T_m est connu : il ne nécessite pas de mesure.

Donc ce schéma réduit le nombre d'opérations à faire tout en conservant la même précision. Il existe cependant plusieurs modes de propagation utilisés dans ces appareils (figure III-3):

- mode direct ou Z
- mode reflex : une réflexion ou V
- mode W : 3 réflexions.



Mode direct (Z)

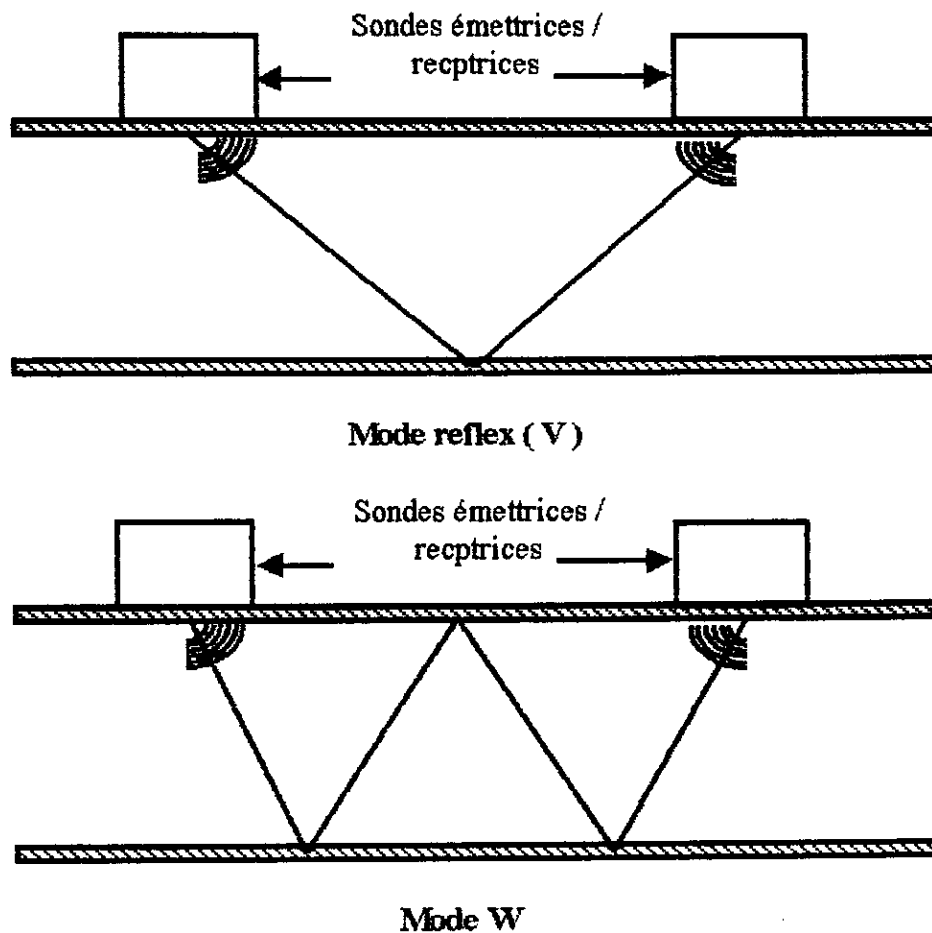


Figure III-3. Les différentes positions des capteurs pour les appareils à temps de transit.

Il sont proposé pour avoir plus d'informations (point) sur le profil de vitesse. Ces débitmètres mesurent le débit des liquides et gaz non chargés. En ce qui concerne les gaz on a :

- étendu de mesure : de 0.003 m/s à 45 m/s
- erreur commise : entre $\pm 1\%$ et $\pm 2\%$
- diamètre min. et max. : 6 mm à 9000 mm.
- Température de service min. et max. : de -200°C jusqu'à 260°C
- Le pourcentage des particules dans le gaz : maximum 20%.
- Erreur de reproductibilité : 0.3
- Le prix : en général entre 16 KF et 93 KF (année 1996).[4]

Les débitmètres à temps de transit sont utilisés, généralement, pour des nombres de *Reynolds* supérieurs à 10^4 (écoulement turbulent). Dans ce condition le ΔT est mesurable avec précision car les temps de transit sont assez grands.

Pour des R_e inférieurs à 2500 l'écoulement est laminaire et le ΔT est perceptible avec difficulté car les temps de transit sont plus petits.

En pratique, les transducteurs sont disposés dans un plan passant par l'axe de la conduite. Il mesurent donc la vitesse moyenne dans ce plan.

Donc les appareils à temps de transit nécessite la connaissance du profil de vitesse d'écoulement dans la conduite pour cette raison il sont installées sur des longueurs droites : $10D$ en amont et $3D$ en aval. Si les longueurs droites ne sont pas accessibles, le temps de transit n'est pas utilisé

Pour cela les constructeurs proposent des débitmètres plus précis utilisant non pas un chemin acoustique mais plusieurs. On les appelle à *multicordes* (*multipath ou multitrajets*).

Utilisés quand on ne dispose pas de longueurs droites suffisantes, dans les applications demandant une précision excellente (gaz, pétrole) ainsi que dans des mauvaises conditions hydrauliques.

Faisant abstraction de toute hypothèse sur la répartition des vitesses, cette méthode permet le calcul de la vitesse moyenne vraie dans des plans parallèles repartis judicieusement dans la section de mesure (figure III-4).

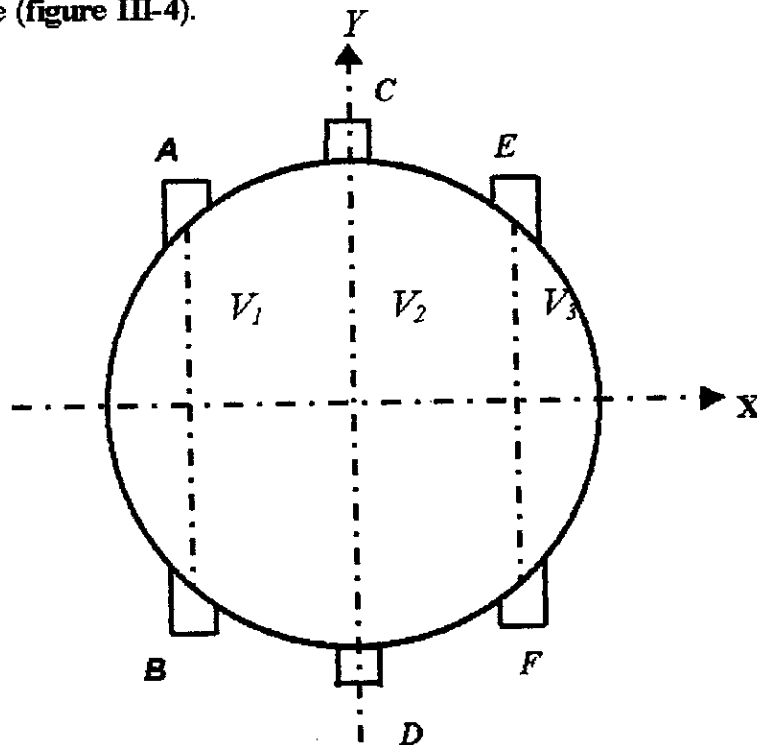


Figure III-4. Disposition générale des capteurs dans la méthode multicordes.

Soit $V(x,y)$ la vitesse en un point (x,y) d'une conduite de rayon unité :

$$\bar{V} = \frac{1}{\pi} \cdot \iint_{x,y} v(x,y) \cdot dx \cdot dy \tag{III-5}$$

Ainsi :

$$\bar{V} = \frac{1}{\pi} \int_{-1}^{+1} \left[\int_{-\sqrt{1-x^2}}^{+\sqrt{1-x^2}} v(x,y) \cdot dy \right] \cdot dx \tag{III-6}$$

Et si \bar{V}_x est la vitesse moyenne dans le plan d'abscisses x :

$$\bar{V}_x = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{1-x^2}} \cdot \int_{-\sqrt{1-x^2}}^{+\sqrt{1-x^2}} v(x,y) \cdot dy \tag{III-7}$$

donc :

$$\bar{V} = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{-1}^{+1} \bar{V}_x \cdot \sqrt{1-x^2} \cdot dx = \frac{2}{\pi} \cdot \int_{-1}^{+1} F(x) \cdot dx \tag{III-8}$$

Les mesures \bar{V}_x dans les plans parallèles d'abscisses x_i permettent de connaître la valeur de $F(x)$.

Le problème consiste donc à calculer l'intégrale d'une fonction $F(x)$ dont on connaît un nombre n de valeurs discrètes. Diverses méthodes mathématiques permettent de résoudre ce problème (*Newton, Tchebichev, Gauss, etc.*), la méthode de *Gauss* étant la plus employée car elle procure la meilleure précision avec un nombre minimale de plans de mesure.

Méthode de Gauss

Elle consiste à représenter l'intégrale (III-8) par une expression de la forme :

$$J = [H_0 \cdot f(x_0) + H_1 \cdot f(x_1) + \dots + H_p \cdot f(x_p)] \quad \text{(III-9)}$$

Pour y parvenir, on assimile la fonction $F(x)$ à un polynôme de degré $2p+1$ égal au produit d'un polynôme de degré p par la polynôme de *Legendre* de degré $p+1$.

Les propriétés du polynôme de *Legendre* permettent de calculer la position x_i des plans de mesure et la valeur des coefficients H_i pour un nombre p de cordes.

Ainsi, le débit Q s'écrit :

$$Q = S \cdot \bar{V} = 2 \cdot \sum_{i=1}^{p+1} H_i \cdot \bar{v}_x \quad \text{(III-10)}$$

Expression dans laquelle les x_i et H_i sont données dans le **tableau III-I**.

Tableau III-I

Nombre de cordes p	x_i	H_i
2	$\pm 0.57735 \cdot R$	0.8165
3	$\pm 0.7746 \cdot R$	0.3514
	0	0.8888
4	$\pm 0.8661 \cdot R$	0.1768
	$\pm 0.3399 \cdot R$	0.6133
5	$\pm 0.9062 \cdot R$	0.1002
	$\pm 0.5384 \cdot R$	0.4033
	0	0.5689

Résultats

L'augmentation du nombre de cordes améliore évidemment la précision. Cependant, plus leur nombre est élevé, plus les cordes latérales sont difficiles à installer.

Le calcul de l'erreur mathématique d'intégration ne peut être fait que si l'on connaît l'expression mathématique de la fonction.

Réalisé sur un profil répondant à la formule (III-9), il conduit lorsque le coefficient n varie de 8 à 13 (Re compris entre $2.7 \cdot 10^5$ et $3.35 \cdot 10^7$), aux erreurs suivantes (**tableau III-II**):

Tableau III-II

Nombre de cordes p	Erreur ε (%) pour		$\Delta\varepsilon$ (%)
	$n = 8$	$n = 13$	
2	+2.74	+3.27	+0.53
3	+1.24	+1.26	+0.02
5	+0.26	+0.27	+0.01

Dans le cas d'un système à 3 cordes utilisé avec des longueurs droites suffisantes (15 diamètres), le coefficient d'étalonnage ne varie que de 0.2% lorsque la vitesse moyenne évolue dans un rapport de 1 à 100. L'application de la formule (III-46), traitée ultérieurement, conduit

dans un rapport de 1 à 100. L'application de la formule (III-46), traitée ultérieurement, conduit dans les mêmes conditions avec un monocorde, à une variation de 2.4%. L'application de la méthode de Gauss réduit donc considérablement cette erreur.

Dans le cas des profils très perturbés, seul l'expérimentation permet d'apprécier l'efficacité de la méthode, dans la limite de la précision du moyen de comparaison.

Réalisations pratiques

Un ensemble de mesures multicordes est constitué de p ensembles de mesures de vitesses auxquels sont appliquées les pondérations de Gauss (figure III-5).

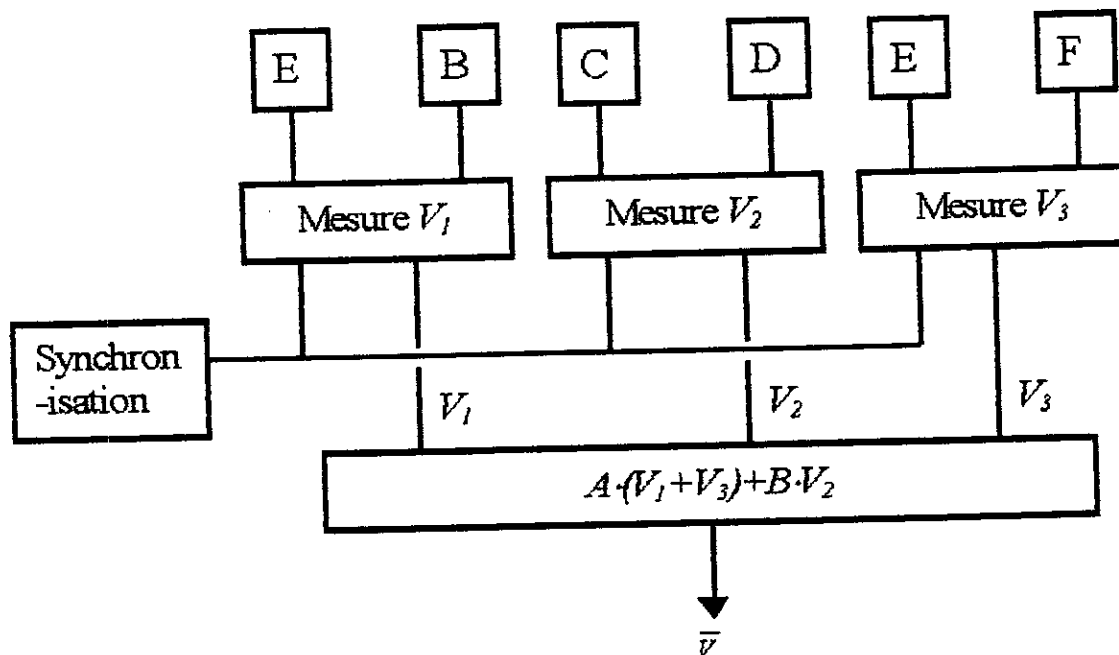


Figure III-5. Débitmètres multicordes à 3 paires de sondes.

Un organe sommateur délivre un signal proportionnel au débit. Leurs performances métrologiques sont :

- à double cordes : erreur de 1%, vitesse entre 0.9 et 30 m/s, reproductibilité 0.25%
- à triple cordes : erreur de 0.7%, vitesse entre 0.9 et 30 m/s, reproductibilité 0.25%
- à quadruple cordes : erreur de 0.5%, vitesse entre 0.9 et 30 m/s, reproductibilité 0.25%
- à 5 cordes : erreur de 0.5%, vitesse entre 0.9 et 30 m/s, reproductibilité 0.25%

l'augmentation du nombre de cordes améliore la précision, mais complique le système.

Débitmètres à effet Doppler

Ce type de débitmètre est utilisé uniquement pour les fluides chargés en particules ou contenant des bulles d'air.

Deux transducteurs sont utilisés. Montés sur la même ligne sur la conduite, l'un fonctionne en émission et l'autre en réception.

L'onde ultrasonore émise, à une fréquence f_e est réfléchiée sur une particule qui circule à la vitesse de l'écoulement V .

L'écho reçu par le transducteur récepteur aura une fréquence f_r (figure III-6).

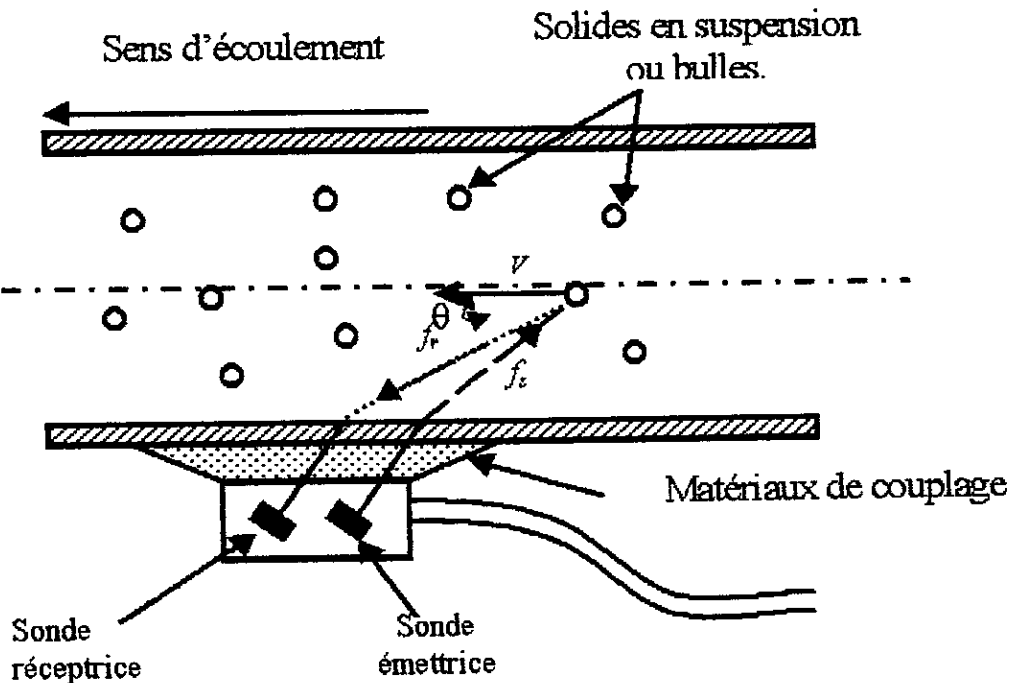


Figure III-6. Appareil à effet Doppler.

La technique repose sur le calcul de la déviation en fréquence Δf entre l'onde émise et l'écho reçu. Un circuit électronique compare les deux signaux et élabore le signal :

$$\Delta f = |f_r - f_s| = \frac{2 \cdot \bar{V} \cdot f_s \cdot \cos \theta}{C} \quad \text{(III-11)}$$

Pour démontrer cette relation, soit la figure suivante (figure III-7).

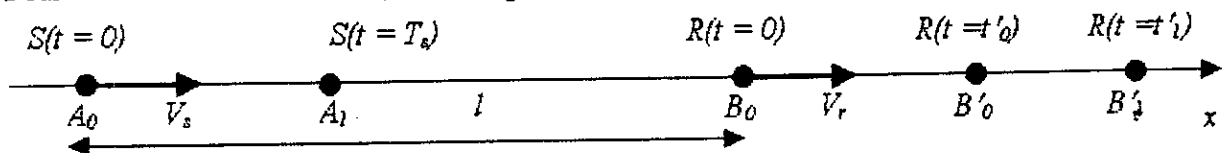


Figure III-7. Position de la source et du récepteur au cours du temps.

Soit S la sonde émettrice (source de fréquence f_s) et R la sonde réceptrice f_r , qui se déplacent le long du même axe Ox avec des vitesses longitudinales respectives V_s et V_r .

A l'instant pris comme origine des temps la sonde S se trouve en A_0 et la sonde R en B_0 distants de l , la source S émet une impulsion I_0 ; celle-ci atteint à l'instant t'_0 le récepteur qui se trouve alors au point B'_0 tel que

$$B_0 B'_0 = V_r \cdot t'_0$$

La distance parcourue par l'impulsion I_0 entre A_0 et B'_0 a pour expression :

$$C \cdot t'_0 = l + V_r \cdot t'_0$$

C étant la célérité du son dans le fluide ; on en déduit :

$$t'_0 = \frac{l}{C - V_s} \quad (\text{III-12})$$

A l'instant $t_s = T_s$ la source S émet l'impulsion suivante I_1 ; la source se trouve alors au point A_1 tel que $A_0 A_1 = V_s \cdot T_s$.

L'impulsion I_1 atteint le récepteur R à l'instant t'_1 alors qu'il se trouve au point B'_1 tel que :

$$B_0 B'_1 = V_r \cdot t'_1$$

La distance parcourue par l'impulsion pendant l'intervalle de temps $t'_1 - T_s$ entre source et récepteur a pour expression :

$$C(t'_1 - T_s) = l - V_s \cdot T_s + V_r \cdot t'_1 \quad (\text{III-13})$$

dont on tire :

$$t'_1 = \frac{l + (C - V_s) \cdot T_s}{C - V_r} \quad (\text{III-14})$$

pour le récepteur R la période T_r des impulsion reçues et :

$$T_r = t'_1 - t'_0 \text{ soit } T_r = \frac{C - V_s}{C - V_r} \cdot T_s \quad (\text{III-15})$$

ou

$$f_r = \frac{C - V_s}{C - V_r} \cdot f_s \quad (\text{III-16})$$

La dernière formule traduit l'effet Doppler ; il est important de noter que V_r et V_s ont des valeurs algébriques liées au sens des mouvements respectifs de la source et au récepteur le long de l'axe Ox :

- V_s est positif si la source se rapproche du récepteur
- V_r est positif si le récepteur s'éloigne de la source

Appliquons ces formules sur le débitmètre à effet Doppler :

Soit P une particule qui se déplace à la vitesse V du fluide et passant dans le champ ultrasonore créée par la sonde S .

Soit un référentiel \mathcal{R} liés au fluide et dans lequel la particule P est donc immobile.

Dans ce référentiel :

- la source S se rapproche de P avec la vitesse longitudinale $V_s = V \cos \theta$
- la particule P qui est la sonde R est immobile ($V_r = 0$).

La fréquence f_P reçue par la particule est donc :

$$f_P = \frac{C}{C - V \cdot \cos \theta} \cdot f_s \cong f_s \left(1 + \frac{V \cdot \cos \theta}{C} \right) \text{ car } \frac{V \cdot \cos \theta}{C} \ll 1 \quad (\text{III-17})$$

la particule réfléchit le signal de fréquence f_P qu'elle reçoit et se comporte donc comme une source vis - à - vis du récepteur R. Dans le référentiel \mathcal{R} lié à P :

- La vitesse de P, comme source, est nulle : $V_s = 0$
- La vitesse du récepteur R est $V_r = -V \cos \theta$

la fréquence f_r reçue par le récepteur est donc :

$$f_r = \frac{C + V \cdot \cos \theta}{C} \cdot f_p = \left(1 + \frac{V \cdot \cos \theta}{C} \right) \cdot f_p$$

des équations précédentes en déduit :

$$f_r = \left(1 + \frac{V \cdot \cos \theta}{C} \right)^2 \cdot f_s \equiv \left(1 + \frac{2 \cdot V \cdot \cos \theta}{C} \right) \cdot f_s \quad (\text{III-18})$$

soit :

$$\frac{f_r - f_s}{f_s} = \frac{\Delta f}{f_s} = \frac{2 \cdot V \cos \theta}{C} \quad (\text{III-19})$$

La sensibilité de l'appareil dépend de f_0 qui devra être cependant choisie pour que la pénétration des ondes ultrasonores dans le liquide soit suffisante compte tenu de la dimension des particule (λ doit être au moins inférieure aux dimension des particules, connues à priori, pour qu'il y ait réflexion).

Les dispositifs à effet Doppler mesurent la vitesse du fluide au voisinage immédiat de la particule réfléchissante. C'est une mesure instantanée.

La mesure de cette déviation de fréquence se fait en réalisant un battement de la fréquence f_r avec le signal de fréquence f_s .

En général ces appareils ne sont pas compensés vis-à-vis des variations possible de C .

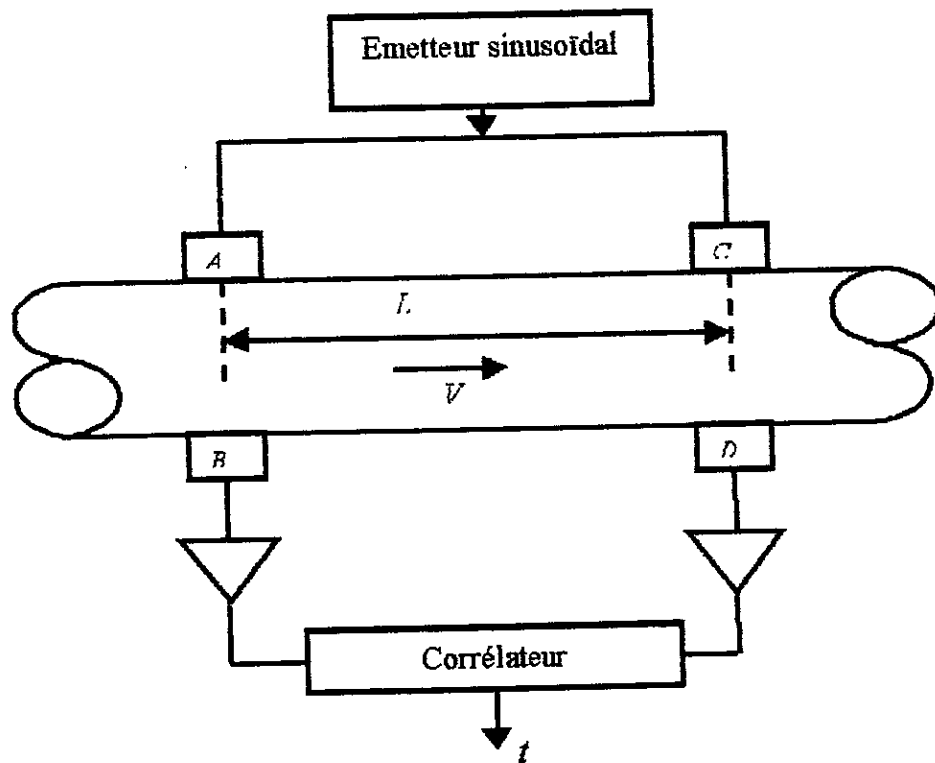
Leurs performances métrologiques sont :

- Etendu de mesure : de 0.012 m/s à 12.2 m/s
- Précision : de 1% à 2%
- Diamètre min et max. : 6.5 mm à 6100 mm
- Température de service : entre -40°C et 190°C
- Erreur de répétabilité : 0.2 %.

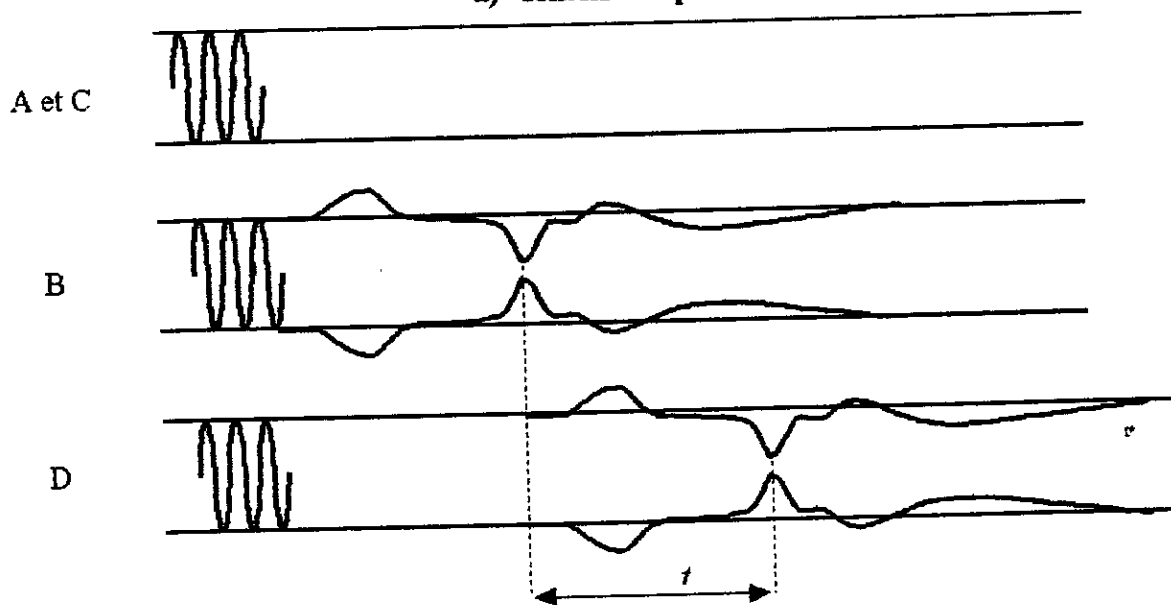
Débitmètres à corrélation du signal

Ces débitmètres utilisent les ultrasons mais d'une autre façon. Ils exploitent la propriété des écoulement transitoires ou perturbé, parce que le fluide en mouvement n'est jamais parfaitement homogène et dans ce cas le profile de vitesse est non uniforme (la courbe de vitesse n'est pas bien connue).

Ce procédé utilise deux paires de capteurs A, B et C, D dialoguant deux à deux. Ils sont disposés comme indiqué **figure III-8** et séparés d'une distance L .



a) schéma du procédé.



b) enveloppes de signaux émis par A et C reçus par B et D.

Figure III-8. Appareil à corrélation du signal.

On applique aux capteurs A et C un signal sinusoïdale continue permanent. Le signal recueilli par les deux sondes B et D se trouve modulé en amplitude et en phase par l'hétérogénéité du milieu traversé (i.e. déformé d'une manière aléatoire par les turbulences hydrauliques). L'analyse des deux signaux permet, par corrélation de calculer le temps t mis par le fluide pour passer du plan AB au plan CD et par, conséquent connaître la vitesse qui est égale à :

$$\bar{V} = L / t \quad (\text{III-20})$$

Débitmètres à mesure de phase

Dans ces appareils, les sondes sont excitées simultanément à l'aide de trains d'ondes sinusoïdaux de fréquence F_0 (afin d'éviter l'établissement de régimes stationnaires). Les ondes reçues sont de même fréquence F_0 et à des phase égaux en absence d'écoulement, mais déphasées d'un angle Φ en présence d'écoulement (figure III-9).

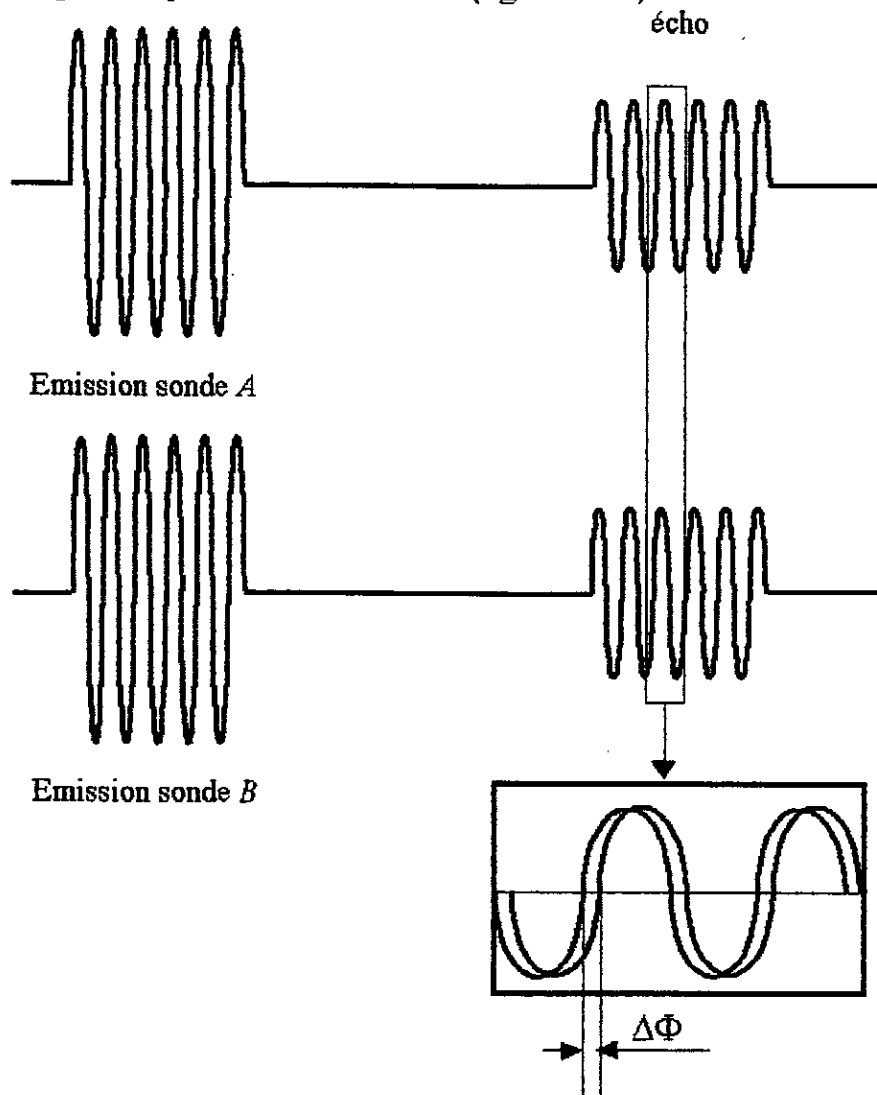


Figure III-9. Exemple de signaux déphasé par l'écoulement d'un fluide.

Si l'onde émise est de la forme :

$$V(t) = A_0 \cdot \sin \omega t$$

l'onde reçue par chaque sonde A et B s'écrit :

$$V_A(t) = A_0 \cdot \sin \left(\omega \cdot t + \frac{\phi}{2} \right) \quad (\text{III-21})$$

et

$$V_B(t) = A_0 \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{\phi}{2}\right) \quad (\text{III-22})$$

avec

$$\phi = 2\pi \cdot F_0 \cdot \Delta T = \frac{4\pi \cdot F_0 \cdot L \cdot \bar{V} \cdot \cos \theta}{C^2} \quad (\text{III-23})$$

Ainsi on peut déduire \bar{V} à partir de Φ . Il faut noter que la fréquence du signal émis devra être telle que le déphasage n'excède pas π .

La mesure de Φ se fait par plusieurs procédés.

Les signaux reçus par les sondes sont appliqués à un transformateur différentiel qui reçoit par conséquent les signaux $V(t)_A$ et $V(t)_B$.

Le transformateur délivre un signal égal à la différence de ces deux signaux et qui est de la forme :

$$2 \cdot A \cdot \sin\left(\frac{\phi}{2}\right) \cdot \cos \omega \cdot t \quad (\text{III-24})$$

l'amplitude est une fonction sinusoïdale de la phase donc de la vitesse. La réponse de ce type d'appareil n'est pas linéaire, ce qui constitue un inconvénient majeur.

Une autre méthode consiste à effectuer un changement de fréquence de façon à obtenir un signal de fréquence plus faible. Cette opération conserve la phase et la mesure devient plus aisée.

La formule montre que la phase Φ dépend de la célérité du son C . Ce qui influe sur la précision de la mesure. Donc l'appareil devra être capable de mesurer également la vitesse du son (en faisant par exemple la demi-somme des temps de parcours) et de corriger la mesure de phase.

Débitmètre à verrouillage de phase

Les sondes A et B émettent alternativement un train d'ondes sinusoïdales. La fréquence de ce signal est déterminée par un VCO commandé lui-même par un comparateur de phase qui reçoit à la fois le signal émis et le signal reçu par la sonde opposée. (Figure III-10).

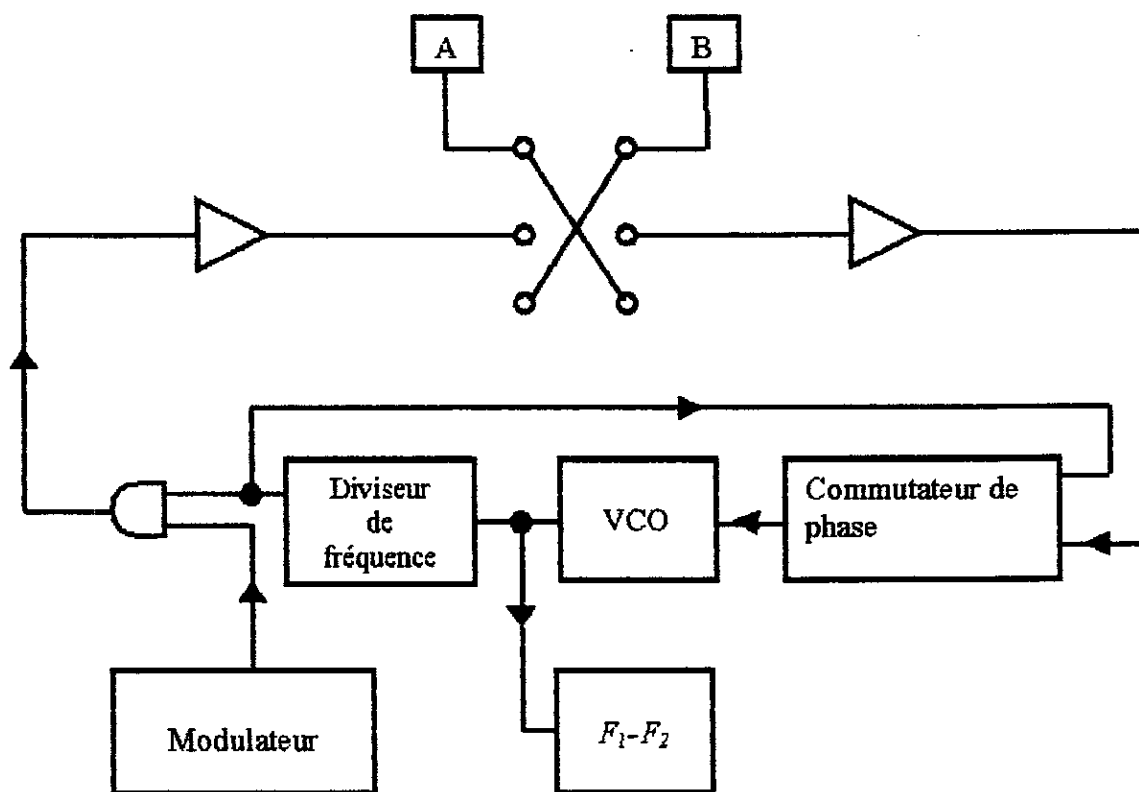


Figure III-10. Appareil à verrouillage de phase.

En absence de débit, le comparateur de phase délivre au VCO un signal d'erreur qui tend à annuler la différence de phase des deux signaux qui lui sont appliqués. Le VCO se calera par conséquent sur une fréquence F_0 telle que le signal reçu soit en phase avec celui issu de l'oscillateur. Cela signifie qu'il y a sur le trajet AB un nombre entier N de longueurs d'onde tel que :

$$N = \frac{L}{\lambda} = L \cdot \frac{F_0}{C} \quad \text{(III-25)}$$

Le temps de parcours de A vers B est :

$$T = \frac{L}{C} = N \cdot t_0 = \frac{N}{F_0} \quad \text{(III-26)}$$

En présence de débit, le temps de parcours de A vers B s'écrit :

$$T_{AB} = \frac{L}{C + \bar{V} \cdot \cos \theta} \quad \text{(III-27)}$$

Un déphasage apparaît donc entre le signal issu de l'oscillateur et le signal reçu par B . Le VCO va donc se caler sur une nouvelle fréquence F_1 telle que :

$$\frac{N}{F_1} = \frac{L}{C + \bar{V} \cdot \cos \theta} \quad \text{(III-28)}$$

Réciproquement, le temps de parcours de B vers A s'écrit :

$$T_{BA} = \frac{L}{C - \bar{V} \cdot \cos \theta} \quad \text{(III-29)}$$

Et la fréquence F_2 de l'oscillateur devient telle que :

$$\frac{N}{F_2} = \frac{L}{C - \bar{V} \cdot \cos \theta} \quad \text{(III-30)}$$

Des formule (III-28) et (III-30), on tire :

$$\Delta F = F_1 - F_2 = \frac{2 \cdot N \cdot \bar{V} \cdot \cos \theta}{L} \quad (\text{III - 31})$$

Cette différence de fréquence est donc proportionnelle à la vitesse.

Pour que le comparateur de phase agisse convenablement, on choisira la fréquence F_0 de telle façon que le déphasage correspondant à la vitesse maximale à mesurer reste inférieur à π .

D'autre part, pour que la mesure soit indépendante de la vitesse du son dans le fluide, il est indispensable que N reste constant. Le système devra par conséquent être muni d'un dispositif capable de mesurer et de réagir sur la fréquence centrale f_0 de l'oscillateur afin que N reste constant.

Soit t_0 la période, ΔT la différence de temps de parcours.

Le déphasage s'écrit :

$$\phi = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta T}{t_0} \quad (\text{III - 32})$$

où ΔT est donné par la formule :

$$\Delta T = \frac{2 \cdot \bar{V} \cdot L \cdot \cos \theta}{C^2} \quad (\text{III - 33})$$

On doit donc avoir :

$$\phi = \frac{4 \cdot \pi \cdot L \cdot F_0 \cdot \bar{V} \cdot \cos \theta}{C^2} \quad (\text{III - 34})$$

d'où :

$$F_0 < \frac{\pi \cdot C^2}{4 \cdot \pi \cdot L \cdot \bar{V} \cdot \cos \theta} \quad (\text{III - 35})$$

Débitmètre à fréquence de relaxation

Dans ces types de débitmètres, les sondes sont excitées en mode impulsionnel.

L'émission est d'abord appliquée à la sonde A. lorsque la sonde B recueille un écho, la sonde A est de nouveau excitée, etc. (figure III-11).

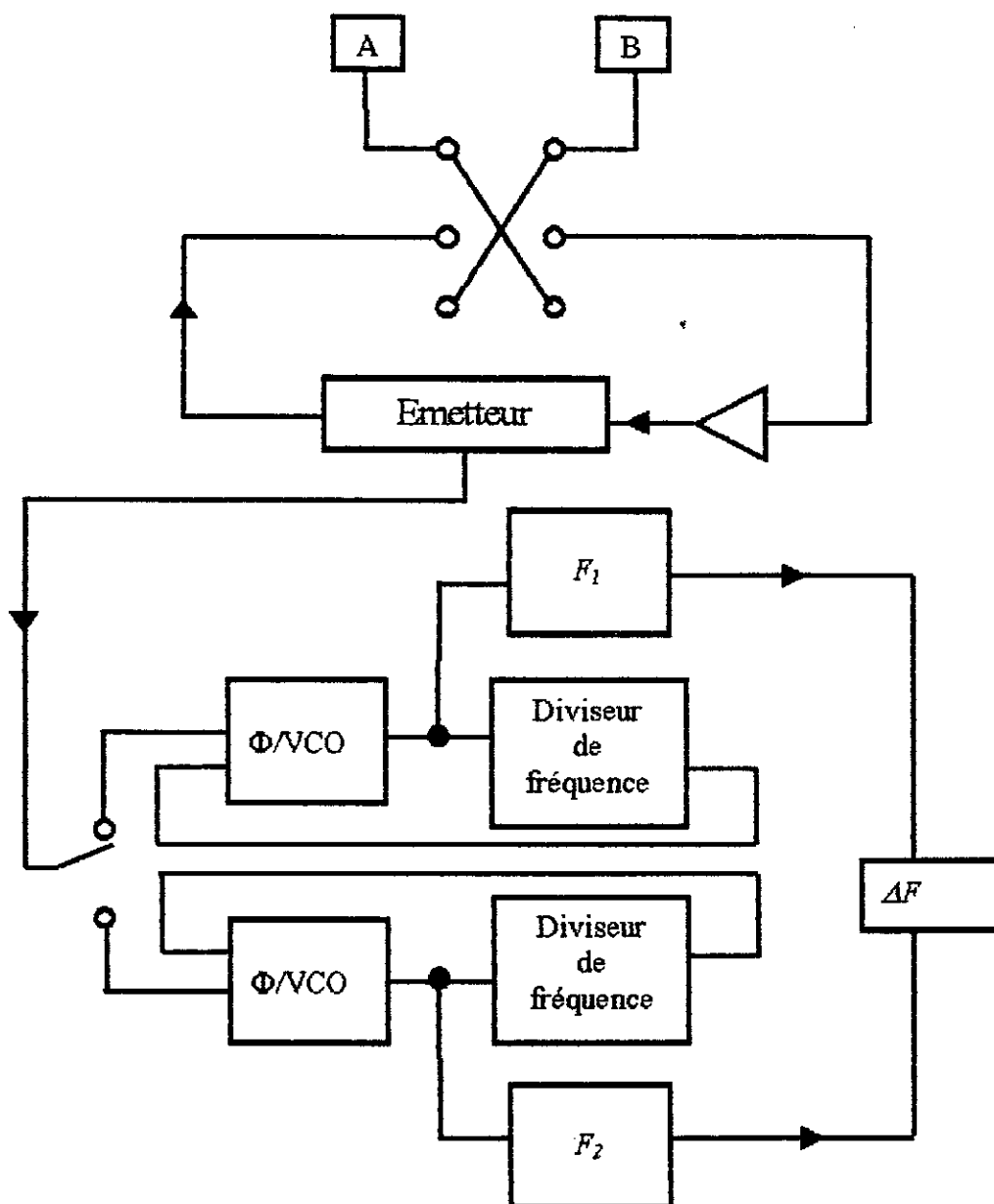


Figure III-11 . Appareil à fréquence de relaxation.

L'oscillateur ainsi formé fonctionne à une fréquence :

$$F_0 = \frac{C}{L} \quad \text{(III - 36)} \quad \text{en absence de débit.}$$

$$F_1 = \frac{C + \bar{V} \cdot \cos \theta}{L} \quad \text{(III - 37)} \quad \text{en émission de A vers B.}$$

$$F_2 = \frac{C - \bar{V} \cdot \cos \theta}{L} \quad \text{(III - 38)} \quad \text{en émission de B vers A.}$$

La différence $\Delta F = F_1 - F_2$ s'écrit :

$$\Delta F = \frac{2 \cdot \bar{V} \cdot \cos \theta}{L} \quad \text{(III - 39)}$$

Cette expression directement proportionnelle à \bar{V} , est absolument indépendante de C.

CAPTEURS UTILISES DANS LA MESURE DE DEBIT

On distingue deux types de capteurs, suivant qu'ils sont en contact ou non avec le fluide.

1- capteurs en contact avec le fluide

Cette disposition favorise évidemment le transmission acoustique. Les capteurs, qui ne doivent pas modifier la nature de l'écoulement, sont en général placés légèrement en retrait de la paroi. En fonction du diamètre et de possibilités d'installation, les constructeurs proposent des manchettes de mesures complètes ou des sondes à insertion qui peuvent être installées sur des conduites en charge.

Pour de petit diamètre, on utilise la disposition de la figure III-12.

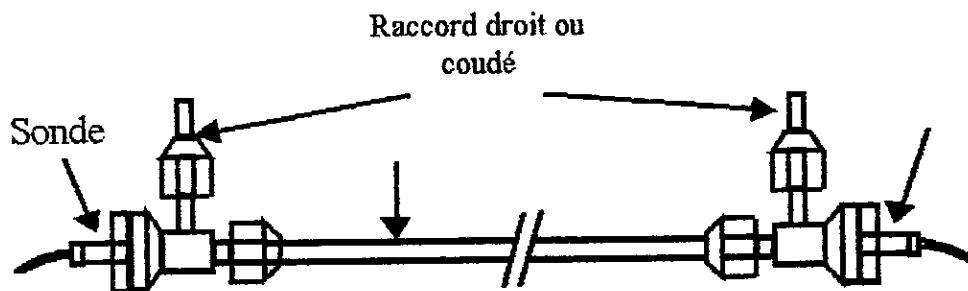


Figure III-12. Manchette de mesure pour faible débit.

La méconnaissance totale du profil de vitesse dans ce cas impose un étalonnage hydraulique.

1- Capteurs externes :

Ce type de capteurs (*clamp-on type*) est appliqué à l'extérieur des conduites. Les ultrasons traversent donc la conduite avant de se propager dans le fluide.

Pour des raisons d'adaptation acoustique cette méthode ne peut être utilisé pour la mesure des débit gazeux.

A l'abri de toutes les égressions dues aux fluide, cette disposition n'en présente pas moins un inconvénient majeur. En effet quelque soit la technique de mesure utilisée, la sensibilité d'un appareil dépend de l'angle θ du faisceau acoustique par rapport à l'axe (*Doppler*) ou de cet angle et de la distance d séparant les point d'émergence du faisceau (figure III-13).

Ces paramètres varient avec la température et la nature du fluide. D'autre part, il n'est plus possible d'utiliser la mesure du temps de parcours moyen pour effectuer la correction de célérité. Les précision atteintes par ces appareils sont de l'ordre de 1% de la pleine échelle, et non de la lecture comme c'est le cas pour les appareils à sondes au contact du fluide.

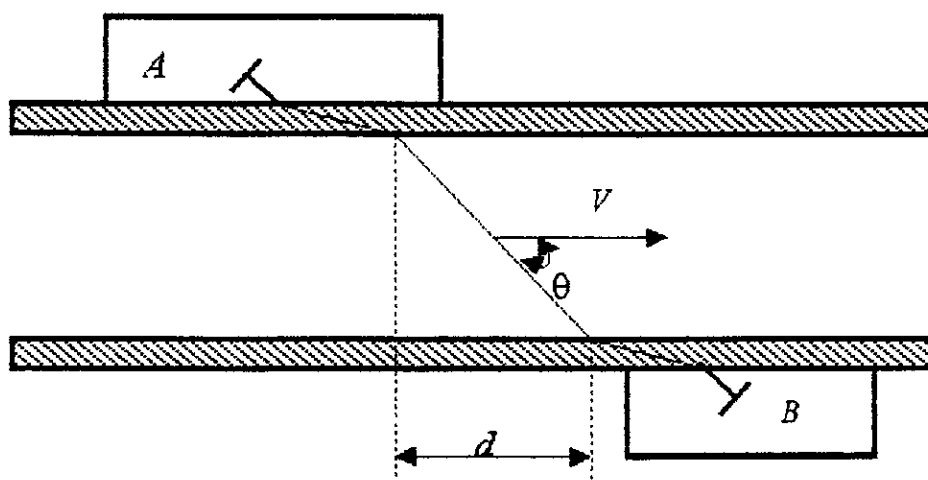


Figure III-13. Mesure par capteurs externes.

Particularité des mesures de débits gazeux

1- Capteurs :

Contrairement aux liquides, milieux dans lesquelles les ultrasons se propagent facilement, les gaz sont absorbants et leur impédances acoustiques sont si basses qu'une très faible partie de l'énergie fournie à la sonde est transmise.

Ainsi, les fréquences utilisées se situent entre 100 et 500 KHz et l'adaptation de la céramique doit être particulièrement soignée (couche en $\lambda/4$).

Malgré ces précautions, quelques limitations d'emploi subsistent.

Elle diminuent lorsque la pression augmente (impédance acoustique plus élevée).

A titre d'exemple, le diamètre maximal permettant une mesure à 1 bar est 100 mm pour des sondes travaillant à une fréquence de 200 KHz. Il peut éteindre 1 m à 30 bar.

2- Techniques de mesures :

La vitesse d'écoulement des gaz dans les conduites est nettement supérieure à celle des liquides (écoulement turbulent). Elle est de l'ordre d'une dizaine de mètres par seconde. Cependant, la célérité du son est 5 fois plus faible.

Pour les gaz chargés, les appareils à effet Doppler sont les mieux adaptés. Compte tenu de la vitesse à mesurer, il faut émettre avec des puissances élevées à une fréquence qui ne présente pas une très forte atténuation mais la précision diminue puisqu'il y aura plus de bruit.

Pour les gaz non chargés, les appareils à temps de transit sont les plus utilisés. Dans ces conditions, la différence de temps à mesurer est 25 à 100 fois plus importante. La technique multicordes appliquée à la mesure des débits gazeux a donné des résultats tout à fait comparables à ceux des meilleurs systèmes actuellement utilisés (0.2 à 0.3 % de précision).

LA MESURE DES DÉBITS DES HYDROCARBURES

Les hydrocarbures sont généralement le gaz et le pétrole. On peut les trouver ensemble formant un mélange très hétérogène avec d'autres phases (eau, sable, bulles d'air, gaz...) formant ce qu'on appelle le pétrole brut. Mais souvent on trouve le gaz, sans le pétrole, avec d'autres éléments formant aussi une phase très hétérogène (eau, sable, bulles d'air,....).

Après l'extraction des hydrocarbures et avant de les envoyer dans les réseaux de transports, ils sont traités afin d'en séparer les différents constituants dans des stations de séparations.

Un réseau qui s'appelle **réseau de culte** s'occupe de transporter le pétrole (gaz) brut à ces stations. Dans ce réseau on contrôle souvent plusieurs grandeurs hydraulique : pression, température, débits afin d'éviter pour des raisons de sécurité et aussi économiques par la mesure des quantités (volume).

Pour la mesure de débit (i.e. quantité ou volume) on utilise plusieurs types d'appareils. Le critère important est de supporter les mauvaises conditions hydrauliques : température élevée, pression élevées, débits élevés. Les débitmètres utilisés sont souvent des Orifices déprimogènes, des rotamètres, des turbines. Le développement de l'électronique surtout dans les deux dernières décennies et par l'emploi des calculateurs a permis d'installer des débitmètres à ultrasons très performants et qui commencent à remplacer les anciens appareils.

Dans le réseau de culte, la technique la plus utilisée est celle par effet Doppler.

Après avoir séparé les différentes phases constituant l'hydrocarbure, le réseau de transport s'occupe de les transporter vers les stations de raffinage et ceci à un état monophasique.

Les quantités circulant doivent être toujours contrôlées : température, pression, débit.

Pour mesurer le débit on utilise les appareils cités auparavant. Pour les débitmètres à ultrasons c'est la technique à temps de transit qui est la plus utilisée à cause de ces excellentes performances métrologiques surtout en utilisant des systèmes multicordes. On trouve aussi des appareils à corrélation mais ils ne sont pas très répandus.

L'ETALONNAGE

Les différents principes de mesure examinés précédemment permettent la mesure de la vitesse moyenne sur la ligne joignant les capteurs, ou la connaissance d'une vitesse en un point de la veine fluide.

Le passage de la vitesse effectivement mesurée à la vitesse moyenne \bar{v} dans la section de la conduite constitue un problème difficile qui peut être résolu de deux manières différentes.

1- Etalonnage hydraulique :

La méthode consiste à comparer le signal de sortie I de l'appareil avec un étalon de débit (appareil plus précis, station d'étalonnage procédant par mesure de volume ou par poids). La caractéristique $I = f(Q)$ constitue la courbe d'étalonnage de l'appareil. Ce dernier ne devra être utilisé que dans des conditions hydrauliques proches des conditions d'étalonnage.

2- Etalonnage théorique :

Un étalonnage hydraulique est toujours une opération coûteuse et longue. Il devient impossible pour des diamètres de conduites importants (2 m par exemple).

La possibilité d'étalonner un débitmètre sans avoir recours à un étalonnage hydraulique constitue donc un avantage important.

On rappelle que la vitesse n'est pas uniforme dans toute la section, la vitesse mesurée V_1 n'est pas égale à la vitesse moyenne \bar{v} . On a coutume d'appeler K le rapport (coefficient) hydraulique :

$$K = \frac{V_1}{\bar{v}} \quad (\text{III-40})$$

(Aller aux figures I-2 et I-3).

1-1 Cas du régime laminaire : - le calcul de l'intégrale plane du profil $v(y)$ donne :

$$V_1 = \frac{1}{2 \cdot R} \cdot \int_{-R}^{+R} V_0 \cdot \left(1 - \frac{y^2}{R^2}\right) \cdot dy = \frac{2}{3} \cdot V_0 \quad (\text{III-41})$$

par intégration dans la section, on obtient :

$$\bar{V} = \frac{1}{\pi \cdot R} \cdot \int_0^R 2 \cdot \pi \cdot y \cdot V_0 \cdot \left(1 - \frac{y^2}{R^2}\right) \cdot dy = \frac{1}{2} \quad (\text{III-42})$$

d'où la valeur du coefficient K :

$$K = \frac{\frac{2}{3} \cdot V_0}{\frac{1}{2} \cdot V_0} = 1,333 \quad (\text{III-43})$$

Dans ce type d'écoulement, la vitesse est, par conséquence, supérieure de 33 % à la vitesse moyenne vraie. Il est donc aisé, connaissant la valeur de V_1 d'en déduire celle de \bar{V} .

1-2 Cas du régime turbulent : - le calcul précédent reconduit sur un profil turbulent, donne :

$$V_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-R}^{+R} V_0 \cdot \left(1 - \frac{y}{R}\right)^{\left[\frac{1}{n}\right]} \cdot dy = V_0 \cdot \frac{n}{n+1} \quad (\text{III-44})$$

et

$$\bar{V} = \int_0^R 2 \cdot \pi \cdot V_0 \cdot y \cdot \left(1 - \frac{y}{R}\right)^{\left(\frac{1}{n}\right)} \cdot dy = V_0 \cdot \frac{2 \cdot n^2}{(2 \cdot n + 1)(n + 1)} \quad (\text{III-45})$$

d'où la valeur de K :

$$K = \frac{2 \cdot n + 1}{2 \cdot n} \quad (\text{III-46})$$

Les formules (I-4) et (III-46) permettent de calculer les valeurs de K en fonction du nombre de Reynolds (figure III-13).

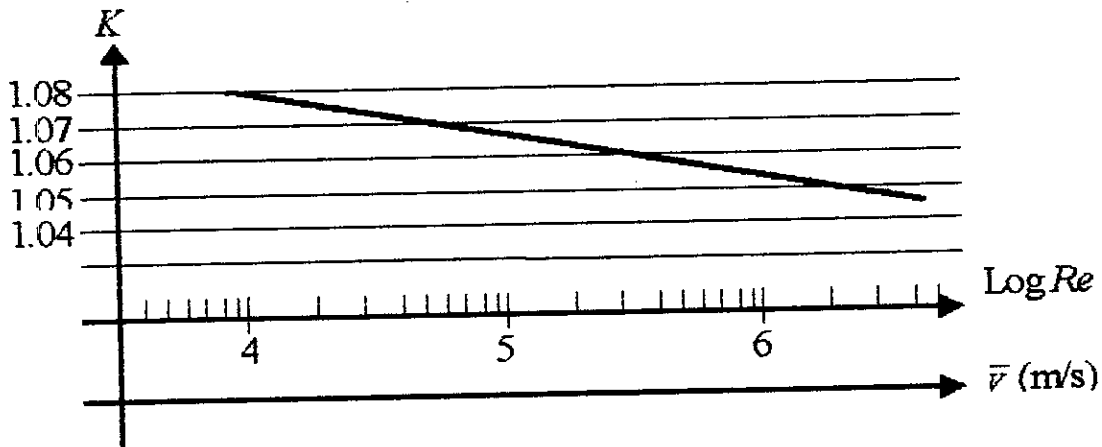


Figure III-13 évolution du coefficient hydraulique K en fonction de la vitesse d'écoulement.

Ainsi, dans le cas d'une conduite de 0.3 m de diamètre, utilisée avec des vitesses comprises entre 0.2 et 4 m/s, le nombre de *Reynolds* passe de $6 \cdot 10^4$ à $1.2 \cdot 10^6$ et le coefficient K de 1.07 à 1.055. Cela signifie que l'application de la mesure V_1 d'un coefficient K constant et égal à 1.06 conduits à une erreur de -0.5% pour $\bar{v} = 4$ m/s. L'erreur due à l'évolution du profil de vitesse reste donc inférieure à $\pm 1\%$ dans une dynamique de mesure de 1 à 20.

L'examen des formules (I-4) et (III-46) laisse supposer que le coefficient K tend vers une limite égale à 1 pour des nombres de *Reynolds* très élevés, par conséquent, le profil de vitesse se rapproche d'une forme carrée. Il faut cependant tenir compte des effets de rugosité de la paroi. Il ressort de ces études qu'il existe au voisinage de la paroi et pour un régime d'écoulement appelé *régime turbulent lisse*, une sous-couche laminaire. Le fluide se comporte comme si la paroi était parfaitement lisse et le coefficient K évolue comme indiqué précédemment. Si, par contre, la rugosité atteint une valeur Z , la sous-couche elle-même devient turbulente (*régime turbulent rugueux*) dès que le nombre de *Reynolds* devient égal à :

$$Re = 19.25 \cdot \left(\frac{D}{Z} \right)^{\left(\frac{8}{7} \right)}$$

la valeur du coefficient K tend alors à se stabiliser vers une limite peu différente de 1 et qui dépend du diamètre de la conduite. On obtient ainsi un réseau de courbe qui permettra le choix du coefficient K à appliquer pour un problème à déterminer. (figure III-13).

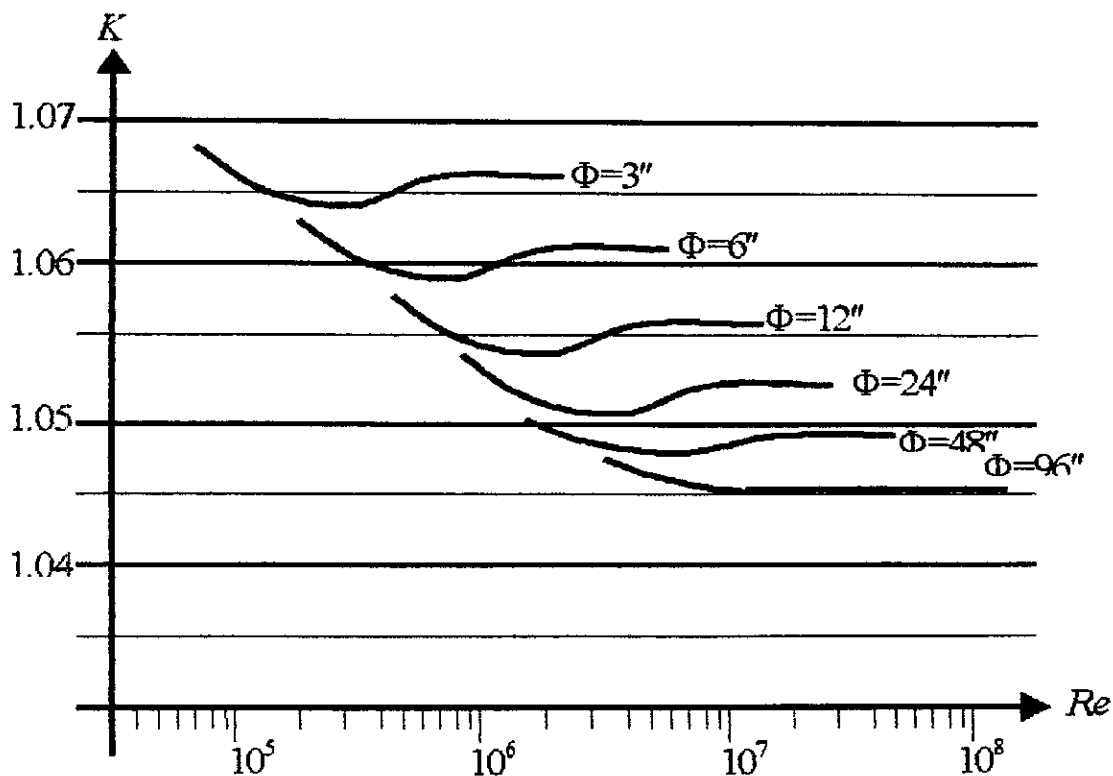


Figure III-13. Evolution du coefficient hydraulique K en fonction de nombre de Reynolds pour une rugosité typique de la paroi 0.04 mm.

L'erreur commise sur le calcul de \bar{v} est ainsi réduite à des valeurs de l'ordre de $\pm 0.5\%$ dans une dynamique de mesure de 1 à 20.

REALISATION DE L'ETALONNAGE

1- Etalonnage théorique :

Il est possible à l'aide d'un *simulateur de débit*, de générer des signaux artificiels, identiques aux signaux acoustique, et de vérifier le fonctionnement et l'étalonnage de la chaîne de mesure. Ces signaux sont soit des impulsions décalées dans le temps d'une quantité connue, soit des trains d'ondes de fréquences et de phase connues.

L'étalonnage se déroule en trois phases :

- mesure des caractéristiques géométriques de la manchette,
- calcul de la différence de temps, de fréquence, ou de phase correspondant au débit maximal, avec application du coefficient K correspondant au nombre de Reynolds qui caractérise cet écoulement.
- simulation du débit à l'aide de signaux artificiels et réglage de la sensibilité, un contrôle de zéro est souvent nécessaire.

Les systèmes utilisant des sondes extérieures à la conduite se prêtent mal à cette technique d'étalonnage, car il est très difficile de connaître avec précision l'inclinaison du faisceau acoustique par rapport à l'axe de la conduite.

2- Étalonnage hydraulique :

L'étalonnage peut bien entendu être réalisé par comparaison avec un autre moyen de mesure plus précis.

Pour les liquides, on procède généralement par mesure de volume (ou de poids) et de temps. Dans les meilleurs cas, la précision atteinte par ce genre de station d'étalonnage est de $\pm 0.1\%$.

Pour les gaz, l'organe de comparaison est en général une turbine, une plaque à orifice ou une tuyère sonique. L'étalonnage primaire de ces dispositifs nécessite la connaissance de la densité du gaz, de sa température, et de sa compressibilité. Les incertitudes sur ces divers paramètres conduisent à des imprécisions du moyen d'étalonnage de l'ordre de $\pm 0.3\%$.

Un étalonnage hydraulique permet donc de tracer une courbe reliant le signal de sortie d'un débitmètre à contrôler au débit vrai. La précision du débitmètre n'est alors caractérisée que par la répétabilité de la mesure.

CRITERES DE PERFORMANCES

1- Précision :

La précision en matière de débitmétrie est, la plupart du temps une notion vague et paradoxalement caractérisée par son imprécision. On parle d'une précision de 1 à 2 % sans dire s'il s'agit d'une erreur relative par rapport à la pleine échelle ou par rapport à la valeur lue, ni ce que recouvre au sens des probabilités le chiffre ainsi avancé.

Il est donc indispensable d'utiliser un langage correspondant à des réalités physiques bien définies. Le plus simple est de respecter la terminologie dans la norme internationale ISO 5168 (1978) *Mesure de débit des fluides. Calcul de l'erreur limitée sur une mesure de débit.*

La qualité d'une mesure de débitmètre s'exprime par un erreur limite et un niveau de confiance. Le choix du niveau de confiance généralement utilisé est de 95 %, cela signifiera que la mesure obtenue a 95 % de probabilité de ne pas s'écarter de la valeur réelle vraie d'une quantité supérieure en plus ou en moins de 0.5 % de la valeur mesurée.

2- Causes d'imprécision :

- *Dispositifs électroniques de mesure* : l'état actuelle de la technologie permet de réaliser des dispositifs dont les performance métrologiques satisfaisantes, à savoir :
 - Précision de mesure du ΔT ou Δf de l'ordre de 0.2 %.
 - Linéarité de la caractéristique $I = f(Q)$: 0.1 %.
 - Stabilité de zéros : 0.1 %.
 - Repetabilité : 0.1%.

L'ensemble de ces caractéristiques conduit donc à une erreur fortuite de l'ensemble électronique de l'ordre de $\pm 0.5\%$. Ce chiffre qui dépend en grande partie du soin apporté au choix des composants électroniques utilisé, peut être abaissé à 0.2 % pour des réalisations de hautes gamme.

- *Imprécisions d'origine hydraulique* : un étalonnage théorique fondé sur l'hypothèse d'un profil de vitesse stabilisé, n'aura de sens que si les conditions hydrauliques sont parfaites.

3- Prix :

Le prix d'une installation de mesure de débit par ultrasons varie en fonction du principe utilisé par le constructeur et des besoins du client.

Les appareils à temps de transit multicordes sont nettement plus cher à ceux monocordes.

Par exemple, si on veut connaître l'existence d'un écoulement ou pas dans une conduite, un seul débitmètre à sonde externes est utilisé avec un prix nettement inférieur à un débitmètres à sondes en contact avec le fluide. Or, dans les stations où se fait l'échange d'hydrocarbures (pétrole ou gaz)entre SONELGAZ et SONATRACH, des débitmètres à sonde fixes sont installés avec un prix 10 fois plus élevé.

Les tableaux 1 et 2 présentés en ANNEXE2 donnent les performance métrologiques et hydrauliques des appareils des principaux concepteurs de débitmètres.

CONCLUSION [4]

Dans ce chapitre nous avons cité les différents débitmètres à ultrasons et expliqué leurs fonctionnement. La documentation disponible nous a permis de mieux connaître les techniques de mesure par temps de transit et par effet Doppler ainsi que leurs caractéristiques métrologiques.

En générale, les débitmètres à ultrasons sont classés suivant différents caractéristiques. La nature du fluide est la plus importante. Le débits des fluides chargés sont mesurables uniquement par effet Doppler. Cette technique n'est pas valable pour la mesure de débits des fluides non chargés. Pour ce type de fluides, on utilise les autres techniques, et selon un cahier de charge. Ils se diffèrent aussi par la technique utilisée, dont il sont reparties en deux :

- 1- *Techniques mesurant un temps* : à temps de transit, à corrélation,
- 2- *Techniques mesurant une fréquence* : à effet Doppler, à fréquence de relaxation, à verrouillage de phase,

Les techniques les plus utilisées sont à effet Doppler et à temps de transit.

Le tableau suivant donne les principaux éléments de comparaison entre ces deux techniques.

	Nature du fluide	Gamme de mesure	Diamètre min et max.	Précision	Erreur de répétabilité
Appareils à temps de transit	Gaz , liquides Non chargés.	0.012 m/s à 12.2 m/s	6.5 mm à 6100 mm	±1% à ±2%	0.2 %
Appareils à effet Doppler	Gaz , liquides Chargés	0.003 m/s à 45 m/s	6 mm à 9000 mm.	±1% et ±2%	0.25 %

Donc, le seul paramètre qui diffère les deux techniques est la nature du fluide. Les autres caractéristiques : pression et température peuvent différer selon la version du même appareil.

Vu que les deux techniques sont utilisables dans la mesure des débits hydrocarbures, la technique qu'on propose à réaliser son électronique est par effet Doppler car c'est la plus facile à mettre en œuvre et dans laquelle en mesure une fréquence. Pour la technique à temps de transit on doit mesurer, deux fois, un temps de parcours entre les sondes. Ceci implique l'utilisation de compteurs et ceci rend le travaille plus compliqué.

CHAPITRE IV

CONCEPTION ET REALISATION DU DISPOSITIF ELECTRONIQUE ASSOCIE

CONCEPTION DES SYSTEMES ELECTRONIQUES ASSOCIES

INTRODUCTION [1]

Le but de ce chapitre est de décrire le fonctionnement du dispositif électronique réalisé pour la mesure du débit des hydrocarbures par effet Doppler.

La synoptique générale du système, figure IV-1, comporte les différents blocs suivants :

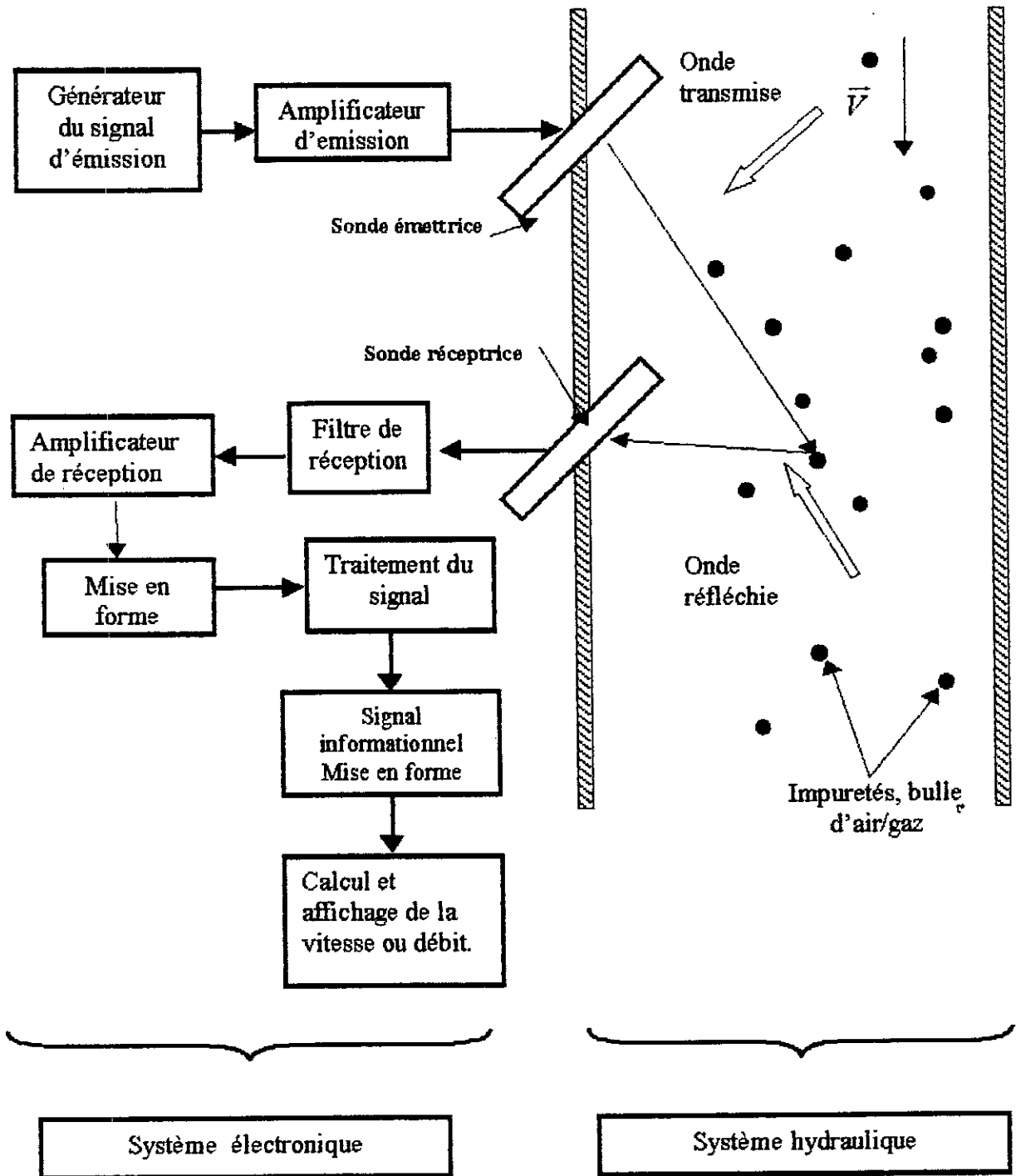


Figure IV-1. Synoptique générale du système.

- le générateur du signal d'émission
- l'amplificateur d'émission

- l'amplificateur de réception
- le circuit de mise en forme
- le circuit de traitement

- le circuit de calcul et d'affichage du débit.

Le signal d'émission, sous forme d'ondes carrées, est amplifié à un niveau adéquat avant d'attaquer le transducteur d'émission ultrasonore qui transformera le signal électrique en ondes ultrasonores.

Après réflexion sur une particule, l'écho fortement atténué, revient vers le transducteur de réception qui le transformera en signal électrique dont l'amplitude est de l'ordre du mV, ensuite il est amplifié et mis en forme avant d'attaquer le circuit de traitement qui détermine la déviation de fréquence entre le signal émis et le signal reçu et d'en déduire la vitesse d'écoulement du fluide.

SYSTEME ELECTRONIQUE

6- L'EMETTEUR [1]

La fonction de l'émetteur est double ; d'une part , élaborer un signal présentant les caractéristiques voulues de fréquences et de répartition dans le temps des impulsions, et d'autres part, réaliser l'adaptation entre cet oscillateur pilote et le transducteur.

6-1 FORME DU SIGNAL D'EMISSION

Le signal d'émission doit nous permettre la mise en œuvre de la technique de mesure choisie, i.e. le méthode de mesure par effet Doppler, le signal à générer devra être émis de façon continu. Ce signal doit aussi être égale à la fréquence de résonance du transducteur afin qu'un maximum d'énergie électrique soit transformer en ultrasons, comme nous l'avons déjà signaler dans le chapitre II.

L'allure du signal à générer apparaît dans la figure IV -2

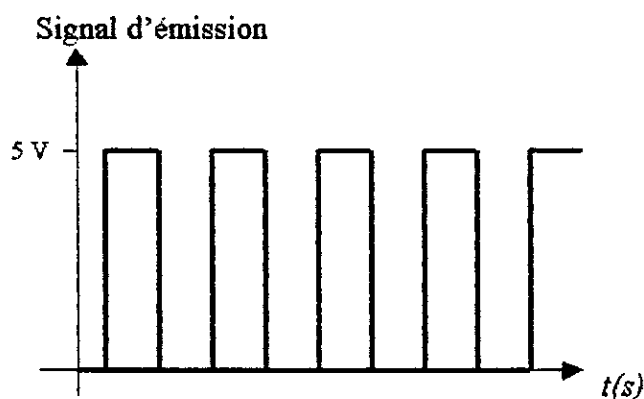


Figure IV -2. Signal d'émission.

Il s'agit d'un signal carré à la fréquence de résonance du transducteur qui est 800 KHz.

6-2 GENERATEUR DU SIGNAL CARRE

Le générateur est en effet un oscillateur délivrant un signal carré à la fréquence de résonance du transducteur utilisé, 800 KHz.

Il est construit autour du circuit intégré 74LS221. Ce circuit intégré comporte deux multivibrateurs monostables dont le brochage et les caractéristiques sont donnés en ANNEXE4. Chaque monostable possède une entrée de déclenchement sur front montant B, et une autre entrée sur front descendant A. La durée de l'impulsion de sortie est fixée par la résistance et le condensateur externes qui déterminent la constante de temps du monostable et qui peut être interrompue par l'entrée de remise à zéros prioritaire. La sortie est aux broches 5 et 13. Pour des valeurs de résistance variant entre 2 K Ω et 100 K Ω , et pour des valeurs de capacité variant entre 10 pF et 10 μ F, la durée de l'impulsion est donnée par la relation :

$$T_M = 0.7 \times R_{EXT} \times C_{EXT}$$

On utilise pour l'effet Doppler une émission continue des ondes ultrasonores, i.e. le signal électrique carré doit être continu.

Pour avoir ceci, l'entrée A de remise à zéros sur front descendant est laissée à l'état haut (+5V). Les deux monostables sont câblés en astable à rapport cyclique égal à 1/2 (forme carrée) comme indiquée dans la figure IV-3.

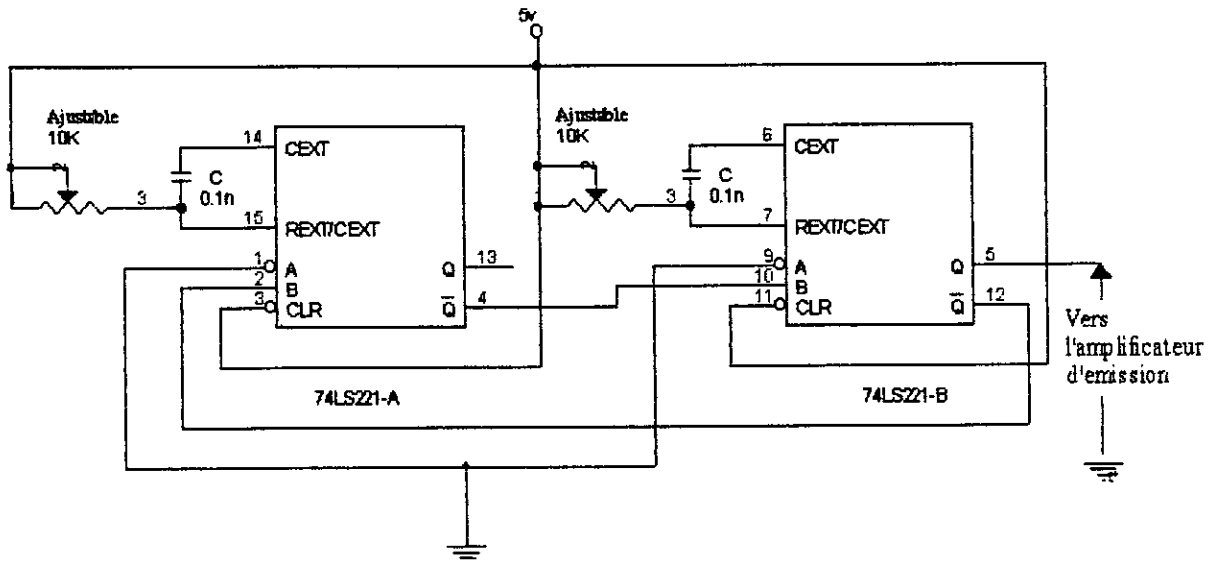


Figure IV-3. Générateur du signal carré.

Le fréquence de cet oscillateur est réglable par deux potentiomètres, P1 et P2, de façon à pouvoir l'ajuster exactement sur la fréquence de résonances du transducteur soit 800 KHz.

On a :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{800 \cdot 10^3} = 1.25 \mu s$$

Donc les durées de l'état haut et de l'état bas doivent être égales à :

$$T_h = T_b = \frac{T}{2} = 0.625 \mu s$$

ce qui correspond à :

$$P1 = P2 = 10 K\Omega.$$

$$C1 = C2 = 0.1 nF.$$

6-3 L'AMPLIFICATEUR D'EMISSION

Etant donné que les ultrasons sont très atténués à la fréquence de 800 KHz, il est donc nécessaire d'attaquer le transducteur avec le maximum de puissance afin que l'amplitude de l'écho soit suffisamment grande pour le détecter. Donc un amplificateur sera inséré entre l'oscillateur et le transducteur, cet amplificateur doit répondre aux critères suivants :

- Etre adapté aux transducteurs, donc avoir une faible impédance de sortie par rapport à l'impédance d'entrée du transducteur.
- Une tension de sortie comprise entre 50V et 100V étant donnée que le fluide sera en mouvement et l'onde ultrasonore est très atténuée.
- Supporter d'importantes pointes de courants en sortie sachant qu'à 100V avec un transducteur dont l'impédance d'entrée de 40Ω , le courant sera de 2.5A.
- Travaille indifféremment à 200 KHz ou 800 KHz.

Vis à vis du front de l'impulsion, on peut considérer que le transducteur se comporte comme la capacité C_0 du schéma équivalent, figure IV -4.

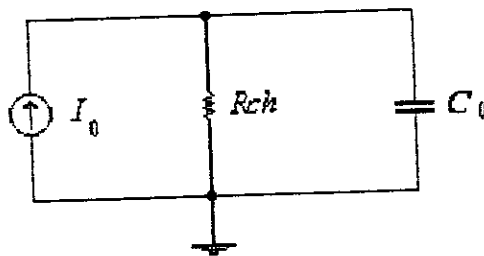


Figure IV -4. Schéma équivalent du transducteur.

On peut alors utiliser soit directement un amplificateur de tension, soit un générateur de courant et une résistance en parallèle sur C_0 .

Nous aurons retenu la deuxième solution, car elle correspond typiquement au schéma de sortie d'un transistor.

La résistance de charge R_{ch} doit avoir une valeur faible, afin que l'impulsion ait un temps de montée négligeable, par rapport à sa durée.

Le courant I_0 doit être élevé pour que V_0 le soit aussi. Cet amplificateur est construit autour d'un transistor MOS-FET de puissance, qui peut délivrer de fort courant avec des performances dynamiques meilleures qu'un transistor BIPOLAIRE.

Les transistors MOS possèdent d'excellentes caractéristiques en commutation, une impédance d'entrée élevée, un gain en courant important et une bonne stabilité thermique.

Le schéma du circuit est donné ci-après (figure IV -5).

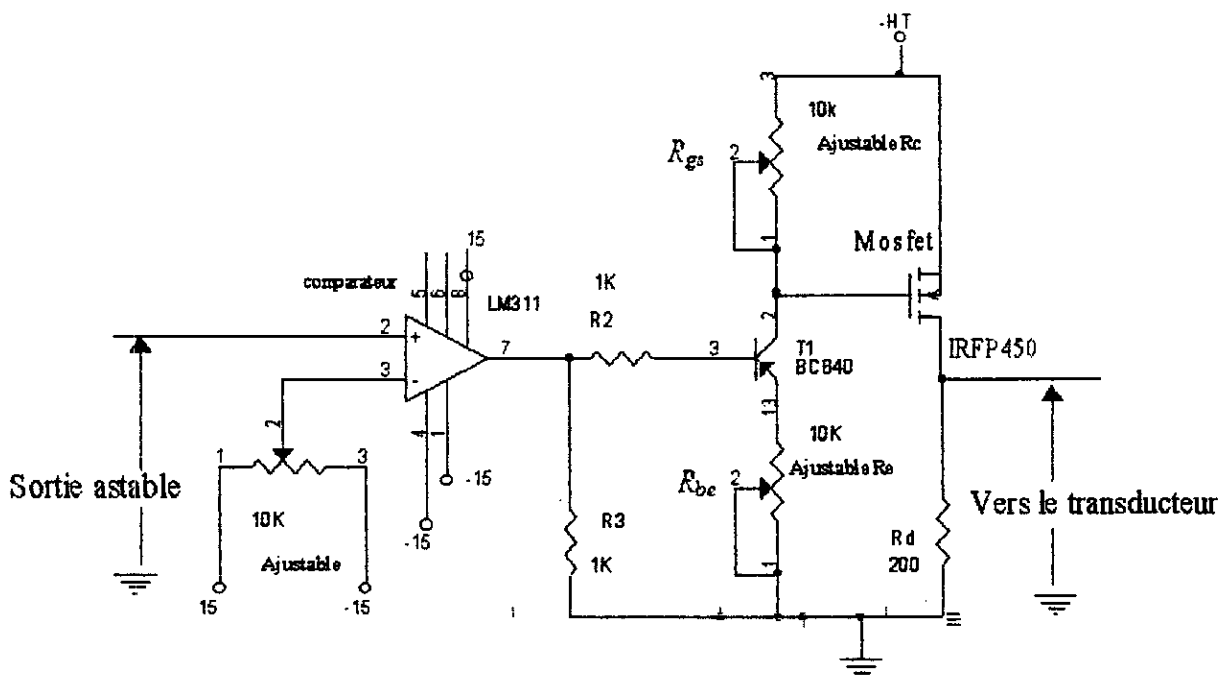


Figure IV -5. Amplificateur d'émission.

Nous allons expliquer son fonctionnement :

- le générateur d'émission, précédemment décrit, génère des impulsions carrées d'amplitude 5V environ.
- Le comparateur, un LM311, inverse le signal issu de l'oscillateur tout en augmentant son amplitude à -15V. Ce comparateur comprend une sortie à collecteur ouvert (7) pouvant délivrer un courant de 50 mA. (figure IV -5).
- Le transistor haute tension T₂ : BC 640 ($V_{ce\max}=100\text{ V}$, $I_{c\max}=1\text{ A}$) fonctionne en bloqué -conducteur :
 - Lorsque T₁ est bloqué, T₂ est bloqué.
 - Lorsque T₁ est saturé, T₂ fonctionne en générateur de courant variable :

$$I_{T2} \cong \frac{HT}{R_{gs} + R_{bc}}$$

- à travers R_{gs} et R_{bc} , ce courant qui doit être assez grand et $< 1\text{ A}$ ($I_{c\max}$ de T₁) fixe la tension de commande V_{gs} du MOS ; la valeur minimale de I_{MOS} correspond à une valeur V_{gs} égale au seuil V_T du MOS.
- Lorsque T₁ conduit, le MOS fournit un courant donné par la loi :

$$I_{DS} = K \cdot (V_{gs} - V_T) \text{ pour } V_{gs} > V_T$$

$$K \cong 10^{-1}$$

La tension de commande V_{gs} du MOSFET doit être comprise entre 10V et 15V afin d'assurer une bonne commutation. La résistance $R_{gs}+R_{bc}$ doit être assez faible et $> \frac{HT}{1A}$ pour que T₁ commute assez rapidement.

La tension d'alimentation HT du MOS est comprise entre 50v et 100v. L'amplitude des impulsions est réglée par le potentiomètre RT2 : avec HT=80V, on peut atteindre une amplitude de 60V aux bornes du transducteur.

La forme du signal de sortie est donnée en figure IV -6, on remarque qu'on a des impulsions négatives. Ceci est dû au fait que seuls des MOS canal N sont disponibles sur le marché, et d'autre part au fait que les transducteurs piézo-électriques supportent mieux les contraintes de compressions que celles d'élongations.

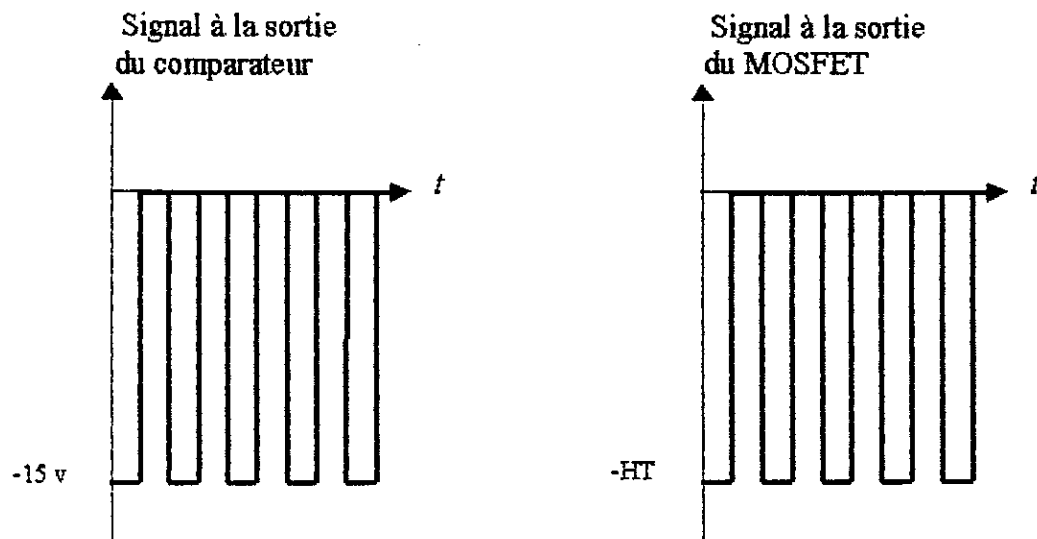


Figure IV -6. Signaux disponibles au niveau de l'amplificateur d'émission.

7- LE RECEPTEUR [1]

Le récepteur doit accomplir les fonctions suivantes :

- détecter le signal réfléchi
- l'amplifier avec un bon rapport *signal/bruit*
- le traiter afin d'en extraire le signal information.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La sonde de réception *B* est suivie d'un filtre passe bande centré sur la fréquence de 800 KHz qui va améliorer le rapport *signal/bruit*, avant d'attaquer l'amplificateur large bande qui doit avoir un gain élevé. Le signal, ainsi filtré et amplifié, est sinusoïdale vu la nature de l'onde ultrasonore. Puis il est mis en forme par un comparateur et un trigger de Schmidt. Après la mise en forme, on réalise le mélange des deux signaux : émis et reçu. Le signal résultant est un signal dont la fréquence est égale à la différence des fréquences des signaux émis et reçu.

7-1 FILTRE DE RECEPTION [9]

Afin d'augmenter le rapport *signal/bruit*, un filtre passe bande à double pont de T (ou amplificateur sélectif) est inséré avant l'amplificateur de réception. Le schéma de ce filtre est donné ci-dessous (figure IV -7) :

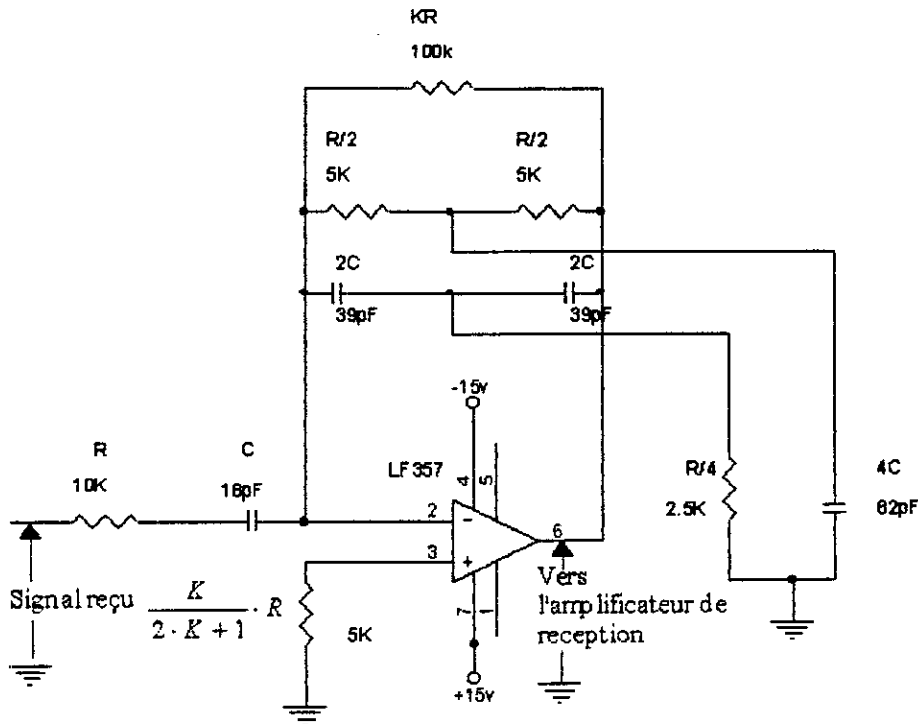


Figure IV -7. Le filtre de réception.

Les avantages de la configuration choisie pour ce filtre sont :

- Impédance d'entrée très élevée
- Basse impédance de sortie
- Possibilité de travailler avec un certain gain
- Un facteur de qualité élevé donc une bonne sélectivité

La fréquence de résonance de ce filtre est donnée par :

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R \cdot C}}$$

et le facteur de qualité est donné par :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \sqrt{K \cdot (K + 1)}$$

avec K est le gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel utilisé, à $f = f_0 = 800$ KHz. L'amplificateur utilisé est la LF 375 de National Semiconductor qui est un amplificateur de précision ayant une bande passante de 20 Mhz, son gain en boucle ouverte à $f = 800$ KHz est de 20 dB = 10.

Pour le calcul des éléments de ce filtre et après plusieurs simulations sur Microsim7.1, on a opté pour les valeurs suivantes :

$R = 10 \text{ K}\Omega$, $R/2 = 5 \text{ K}\Omega$ et $R/4 = 2.5\text{K}\Omega$ (valeurs normalisées).

et

$C = 18 \text{ pF}$, $2C = 39 \text{ pF}$ et $4C = 82 \text{ pF}$. (Valeurs normalisées).

Les résultats pratiques de ce filtre sont satisfaisantes.

Notons qu'en utilisant des amplificateurs opérationnel à bande passantes plus large et ayants des gain en boucle ouverte, à 800 KHz, supérieurs à 10 (et ≤ 40) comme le OPA-37 de HARRIS, améliorent nettement le facteur de qualité et le rapport S/N de ce filtre.

7-2 L'AMPLIFICATEUR DE RECEPTION [1]

Cet amplificateur doit présenter un produit gain \times bande passante important en raison de l'atténuation rapide des ondes ultrasonores (en $1/d^2$) du signal émis ; sachant que le signal reçu est de quelques mV d'amplitude.

En plus du gain l'amplificateur doit avoir :

- une impédance d'entrée très élevée pour ne pas charger l'étage de filtrage précédant
- et être à faible bruit

Le circuit amplificateur adopté est le suivant (figure IV -8):

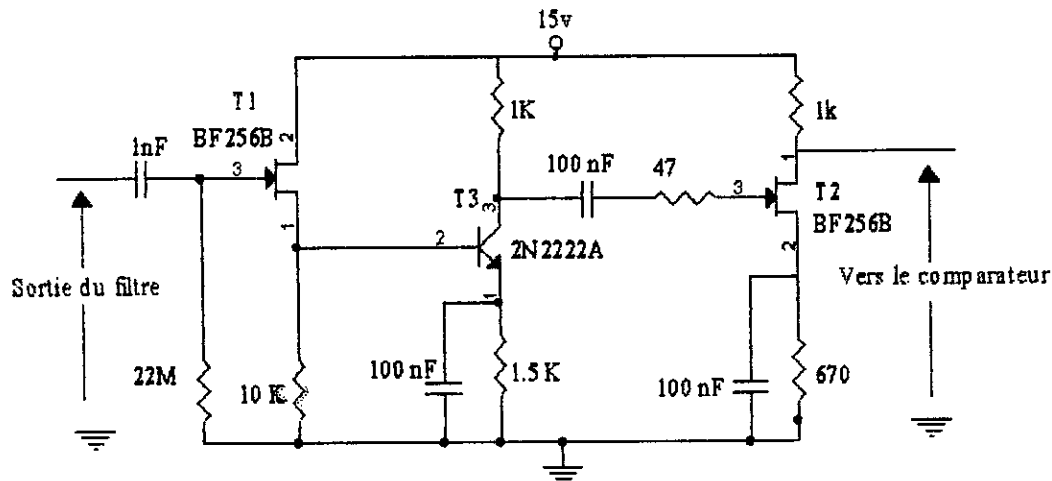


Figure IV -8. L'amplificateur de réception.

Il s'agit d'en effet de deux amplificateurs mis en cascade. Le premier est un transistor bipolaire (2N2222) monté en émetteur commun et piloté par un JFET (BF256) monté en drain commun (adaptateur d'impédances). On a choisi cette configuration en raison de la forte impédance d'entrée des transistors à effet de champ et des bonnes caractéristiques d'amplification des transistors bipolaire, deux propriétés qui se complètent.

La bande passante de cet étage est de 20 Mhz, son gain en tension est de 200 dB, et présente une impédance d'entrée de l'ordre de $10^{10} \Omega$.

Le deuxième étage est un montage en source commune construit autour du même JFET (BF256) et dont l'impédance d'entrée élevée permet sa mise en cascade avec la premier étage et assure l'adaptation entre l'ampli et l'étage de mise en forme. Son gain en tension est de 3 dB.

Le gain totale de l'ampli est de 203 dB (soit un gain d'environ 125). Le gain a été volontairement limité à cette valeur, car au delà, le rapport signal sur bruit se détériore de façon notable en gênant ainsi la mise en forme qui suit l'amplification.

Notons que si on disposait de composants de valeurs comme les OPA-111, qui peut détecter de courants de l'ordre du μA , on aurait pas besoin d'amplifier le signal après filtrage.

7-3 LA MISE EN FORME

Un ampli opérationnel, un LM311, monté en comparateur de tension suit immédiatement l'amplificateur, le niveau de tension de référence est réglable par un ajustable multitours. Ce niveau réglable nous permet de choisir le seuil de commutation afin d'éliminer les échos parasites et donc avoir une certaine immunité au bruit. Le schéma de ce comparateur est donné ci-dessous, ainsi que sa fonction de transfert (figure IV -9).

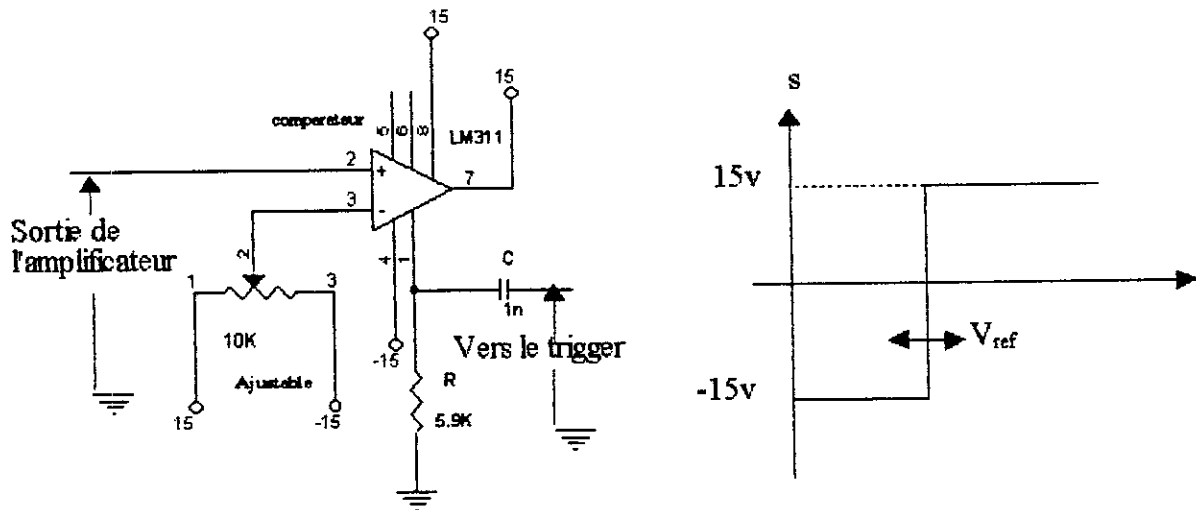


Figure IV -9. Le comparateur de tension et sa fonction de transfert.

La sortie du comparateur attaque un trigger de Schmidt intégré qui est le CD4093 pour avoir un signal carré d'amplitude 5v identique au signal délivré par l'astable 74LS221 (figure IV -10).

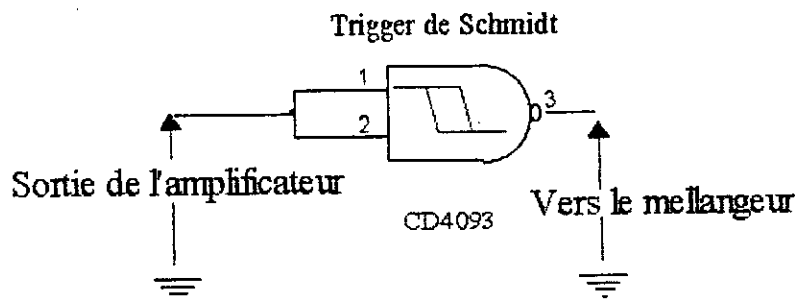


Figure IV -10. Le trigger de Schmidt utilisé.

8 - LE TRAITEMENT DU SIGNAL [8][11][15]

Cet étage nous permet d'extraire le signal qui représente la vitesse d'écoulement du fluide, à partir des deux signaux : émis et reçu.

Le traitement du signal ici consiste à mélanger les deux signaux, donc réaliser un battement de fréquence, entre le signal d'émission et le signal de réception.

Cette opération est une multiplication scalaire :

$$S(t) = S(t)_e \times S_r(t) = S_{BF}(t) + S_{HF}(t)$$

Le signal $S(t)$ étant la sortie du mélangeur.

Son spectre de fréquence contient deux composantes : HF et BF tel que :

$S_{BF}(t)$ a une fréquence égale à $|fR - fE|$

$S_{HF}(t)$ a une fréquence égale à $|fR + fE|$

Le signal porteur de l'information sur le débit est $S_{BF}(t)$.

Les mélangeurs classiques réalisent cette opération, battement de fréquence, de manière précédente (multiplication scalaire) comme la MC1495/1496 de Motorola et le AD632/633 d'Analog devices avec des prix plus élevés (MC1495/1496 coûte 600 DA, le AD632/633 coûte 2300 DA). En utilisant ces circuits, il faut les faire suivre d'un filtre passe bas actif d'ordre >4 pour pouvoir éliminer la composante HF. Cependant, ces filtres nécessitent plusieurs amplificateurs opérationnels ce qui complique leurs mis en œuvre si on asseye plusieurs fréquences de cassures.

La recherche bibliographique nous a conduit à un montage mélangeur qui nous permet d'extraire $S_{BF}(t)$ directement, et il est représenté ci-dessous (figure IV -11).

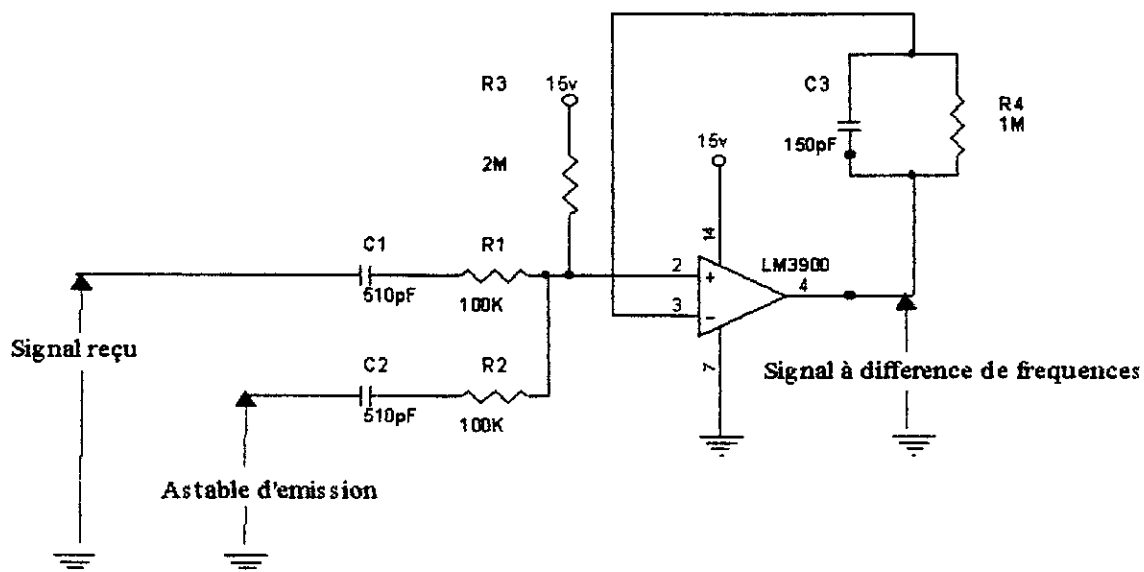


Figure IV -11. Le mélangeur.

Le mélangeur à base de l'amplificateur opérationnel LM3900 donne directement le signal $S_{BF}(t)$ en ajoutant un filtre RC à la sortie, mais avec une composante HF qui module $S_{BF}(t)$ dont il est à la sortie de faible amplitude surtout aux voisinage de quelques centaines de hertz. Les valeurs des résistances et des condensateurs sont données par le fabricant (*National Semiconductor*) et ils ont pour valeurs :

$R1 = R2 = 100 \text{ K}\Omega$, $R3 = 2 \text{ M}\Omega$, $R4 = 1 \text{ M}\Omega$ et $C1 = C2 = 510 \text{ pF}$, $C3 = 150 \text{ pF}$.

L'explication du fonction de ce montage se trouve dans une note d'application AN-72 de *National Semiconductor* qui s'intitule : **The LM3900 : A New Current-Differencing Quad of \pm Input Amplifiers.**[15]

Nous avons besoin du schéma électrique de cet amplificateur opérationnel pour comprendre son fonctionnement (figure IV -12).

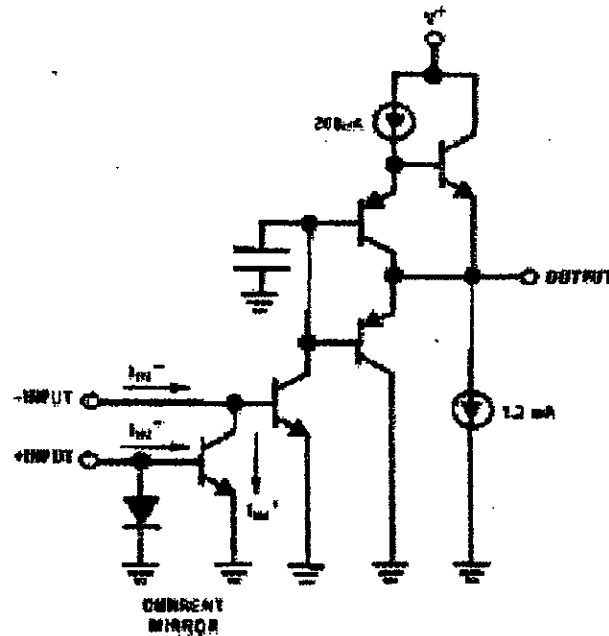


Figure IV -12. Schéma électrique du LM3900

Le LM3900 se différencie des ampli-op conventionnels de la propriété suivante : Au lieu d'utiliser un amplificateur différentiel, à transistor, standard ; l'entrée non-inverseuse a été réalisée par une miroir de courant pour produire (en miroir) le courant de l'entrée non-inverseuse par rapport à la masse puis d'extraire ce courant de celui à l'entrée inverseuse. Dans ce cas, on a un ampli différentiel de courant au lieu d'un ampli différentiel de tension dans les ampli-op conventionnels et c'est cette dernière qui représente la particularité du LM3900. La diode qui existe à l'entrée +INPUT peut être utilisée dans des applications nonlinéaires (traitement du signal). Les deux signaux sont injectés dans +IN (soit $S_1(f_1)$ et $S_2(f_2)$) tel que l'amplitude de l'un doit être largement supérieure à l'autre ($V_1 \gg V_2$). Dans ce cas, S_1 (courant I_2) jouera comme oscillateur locale. L'addition de S_2 (courant I_2) et de S_1 permet de réaliser une multiplication scalaire au niveau de la diode d'entrée. Le filtre RC de sortie joue le rôle d'un filtre passe bas, ainsi on aura un signal de sortie ayant une fréquence f égale à $f_1 - f_2$. Pour éliminer cette composante HF qui détériore le signal BF, surtout au voisinage de quelques centaines de Hertz, on fait suivre le mélangeur par un filtre passe bas du deuxième ordre (Figure IV -13)[9], de fréquence f_c de cassure égale à 50 KHz.

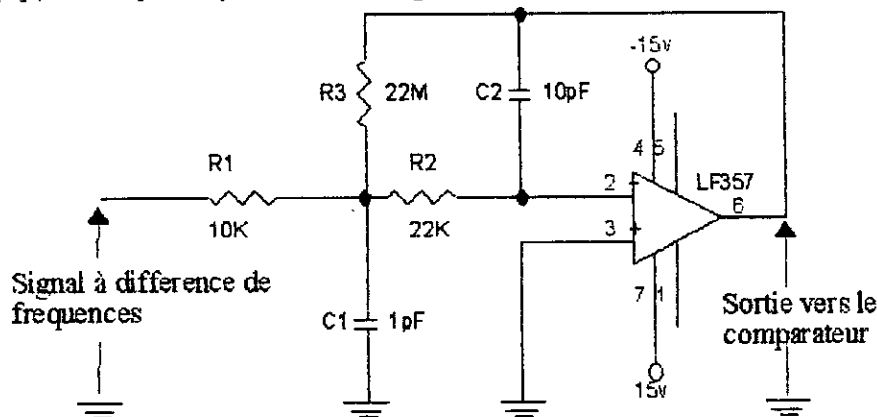


Figure IV -13. Le filtre passe bas.

La fonction de transfert de ce filtre est :

$$F(p) = \frac{-1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot p + \left(R_1 + R_3 + \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2} \right) \cdot C \cdot p + \frac{R_1}{R_2}}$$

Sa fréquence de cassure est égale à :

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

Le gain à cette fréquence est égale à :

$$|F(\omega_c)| = \left| \frac{R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} \cdot \sqrt{R_2 \cdot R \cdot C_1} \right|$$

le coefficient de surtension est égale à :

$$Q = \frac{1}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} \cdot \sqrt{\frac{R_1^2 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1}{C_2}}$$

Le gain en basses fréquences est égale à :

$$|F(0)| = \frac{R_3}{R_1}$$

La fréquence de cassure 50 Khz est choisie de telle manière qu'elle soit :

$$f_R \cdot f_E < f_c < f_R + f_c$$

Ce choix a été maintenu après plusieurs changements de fréquences f_c (100 Khz, 25 Khz, 12.5 Khz, 6.25 Khz), puisqu'il a donné le meilleur résultat. [11]

Les valeurs des résistances et des capacités sont :

$R_1 = 10K$, $R_2 = 22K$ et $R_3 = 1M$ (ou supérieure 10M, 20M),

et

$C_1 = 1pF$ et $C_2 = 10pF$ (normalisée).

L'amplificateur opérationnel utilisé est le **LF357** à cause de ces bonnes caractéristiques (faible bruit, de précision, impédance d'entrée très élevée).

Le signal de sortie du filtre est ensuite mis en forme par un comparateur dont le schéma est le même que le précédent (à la réception, après l'amplification) sauf qu'il est à 5v au lieu de 15v (figure IV -14).

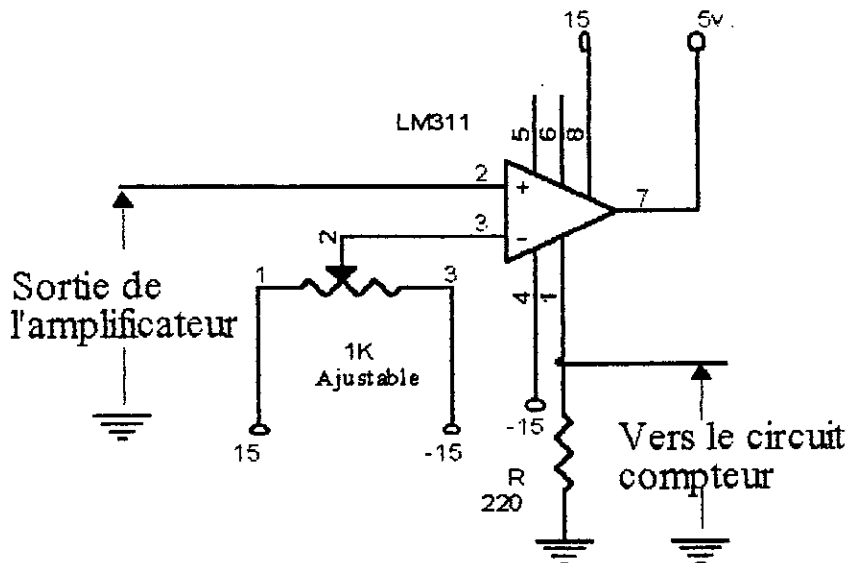


Figure IV -14. Le mise en forme du signal de différence.

Le signal de sortie est un signal carré de fréquence f proportionnel à la vitesse d'écoulement du fluide, dont la relation est :

$$\Delta f = |f_1 - f_0| = \frac{2 \cdot \bar{V} \cdot f_0 \cdot \cos \theta}{C}$$

Sachant que le banc de mesure qu'on propose à utiliser l'eau mélangé avec des impuretés comme le fluide qu'on veut mesurer sa vitesse d'écoulement. Si, par exemple, on suppose que $C_{eau} = 1450 \text{ m/s}$ et $\cos \theta = 0.7$ ($\theta = 45^\circ$) et sachant que $f_0 = 800 \text{ KHz}$ la vitesse d'écoulement s'écrira en fonction de Δf :

$$\bar{V} = \frac{1}{193} \cdot \Delta f \text{ m/s}$$

9- LE CIRCUIT DE COMPTAGE [18][19][20]

Le circuit compteur doit accomplir 2 fonctions :

- 1- Mesurer/calculer la vitesse.
- 2- Afficher la valeur de la vitesse.

Il existe des instrument de mesure : tachymètres, qui réalisent les deux fonctions mais se sont des instruments du type mécanique. Le compteur qu'on doit réaliser est entièrement électronique.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédant, la vitesse moyenne d'écoulement \bar{V} dans les appareils à effet Doppler s'écrit comme suit :

$$\Delta f = |f_1 - f_0| = \frac{2 \cdot \bar{V} \cdot f_0 \cdot \cos \theta}{C}$$

Donc mesurer la vitesse revient à mesurer la fréquence du signal de différence obtenu à la sortie de l'étage mélangeur. La mesure de la fréquence se fait généralement par des compteurs synchrones (ou asynchrones) en comptant le nombre de d'impulsions ou fronts montants (descendants) pendant une seconde. Ainsi , le résultat du comptage est une fréquence.

Cette méthode classique a l'inconvénient d'avoir une précision en hertz , introduire un grand nombre de composants : compteurs (s/as), décodeurs BCD/7 segments, circuits de commande (astables , horloge de comptage) telle que si on veut afficher la fréquence sur 4 chiffres il nous faut :

4 compteurs, 4 décodeurs BCD, 1 horloge de commande. La commande de ces circuit se fait d'une façon matérielle.

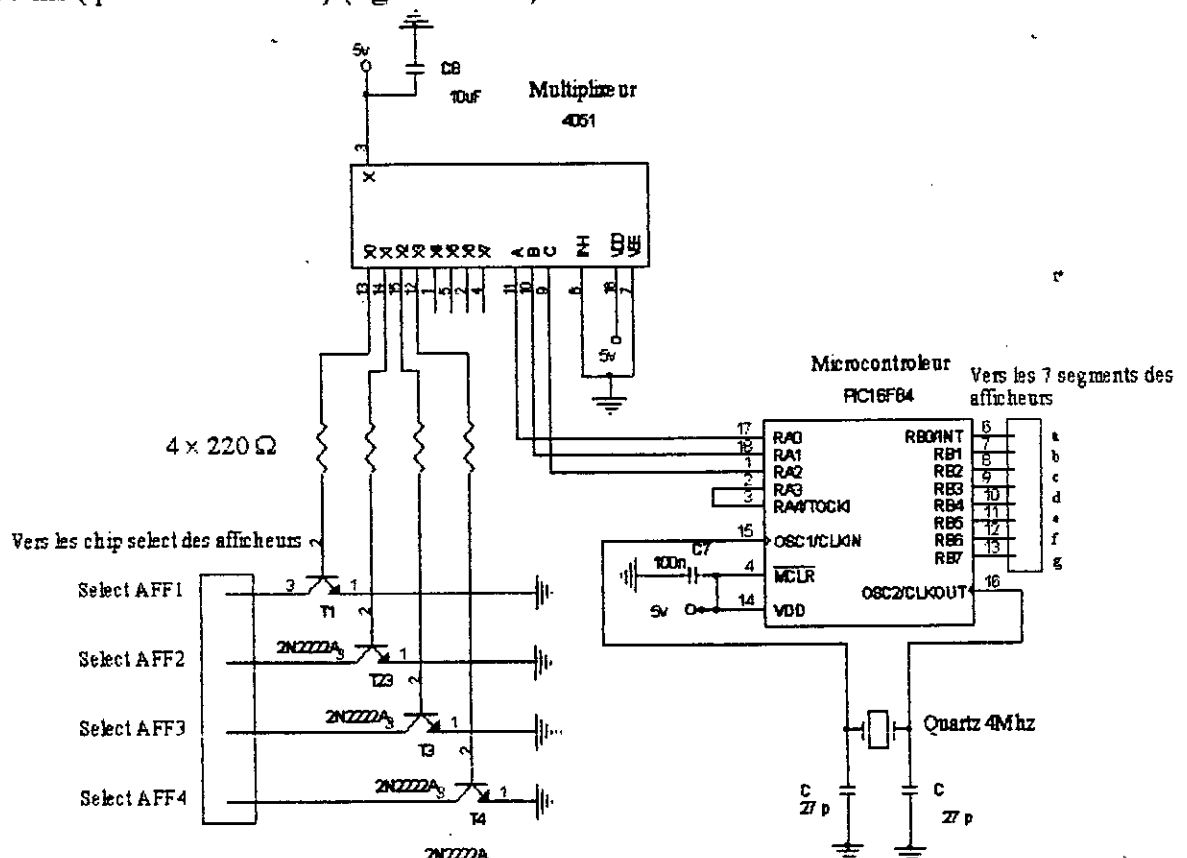
Cependant , il existe d'autres solution de circuits fréquencemètres. Ces fréquencemètres sont réalisés autour de microcontrôleurs. Ils ont comme avantages :

- réduire le nombre de composant.
- Faciliter la commande qui devient logiciel.
- La précision peut atteindre quelques fractions du hertz.

Le fabricant des microcontrôleurs comme **MOTOROLA**, **INTEL**, **MICROCHIP**, proposent des fréquencemètres avec leurs composants comme le **MC68705** de **MOTOROLA**, le **8051** d'**INTEL** et le **PIC16F84** de **MICROCHIP**, et ceci gratuitement dans des notes d'application.

Au premier temps nous avons essayé de réaliser un fréquencemètre à base du μ C **MC68705P3** mais à cause de ces difficulté de programmation et la limitation du stock on a opté pour le **PIC16F84**.

Le recherche sur internet , nous a permis de trouvé un schéma de fréquencemètre à base du **PIC16F84**. Initialement , ce fréquencemètre peut compter de 0 à 35 Mhz en comptant chaque 100000 ms (précision ± 10 Hz) (figure IV -15).



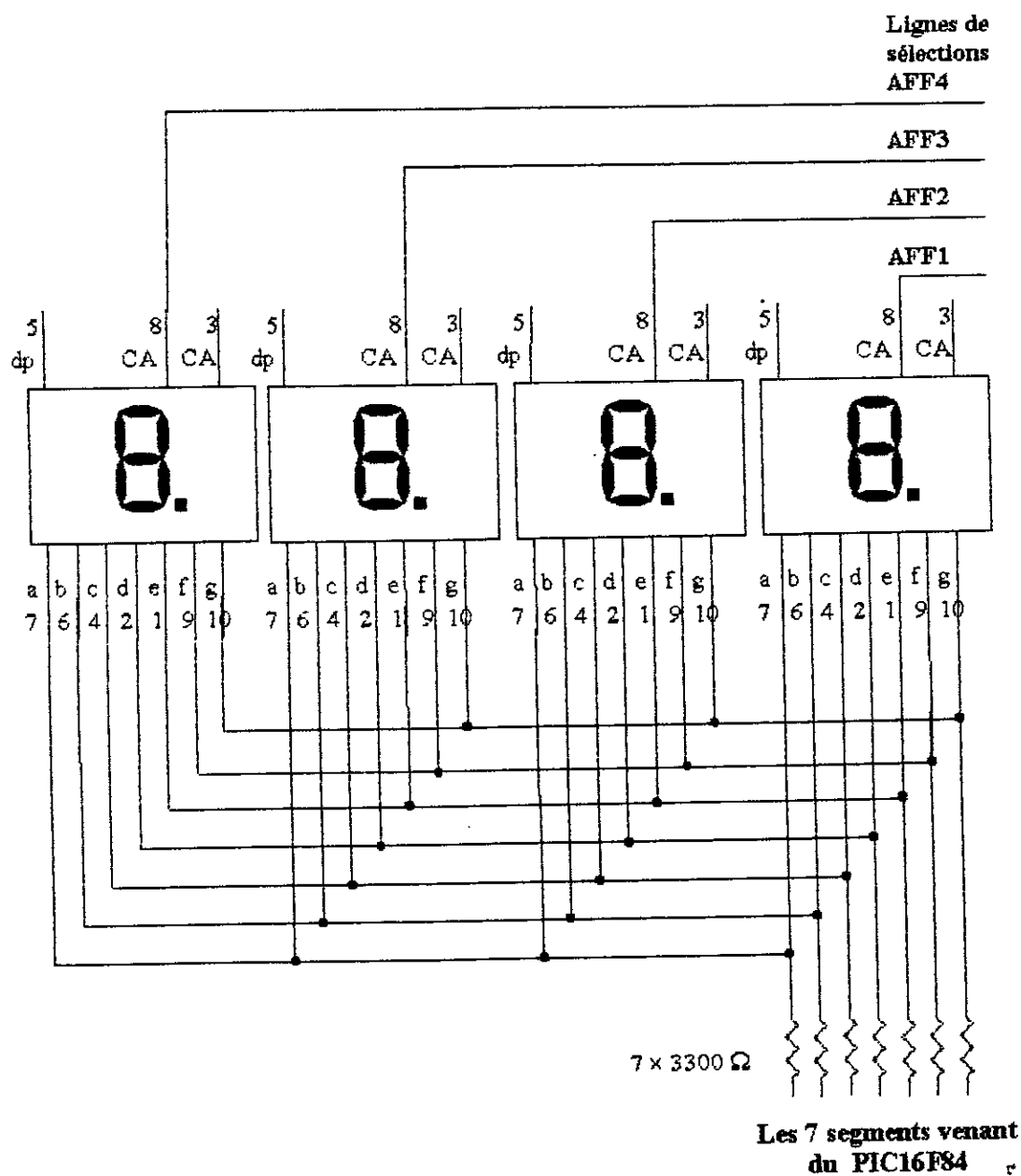


Figure IV -15. Schéma du fréquencemètre et des afficheurs.

Le fonctionnement, la composition et le jeux d'instructions du PIC16F84 sont présentés en ANNEXE2.

Le principe de fonctionnement de ce fréquencemètre, tel qu'il est donné dans le programme, est le suivant :

- 1- Début de la mesure.
- 2- Conversion BCD/7 segments du résultat de comptage.
- 3- Envoie de l'adresse constituant les 7 segment vers le port B.
- 4- Envoie le numéro de l'afficheur vers le port A.
- 5- Tester le timer : s'il y a dépassement incrementer TimerH.
- 6- Incrementer le numéro de l'afficheur ainsi que la valeur correspondante.
- 7- Tester : s'il est < 7 aller à 2.

- 8- Sinon : remise à zéro du numéro des afficheurs et aller à 2.
- 9- Arrêt de la mesure.
- 10- Sauvegarde du résultat du comptage dans des adresses.
- 11- Le conversion en BCD/7 segments.
- 12- Aller à 1.

Autrement dit , le timer du PIC , configuré en entrée, s'incrémente en recevant les fronts montants du signal. En même temps , on crée une temporisation d'une seconde entre le début et la fin de la mesure. Les résultats du comptage sont stockés dans des adresses mémoires temporaires sous forme hexadécimale. Ensuite elles sont ajustées en décimale et stockés sous forme d'une table. On associe après, les chiffres décimaux (unités, centaines, milliers..) à chacun des afficheurs, ce qui nous permet de les sélectionner via un multiplexeur 3 → 8 (c'est le CD4051N).

L'affichage se fait en créant une temporisation égale au nombre des afficheurs et en envoyant à chaque fois un chiffre sur les ports A et B, configurés en sortie , de la manière suivante :

- le port B reçoit un le chiffre en BCD .
- le port A reçoit le numéro de l'afficheur .

Les afficheurs utilisés sont des cathodes communes. Quand l'afficheur est sélectionné la base du transistor correspondant est attaquée par 5v et la cathode de l'afficheur passe à la masse. Ce fréquencemètre mesurait chaque 100000 ms donc une précision de ± 10 Hertz. Notre application nécessite une mesure en Hertz pour plus de précision. L'auteur donne la formule de temporisation pendant laquelle il mesurait (voir ANNEXE3 : Programme du fréquencemètre utilisé).

En mettant :

- T1=173
- T2=3
- T3=126
- Index = 255
- X=3
- Y=3
- Z=3

on a eu une temporisation d'une seconde. Ce qui implique une mesure en Hertz (une précision de ± 1 Hertz).

LE BANC DE MESURE [2]

Après avoir réaliser l'électronique du débitmètre, et la tester au repos (sans écoulement), on doit la tester et l'étalonner pour qu'elle affiche la valeur moyenne vraie de la vitesse d'écoulement. Le procédé d'étalonnage consisté à comparer la valeur mesurée par notre débitmètre à une valeur vraie mesurée par un débitmètre étalon qui est dans notre cas un compteur d'eau domestique.

Pour réaliser cette opération on a mis en œuvre le banc montré ci-dessous (figure IV -16).

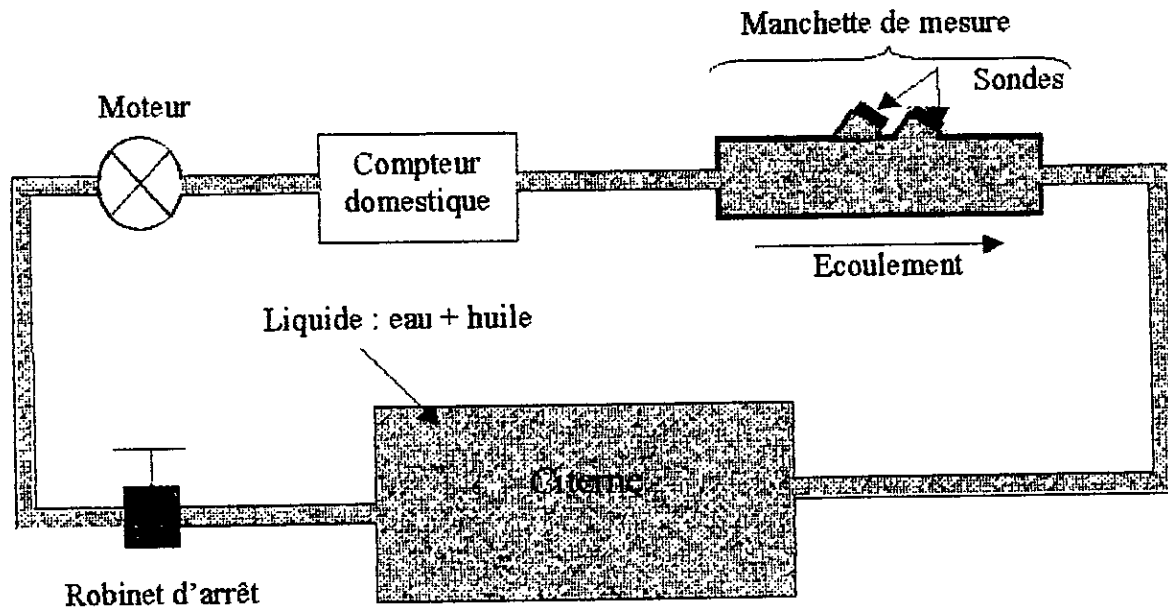


Figure IV -16. Banc de mesure utilisé pour l'étalonnage.

Le moteur sert à produire l'écoulement, c'est un moteur à machine à laver du type **Candia** :

- Alimentation 220 v, 50 Hz.
- Puissance 90 W.

le compteur utilisé est du type domestique disponible chez **L'EPEAL** :

- Diamètres 20/25 mm.
- Débit maximale 2.5 m³/h
- Pression max. 16 bar.

Le débit est varié par un robinet d'arrêt installée sur le circuit hydraulique. Le débit est déterminé sur le compteur domestique en comptant durant un certain temps. On en déduit ensuite la vitesse d'écoulement dans la manchette si on sait que le débit volumique est égale à :

$$Q_v = \bar{V} \cdot S$$

où S est la section de la manchette de mesure.

Pendant les tests et les mesures l'afficheur (de notre circuit compteur) affiche en premier temps une fréquence F pour chaque débit ce qui correspond à une vitesse.

On trace la courbe $\bar{V} = f(F)$ qui doit être linéaire au moins dans certaine valeurs de débit. C'est dans cette gamme qu'on aura la constante hydraulique K qui nous permet en suite de modifier la temporisation du fréquencesmètre pour qu'il affiche une vitesse.

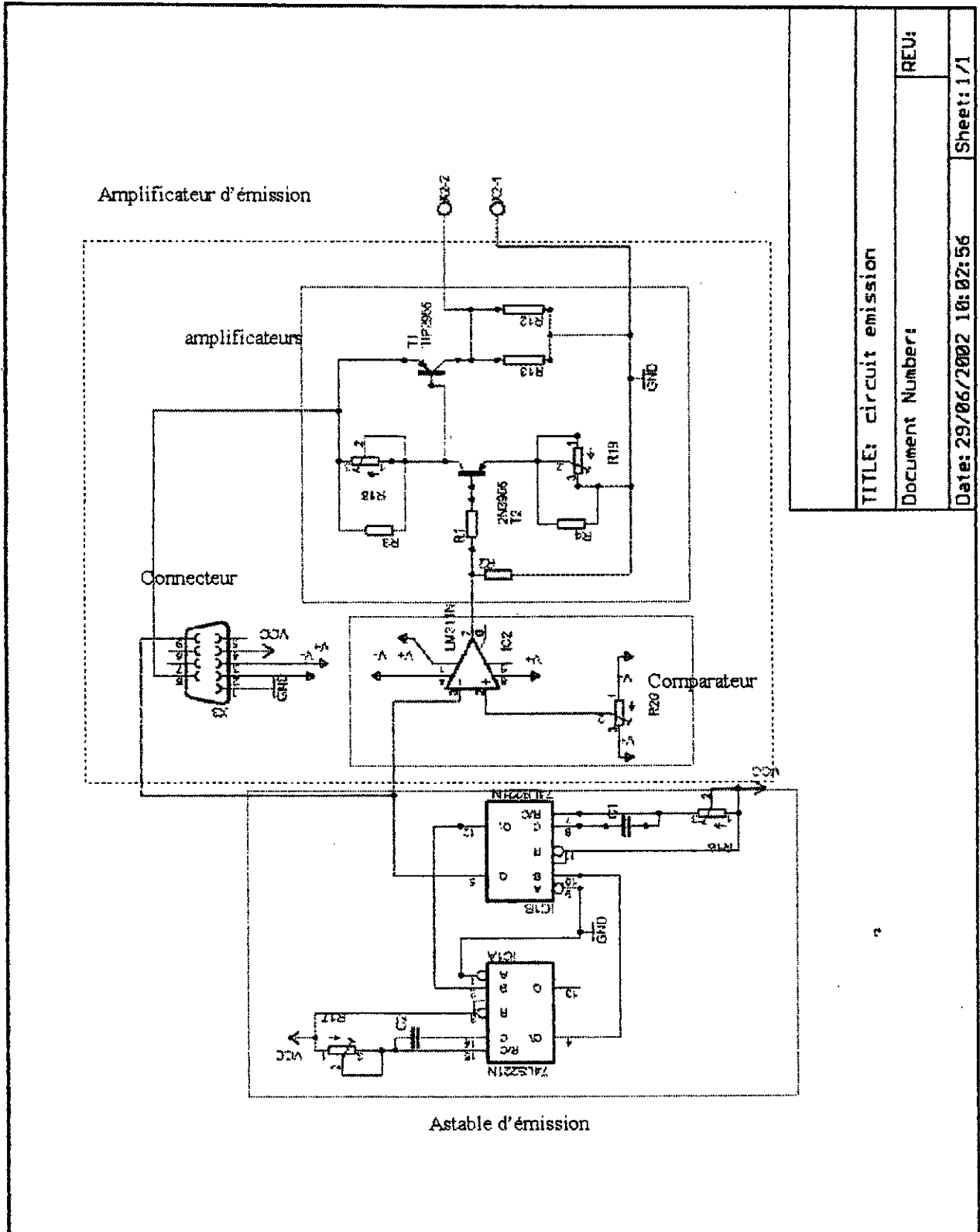
CIRCUITS ELECTRONIQUES REALISES

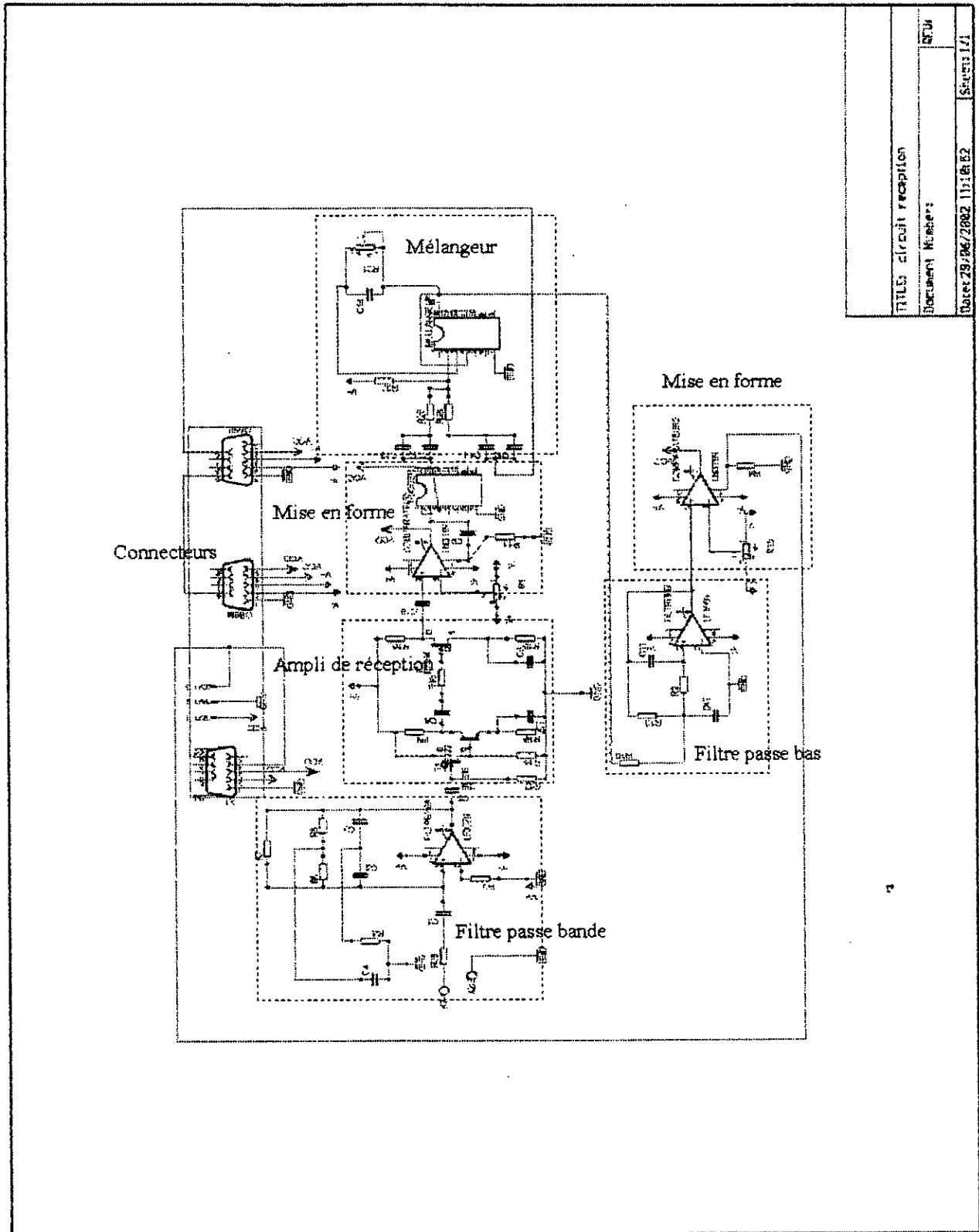
Les circuits imprimés sont réalisées à l'aide du circuit de routage **EAGLE Layout Editor 4.08r2**. Vu la facilité de ce logiciel, et malheureusement sa limitation en surface (pas plus de 100x 80 mm), on a opté de diviser la circuiterie du débitmètre en trois blocs :

- *Le premier bloc est l'émetteur* : l'astable + l'amplificateur d'émission.
- *Le deuxième bloc est le récepteur* : le filtre passe bande + l'amplificateur de réception + la mise en forme + le mélangeur + le filtre passe bas + la mise en forme.
- *Le troisième bloc le compteur* : le fréquencemètre + les afficheurs.

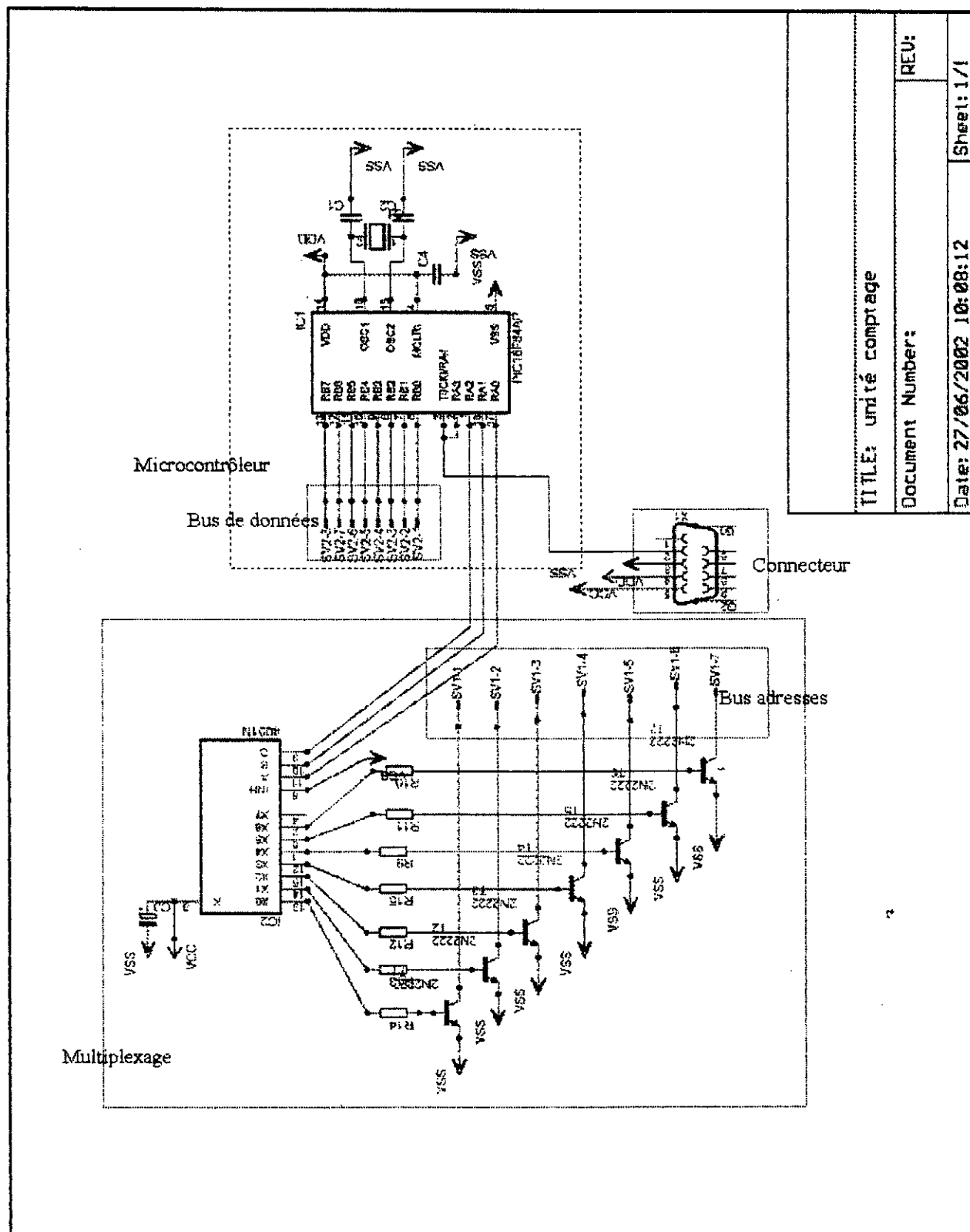
Les différents bloc sont reliés par des connecteurs du type DB9.

Les schémas électroniques finales des différents blocs sont représentés ci-dessous et leurs circuits imprimés sont représentés en ANNEXE6.

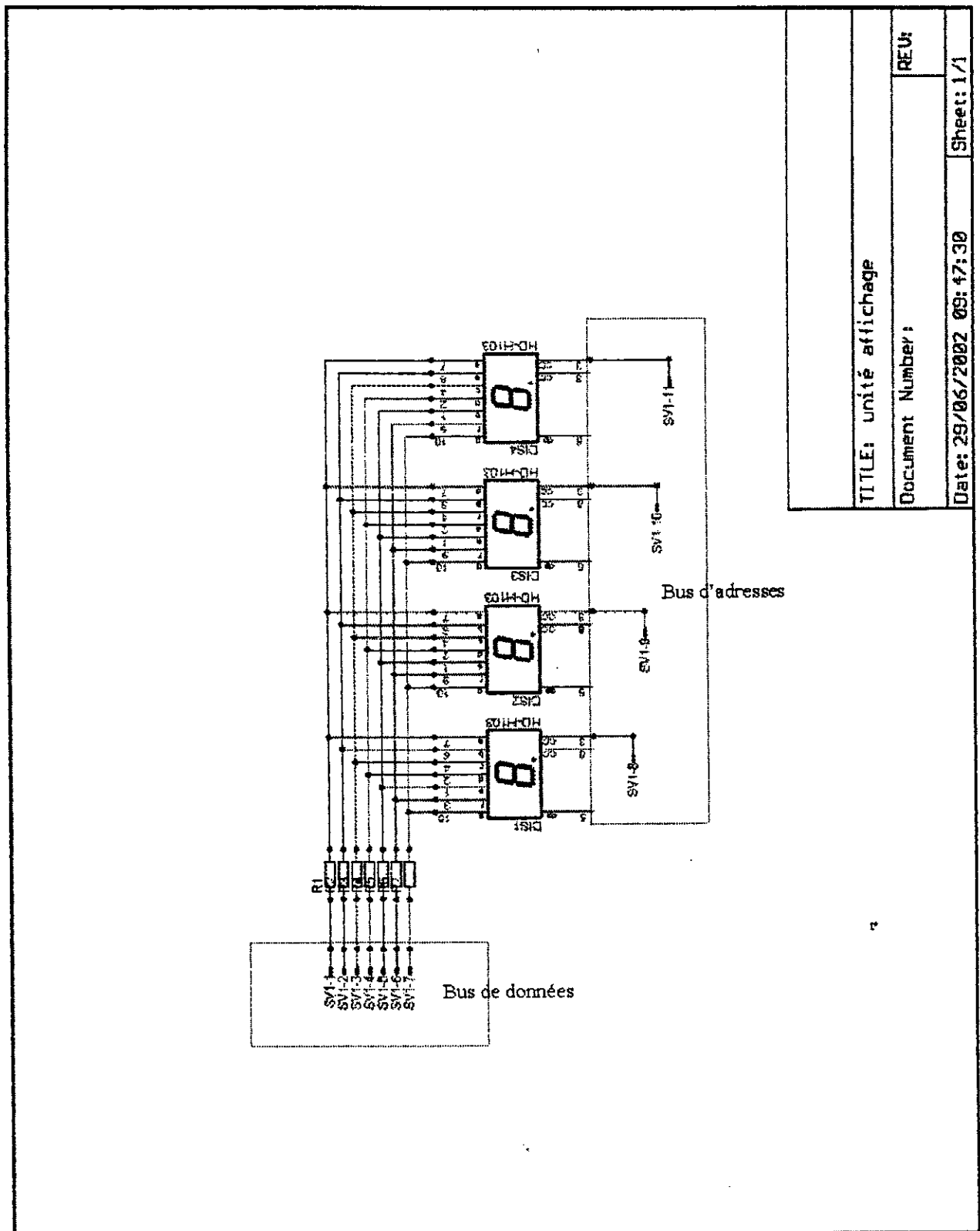




TITLE	circuit reception
Document Number:	RTM
Date:	29/06/2002 11:16:02
Sheet:	1/1



TITLE: unité comptage	
Document Number:	REV:
Date: 27/06/2002 10:08:12	Sheet: 1/1



TITLE: unité affichage

Document Number :

REU:

Date: 29/06/2002 09:47:30

Sheet: 1/1

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans notre projet nous avons conçu et réalisé un système électronique constitué d'un émetteur /récepteur et un compteur à base de microcontrôleur PIC16F84 et ceci pour la mesure de des débits des fluides chargés en utilisant la méthode par effet doppler appliquée avec des sondes ultrasonores.

Le système comporte :

- un émetteur à 800Khz
- un récepteur composé d'un filtre passe bande et ainsi que la mise en forme
- un circuit de traitement pour extraire le signal informationnel
- un compteur pour le calcul et l'affichage du débit

Dans ce projet on a rencontré plusieurs problèmes au niveau de la réception à cause de l'indisponibilité de quelques composants performants.

Les améliorations qu'on peut apporter à ce circuit sont :

- remplacer le LF357 dans le filtre de réception pour avoir plus de sélectivité
- remplacer le LM311 par un autre comparateur plus rapide
- réaliser le bloc mélangeur par microcontrôleur

Ce travail nous a permis d'aborder le domaine de l'instrumentation et de consolider notre connaissances dans l'électronique analogique et numériques.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

Bibliographie

- [1]- **Etude et conception d'un écho sondeur à ultrasons.**
BESSALEM Salim, Projet de fin d'étude, Département d'électronique, ENP 1995.
- [2]- **Les débitmètres à ultrasons.**
François MULTON, Techniques de l'ingénieur, R 2265 .
- [3]- **Les ultrasons.**
Jacques SAPIEL, Techniques de l'ingénieur, E 1910.
- [4]- **Les débitmètres à ultrasons.**
Marie-Pierre Vivarat-Perrain, Revue 'Mesure', N° 683-Mars 1996.
- [5]- **Mesure des quantités.**
Techniques de l'ingénieur, R1420.
- [6]- **Choix d'un débitmètre.**
Claude GAILLDREAU, techniques de l'ingénieur, R2200.
- [7]- **Capteurs et instrumentation industrielle,**
Georges Asch. Edition Dunod, 864 pages - 1998 - 5e édition. Chapitre 12- Capteurs de vitesse, débit, niveau de fluides, pages 535-569.
- [8]- **Pratiques des oscilloscopes.**
Jean Claude REGHINOT- Philippe BECKER. édition Dunod 1984, 368 pages.
- [9]- **Cours et exercices en électronique générale.**
Cours de M.HADDADI. département d'électronique – ENP.
- [10]- **Principes fondamentaux de mesure du débit.**
*ROSEMOUNT. Fischer-Rosemount : Managing the process better.
00816-0103-3031 Révision du 28 Nov. 1997.*
- [11]- **Mesures de très faibles vitesses instantanées par échographie Doppler.**
André DEIBER. Bulletin de l'union des physiciens, N° 798, Vol. 91- Novembre 1997.
- [12]- **Panorama et évolutions récentes dans le domaine de mesure de débit par ultrasons.**
M. FORSTER (CROUZET).
- [13]- **Comptage et métrologie gazière.**
*M. AMEZIANI, First Instrumentation and Petroleum Application Conference,
IMPAC-2000, 23-24 Octobre 2000, Boumerdes.*
- [14]- **Utilisation des ultrasons dans le comptage des débit gazeux.**
*M. Assiakhi, First Instrumentation and Petroleum Application Conference,
IMPAC-2000, 23-24 Octobre 2000, Boumerdes.*
- [15]- Le cite officiel de National Semiconductor www.national.com
- [16]- Le cite officiel de Texas Instrument www.ti.com
- [17]- Le cite officiel de Motorola e-www.motorola.com
- [18]- Le site officiel de Microchip www.microchip.com
- [19]- www.Aurelienr.com
- [20]- La programmation des PICs par BIGONOFF. www.multimania.com/xcotton/electron.

ANNEXE I

LES APPAREILS DE MESURE
DU DEBIT

LES APPAREILS DE MESURE DE DEBIT [10]

1- COMPTEURS VOLUMETRIQUES

Les compteurs volumétriques mesurent le volume écoulé (Q_v) directement, en emprisonnant de façon répétée un volume élémentaire de fluide. Le volume total du liquide traversant le débitmètre pendant un laps de temps donné est le produit du volume élémentaire par le nombre d'emprisonnements. Les compteurs volumétriques totalisent souvent le volume directement sur un compteur intégré, mais ils peuvent également délivrer une sortie à impulsions qui peut être affichée sur un compteur à affichage local ou transmis à une salle de commande. Chaque impulsion représente un volume de fluide distinct, ils conviennent parfaitement au comptage par lots automatiques.

Les compteurs volumétriques sont parfois moins précis que les autres débitmètres, du fait des fuites par les surfaces d'étanchéité internes. Il existe quatre types de compteurs volumétriques courants :

- à piston alternatif : particulièrement pour les liquides coûteux dont la température est $< 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ et la pression $< 3\text{ bar}$. Leur débit max. est de $40\text{ m}^3/\text{h}$. Leur erreur de mesure est d'environ $\pm 0.2\%$.
- à simple piston alternatif : pour les liquides dont la température est $< 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ et la pression est $< 32\text{ bar}$. Les débits mesurables vont de 0.4 à $90\text{ m}^3/\text{h}$ avec une erreur de mesure de $\pm 0.5\%$.
- à roues ovales : pour tout les liquides dont la température est comprise entre $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ et la pression $< 350\text{ bar}$. Les débits mesurables vont de 6 à 600000 L/h avec une erreur de mesure de $\pm 0.5\%$.
- à disque oscillant.
- à rotors à lobes.

2- DEBITMETRES MANOMETRIQUES

Les débitmètres manométriques sont les types de débitmètres les plus fréquemment utilisés pour la mesure des débits de fluides. Ils mesurent le débit du fluide indirectement en engendrant et en mesurant une pression différentielle, en opposant un obstacle à l'écoulement du fluide. La mesure de la pression différentielle peut être convertie en débit volumique, à l'aide de coefficients de conversion reconnus, dépendant du type de débitmètre manométrique utilisé et du diamètre de la conduite.

Les débitmètres manométriques sont en général simples et fiables et leur souplesse d'emploi est supérieure à celle des autres méthodes de mesure du débit. Le débitmètre manométrique comprend presque toujours deux éléments : l'élément primaire et l'élément secondaire. L'élément primaire est placé dans la canalisation pour limiter l'écoulement et engendrer une pression différentielle.

L'élément secondaire mesure la pression différentielle et délivre un affichage ou un signal transmis à un système de commande. Les débitmètres manométriques n'exigent aucun étalonnage en site de l'élément primaire de mesure. L'élément primaire peut être choisi en fonction de sa compatibilité avec le fluide ou l'utilisation spécifique et l'élément secondaire en fonction du type d'affichage ou de transmission des signaux désiré.

Les débits mesurables vont de $0.1\text{ m}^3/\text{h}$ jusqu'à quelques $10^3\text{ m}^3/\text{h}$.

2-1 Diaphragmes

Un diaphragme concentrique constitue le plus simple et le moins coûteux des débitmètres manométriques (Figure A1-1).

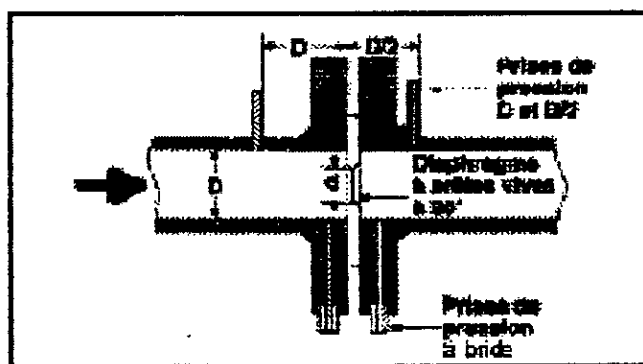


Figure A1-1. Diaphragme mince.

Faisant fonction d'élément primaire, le diaphragme comprime l'écoulement du fluide, ce qui engendre une pression différentielle de part et d'autre du diaphragme. Il en résulte une haute pression en amont et une basse pression en aval, proportionnelle au carré de la vitesse d'écoulement. Un diaphragme engendre habituellement une perte de charge générale supérieure à celle des autres éléments primaires. Ce dispositif a pour avantage pratique de ne pas entraîner une augmentation importante du prix en fonction du diamètre de la conduite.

Ils sont utilisés pour les gaz, liquides, vapeurs ; sur des diamètres de tuyauteries de 50 mm et plus avec une erreur de mesure entre $\pm 2\%$ et $\pm 2.5\%$.

La longueur droite max. appropriée est de $10D$ en amont et $5D$ en aval. La perte de charge est de 70% de pression différentielle produite.

2-2 Tubes de Venturi

Les tubes de *Venturi* engendrent une perte de charge très réduite par rapport aux autres débitmètres manométriques à pression différentielle, mais ils sont également les plus gros et les plus coûteux. Ils fonctionnent en réduisant progressivement le diamètre de la conduite (Figure A1-2) et en mesurant la perte de charge résultante. Une section évasée du débitmètre rétablit ensuite à peu près la pression d'origine de l'écoulement. Comme avec le diaphragme, les mesures de pressions différentielles sont converties en un débit correspondant. Les applications du tube de *Venturi* se limitent en général à celles exigeant une perte de charge réduite et un relevé de haute incertitude. On les utilise beaucoup sur les conduites de grand diamètre, tels ceux utilisés dans les usines de traitement des eaux usées, car leur forme à pente progressive permet aux solides de les traverser.

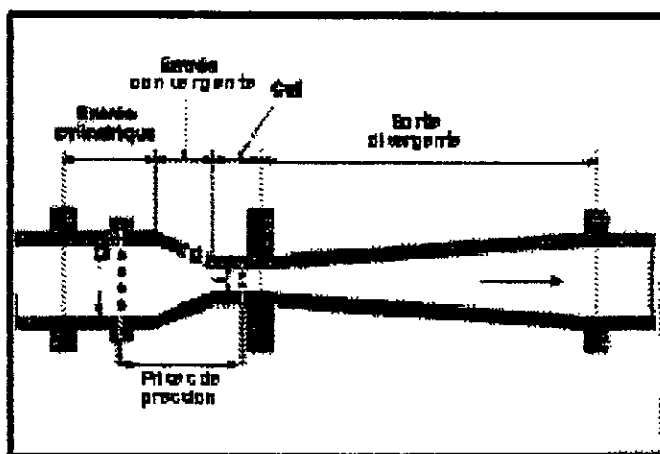


Figure A1-2. Tube de Venturi.

L'erreur de mesure est de 1 à 2% et la perte de charge est de 10%.

2-3 Tuyère

Les tuyères peuvent être considérées comme une variante du tube de *Venturi*. L'orifice de la tuyère constitue un étranglement elliptique de l'écoulement, mais sans section de sortie rétablissant la pression d'origine (Figure A1-3).

Les prises de pression sont situées à environ 1/2 diamètre de la conduite en aval et à 1 diamètre la conduite en amont.

La tuyère constitue un débitmètre à haute vitesse utilisé lorsque les turbulences sont importantes (Nombres de *Reynolds* supérieurs à 50 000), par exemple dans les écoulements de vapeur à haute température.

La perte de charge d'une tuyère se situe entre 30 et 95 %

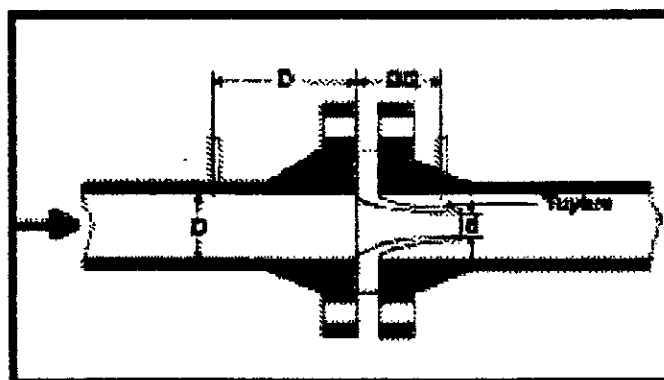


Figure A1-3. Tuyère montée sur la paroi d'une conduite.

2-4 Tubes de Pitot [5][10]

En général, un tube de Pitot d'indication du débit est constitué de deux tubes qui mesurent la pression en des endroits différents à l'intérieur de la conduite. Ces tubes peuvent être montés séparément dans la conduite ou ensemble dans un seul boîtier, constituant un appareil monobloc.

L'un des tubes mesure la pression d'arrêt ou pression dynamique ou totale P_1 (charge de vitesse plus charge potentielle) en un point de l'écoulement. Le second tube mesure uniquement la pression statique (charge potentielle) P_2 , habituellement sur la paroi de la conduite (figure A1-4).

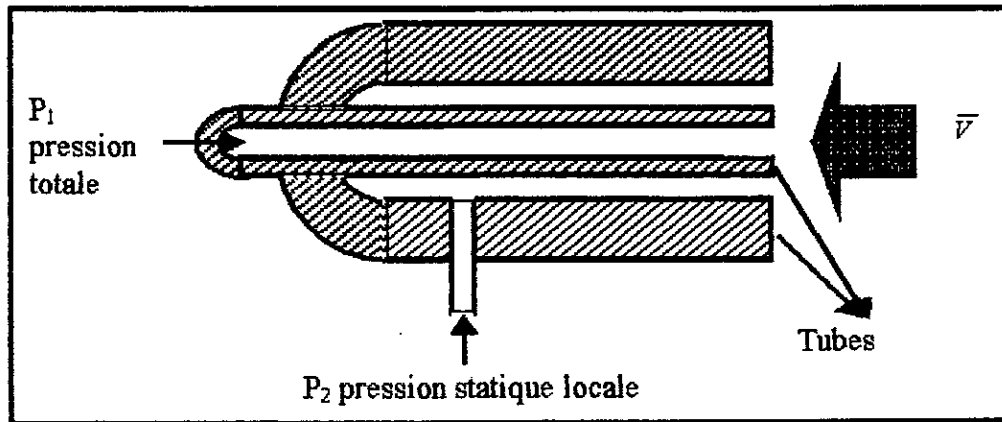


Figure A1-4. Mesure de débit par tube de Pitot.

La pression différentielle mesurée de part et d'autre du tube de Pitot est proportionnelle au carré de la vitesse. Pour monter un tube de Pitot, il faut déterminer le point de vitesse maximum à travers la conduite.

Les tubes de Pitot sont surtout **utilisés pour la mesure des gaz**, la variation de la vitesse d'écoulement entre la moyenne et le centre n'étant pas aussi importante qu'avec les autres fluides. Les tubes de Pitot connaissent des utilisations limitées sur les marchés industriels, car ils sont facilement bouchés par les corps étrangers présents dans le fluide.

Le diamètre minimal de la conduite est de 100 mm. La perte de charge est de 10%.

2-5 Débitmètres à cible

Un débitmètre à cible comprend un disque ou "cible", centré dans une conduite (Figure A1-5). La surface de la cible est placée à 90° par rapport à l'écoulement du fluide. La force exercée par le fluide sur la cible permet une mesure directe du débit de fluide.

Utilisés avec les fluides chargés ou corrosifs, les débitmètres à cible n'exigent aucun raccordement extérieur, joint ou système de purge.

De nombreux paramètres sont cependant nécessaires pour déterminer la taille optimale de la cible et un étalonnage est essentiel au bon fonctionnement.

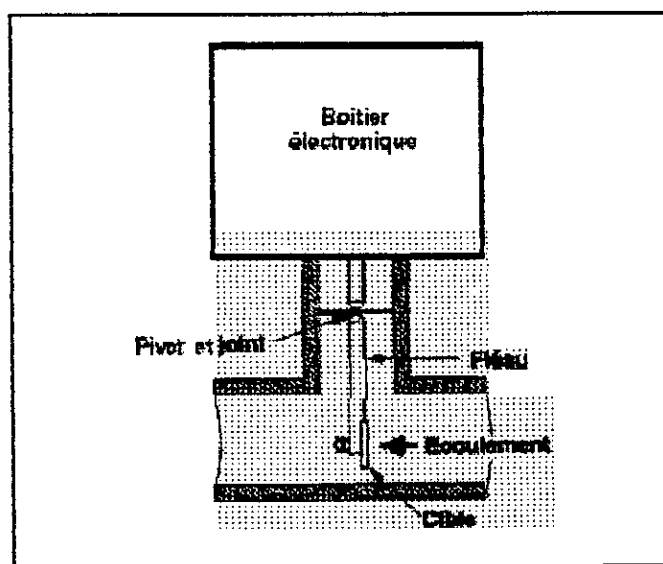


Figure A1-5. Débitmètre à cible.

2-6 Débitmètre à prise coudée

Une prise coudée se réalise en introduisant un tube coudé à 45° dans l'écoulement du fluide. Une prise haute pression est ménagée à l'extérieur du coude et une prise basse pression à l'intérieur du coude. Ceci permet d'obtenir une pression différentielle, proportionnelle au débit. La mesure de la pression différentielle dépend de la force centrifuge du fluide traversant le coude. Il est donc déconseillé d'utiliser les prises coudées avec des gaz, dont la masse volumique est faible. Ceci explique également pourquoi un coude à forte courbure engendre une pression différentielle beaucoup plus élevée qu'un coude à faible courbure. La perte de charge d'une prise coudée n'est pas supérieure à celle du coude. Bien que répétable, la précision d'un débitmètre à prise coudée n'est que de $\pm 5\%$.

2-7 Débitmètre à section variable

Les débitmètres à section variable (également appelés rotamètres) sont habituellement constitués d'un tube en verre conique, disposé verticalement dans l'écoulement du fluide (Figure A1-6). Un flotteur de même diamètre que la base du tube en verre s'élève en fonction de l'ampleur du débit. Le diamètre du tube en verre étant plus important en haut qu'en bas, le flotteur reste en suspension au point où la différence de pression entre les surfaces supérieure et inférieure en équilibre le poids. Dans la plupart des utilisations des rotamètres, le débit est affiché directement sur une échelle graduée, sur le verre. Ces "rotamètres transmetteurs" sont souvent réalisés en acier inoxydable ou autres matériaux permettant de les utiliser avec différents fluides et à des pressions plus élevées. Le diamètre des rotamètres peut aller de 6 mm à plus de 15 cm. La gamme de mesure est de $0.1 \text{ m}^3/\text{h}$ à $10^6 \text{ m}^3/\text{h}$, avec une précision de $\pm 2\%$ et une pression de service maximale de 20 bar, pour les modèles en verre.

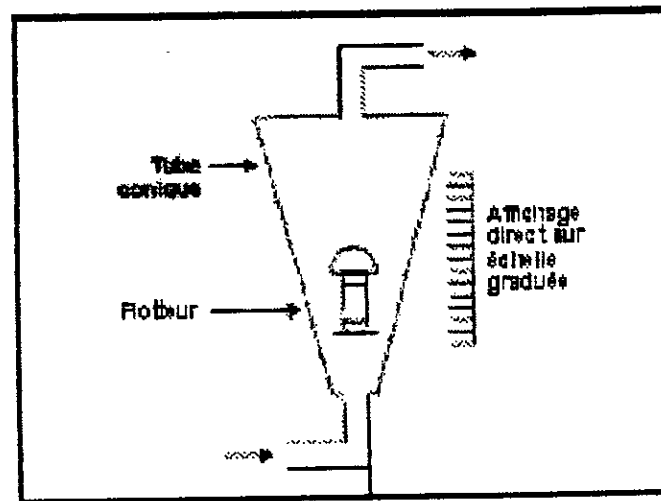


Figure A1-6. Rotamètre.

3- DEBITMETRES TACHYMETRIQUES

Les débitmètres tachymétriques mesurent la vitesse d'écoulement pour la détermination du débit. Il sont de différents types et leurs principes de mesures sont très différents :

3-1 Débitmètres à turbine

Un débitmètre à turbine utilise un rotor à plusieurs ailettes, reposant sur des paliers, dans une section d'une conduite perpendiculaire à l'écoulement (Figure A1-7). Le fluide entraîne le rotor à une vitesse proportionnelle à celle du fluide et, par conséquent, au débit volumique total. Un bobinage magnétique extérieur au débitmètre engendre une tension alternative à chaque fois qu'une des ailettes coupe les lignes de flux magnétique du bobinage. Chaque impulsion représente donc un volume de liquide distinct. Le rotor étant habituellement réalisé en acier inoxydable, il est compatible avec de nombreux fluides. Les paliers nécessaires au soutien du rotor, qui doivent lui permettre de tourner librement à haute vitesse, exigent cependant une

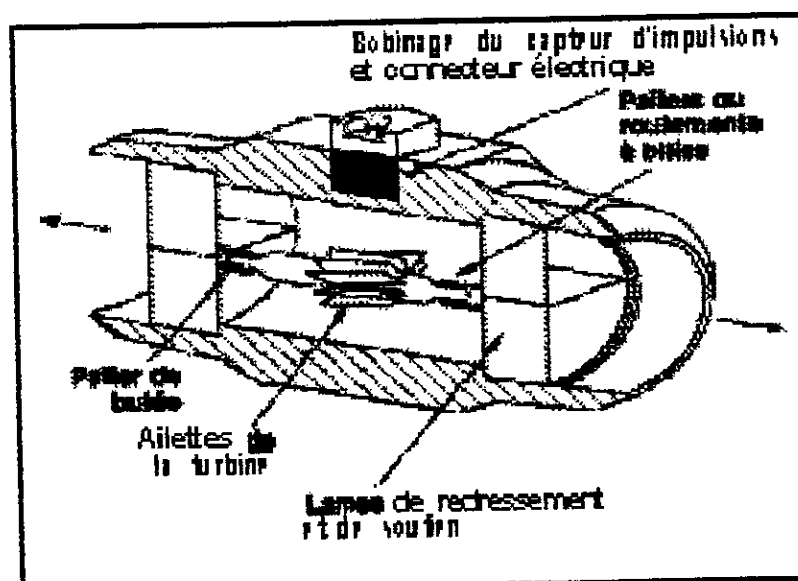


Figure A1-7. Turbine à écoulement axial.

grande propreté du fluide du procédé. Les débitmètres à turbine sont habituellement disponibles en des diamètres allant de moins de 12 mm à 30 cm. Le débit mesurable se situe entre 0.2 à 10³ m³/h pour les liquides et entre 2 et 10⁶ m³/h pour les gaz avec une erreur de mesure de ±0.5%. Leur principe les réserve aux fluides peu visqueux.

3-2 Débitmètres électromagnétiques

Le principe de fonctionnement du débitmètre électromagnétique repose sur la loi d'induction électromagnétique de Faraday, selon laquelle une tension sera induite dans un conducteur traversant un champ magnétique.

Loi de *Faraday* :

$$E = k \cdot B \cdot D \cdot V$$

L'ampleur de la tension induite E est directement proportionnelle à la vitesse du conducteur V , à la largeur du conducteur D et à l'intensité du champ magnétique B . La Figure A1-8 illustre le rapport entre les composants physiques du débitmètre magnétique et la loi de Faraday. Les bobines d'induction disposées de part et d'autre de la conduite engendrent un champ magnétique. Lorsque le liquide conducteur du procédé traverse le champ à une vitesse moyenne V , des électrodes détectent la tension induite. La largeur du conducteur est constituée par la distance entre les électrodes. Un revêtement isolant évite tout court-circuit du signal à la paroi du tube. La seule variable de cette application de la loi de *Faraday* est la vitesse du liquide conducteur V , car l'intensité du champ est maintenue constante et l'écartement des électrodes est fixe. La tension de sortie E est donc directement proportionnelle à la vitesse du liquide, permettant au débitmètre magnétique de délivrer une sortie linéaire. Ils sont utilisables uniquement pour les liquides. Pour un diamètre de 10 mm, le débit se situe entre 0.28 m³/h et 28 m³/h et pour un diamètre de 1m le débit se situe entre 2800 m³/h et 28000 m³/h avec une erreur ≤±1% et une perte de charge nulle.

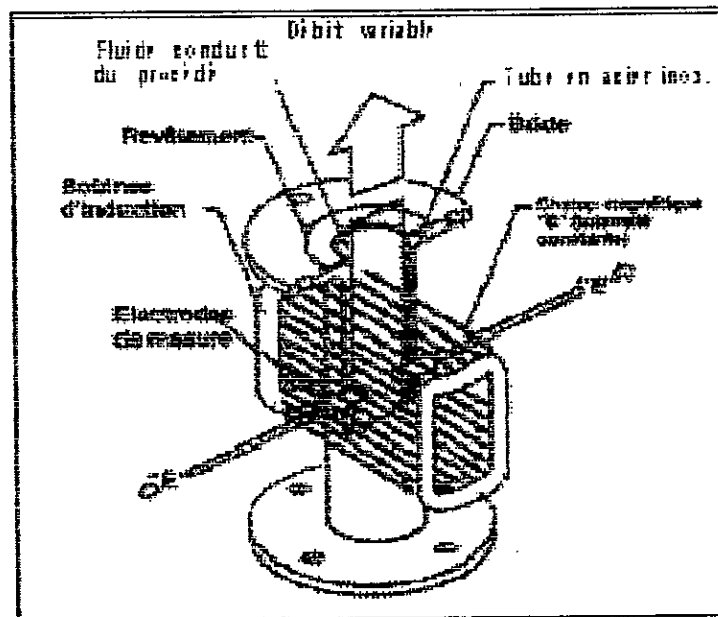


Figure A1-8. Vue en coupe d'un débitmètre magnétique.

3-3 Débitmètres à effet vortex

Le principe de fonctionnement d'un débitmètre à effet vortex est basé sur le phénomène de génération de tourbillons, appelé effet de Karman. Lorsqu'un fluide rencontre un corps non profilé, il se divise et engendre de petits tourbillons ou vortex alternés, de part et d'autre et en aval du corps non profilé (Figure A1-9). Ces tourbillons engendrent des zones de pressions variables, détectées par un capteur. La fréquence de génération des tourbillons est directement proportionnelle à la vitesse du fluide.

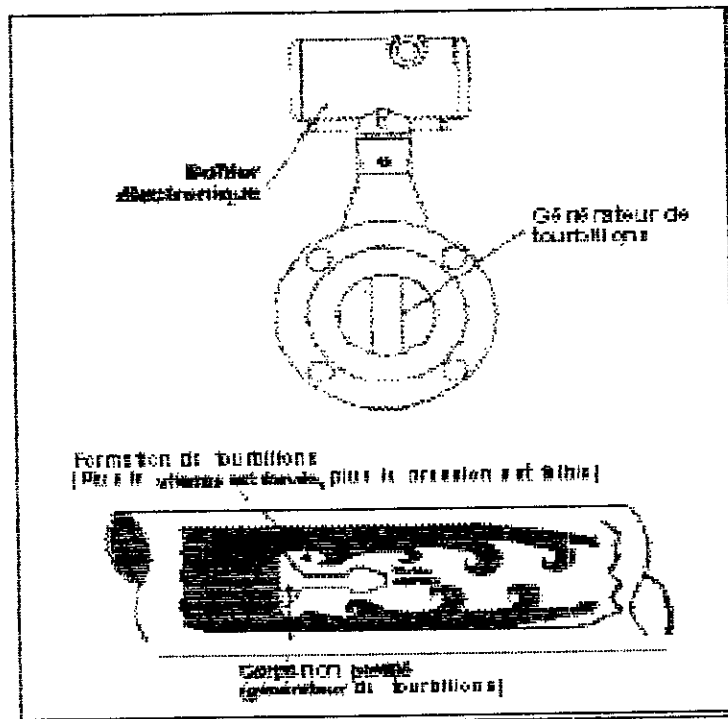


Figure A1-9. Débitmètre à Vortex.

La sortie d'un débitmètre à effet vortex dépend du *facteur K*. Le facteur *K* est lié à la fréquence de génération des tourbillons par rapport à la vitesse du fluide. La formule de vitesse du fluide est la suivante :

$$\text{Vitesse du fluide} = \frac{\text{Fréquence des tourbillons}}{\text{Facteur K}}$$

Le facteur *K* varie en fonction du nombre de *Reynolds*, mais est pratiquement constant sur une vaste plage de débit (Figure A1-10). Les débitmètres à effet vortex mesurent des débits extrêmement précis si on les utilise sur cette plage linéaire.

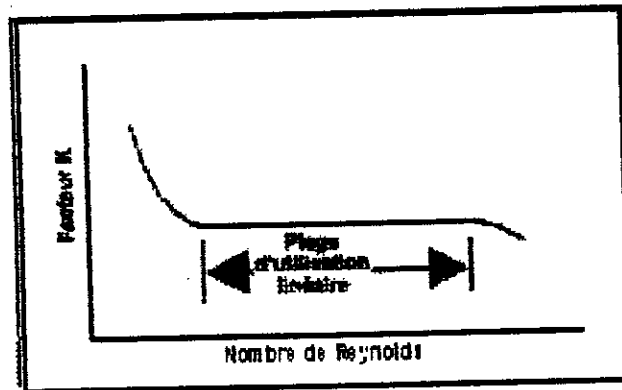


Figure A1-10. Rapport entre le facteur K et le nombre de Reynolds.

Le débit est de 1 à 300 m^3/h pour les liquides et de 3 à 36·10³ m^3/h pour les gaz, avec une erreur de $\pm 1\%$ à $\pm 2\%$ pour les liquides et $\pm 1\%$ pour les gaz.

4- DEBITMETRES DE MASSE

Les véritables débitmètres de masse mesurent le débit massique directement, par opposition au débit volumétrique. Un bon nombre de débitmètres prétendent "massiques" déduisent cependant le débit massique à l'aide de l'équation :

$$Q_m = Q_v \times \rho$$

Dans cette équation, Q_m est le débit massique, Q_v le débit volumique et ρ la masse volumique du fluide. Ces débitmètres de masse combinent essentiellement deux appareils, l'un pour mesurer la vitesse du fluide et l'autre pour mesurer la masse volumique. Ces mesures sont habituellement combinées dans un microprocesseur, ainsi que des paramètres supplémentaires, de manière à obtenir une sortie indiquant le débit massique.

Les débitmètres ci-dessous mesurent par contre le débit massique directement, sans calcul intermédiaire à partir du volume et de la masse volumique.

4-1 Débitmètres thermiques

Les débitmètres thermiques ne sont utilisés habituellement que sur des écoulements gazeux ; en fait, sur des écoulements gazeux où la transmission de chaleur vers l'écoulement et à partir de celui-ci constitue un élément habituel du procédé de mesure. La mesure de cette transmission de chaleur fournit des données permettant de calculer un débit massique. Comme sur les débitmètres massiques, le fonctionnement des débitmètres thermiques est indépendant de la masse volumique, de la pression et de la viscosité dépend de la capacité calorifique à pression constante (C_p) du fluide mesuré.

Ils sont utilisés pour les liquides et gaz.

L'étendue de mesure de 10⁻⁸ à 10³ Kg/h avec une erreur de $\pm 1\%$.

4-2 Débitmètres à effet Coriolis

Le débitmètre de *Coriolis* utilise comme détecteur un tube en U sans obstacle et utilise la seconde loi de mouvement de *Newton* pour déterminer le débit. Le tube de mesure vibre à sa fréquence naturelle à l'intérieur du boîtier du capteur (Figure A1-11). Le tube de mesure est actionné par un bobinage électromagnétique situé au centre de la courbure du tube et vibre comme un diapason. Le fluide s'écoule dans le tube de mesure et est contraint de suivre le mouvement vertical du tube vibrant. Lorsque le tube monte pendant une moitié de sa période vibratoire (Figure A1-12), le fluide traversant le détecteur résiste à son entraînement vers le haut en repoussant le tube vers le bas.

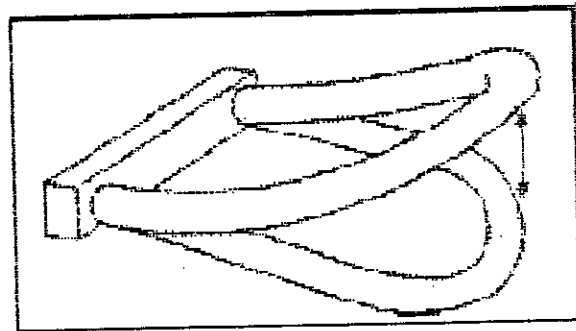


Figure A1-12. Détecteur vibrant de *Coriolis*.

A sa sortie du détecteur, le fluide a un mouvement ascendant, induit par le mouvement du tube. Lorsqu'il franchit le coude du tube, le fluide résiste aux modifications de son mouvement vertical en repoussant le tube vers le haut (Figure A1-13). La différence de forces entraîne une torsion du tube de mesure (Figure A1-14). Lorsque le tube descend pendant la seconde moitié de sa période

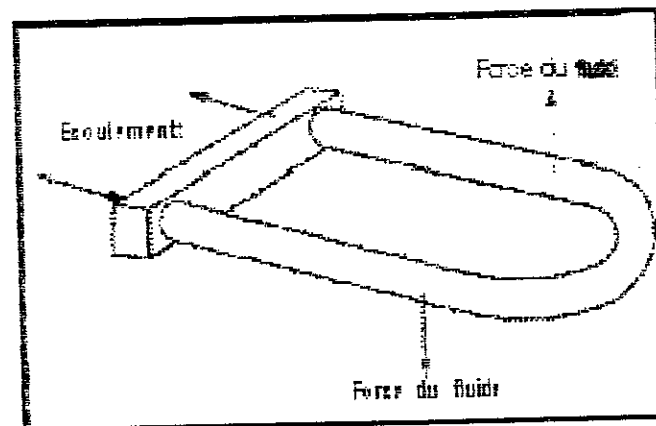


Figure A1-13. Forces de fluides dans un tube de mesure de *Coriolis*.

vibratoire, il se tord dans le sens opposé. Cette caractéristique de torsion est appelée effet *Coriolis*.

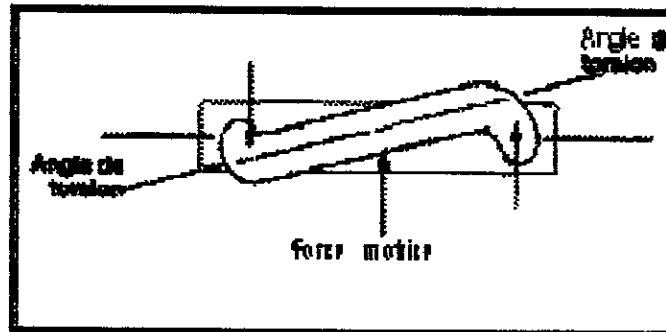


Figure A1-14. Effet Coriolis.

Du fait de la seconde loi de mouvement de *Newton*, l'amplitude de la torsion du tube de mesure est directement proportionnelle au débit massique du fluide traversant le tube. Les détecteurs de vitesse électromagnétiques situés de part et d'autre du tube de mesure mesurent la vitesse du tube vibrant. Le débit massique se détermine en mesurant la différence de temps entre les signaux des détecteurs de vitesse. Dans des conditions d'écoulement nul, il n'y a aucune torsion du tube, d'où une différence de temps nulle entre les deux signaux de vitesse. En cas d'écoulement, il se produit une torsion entraînant une différence de temps entre les deux signaux de vitesse. Cette différence de temps est directement proportionnelle au débit massique.

Ces débitmètres sont utilisables pour les gaz et liquides. Le diamètre des conduites est entre 13 mm et 25 mm et les débits mesurables vont de 3K g/h à 700 T/h avec précision entre $\pm 0.2\%$ à $\pm 0.5\%$.

CONCLUSION[4][6][7][10][13]

Dans ce t annexe on a vue les différents type de débitmètres utilisés dans l'industrie.

Il y a les débitmètres qui donnent directement le débit. Ce sont les débitmètres massiques et les compteurs volumétriques. Les autres débitmètres mesurent généralement des grandeurs physiques ayant une relation linéaire avec le débit. Ce sont les débitmètres : tachymétriques, manométrique. Les appareils tachymétriques mesurent le débit à partir de la vitesse d'écoulement du fluide tandis que les appareils manométriques mesurent le débit à partir d'une différence de pression existant dans l'écoulement ou engendrée par l'appareil lui-même.

Dans tous ces appareils, seuls les débitmètres à ultrasons et les débitmètres électromagnétiques qui ne déforment pas le profil de vitesse puisqu'il ne contiennent pas des pièces mobiles.

Le tableau suivant illustre les principaux points de différences entre différents débitmètres :

Appareils	Fluide	Gamme de mesure	diamètre	précision
Compteurs volumétriques			30 à 480 mm	
A piston alternatif	Liq.	40 m ³ /h		0.2 %
A simple piston alternatif	Liq.	0.4 à 90 m ³ /h		0.5 %
A roues ovales	Liq.	6 à 600000 L/h		0.5 %
Débitmètres manométriques		-		-
Diaphragmes	Liq. gaz vapeur	- -	>50 mm	2 à 2.5 % 1 à 2%
Tubes de venturi	Liquides	-	90 à 2000 mm	-

Tuyère	Gaz	-	90 à 1500 mm	-
Tube de Pitot	Gaz	-	tout	-
Débitmètre à cible	Liq. et gaz	-	< 240 mm	5 %
		0.1 m ³ /h à 10 ⁶ m ³ /h	6 à 150 mm	2 %
Débitmètre à prise coudée	Liquides		tout	
Débitmètre à section variable.	Liq. et gaz		< 90 mm	
Débitmètres tachymétriques				
Débitmètre à turbine	Liq. et gaz	0.2 à 10 m ³ /h (liq.) 2 à 10 ⁴ m ³ /h (gaz)	12 à 300 mm	0.5 %
Débitmètre électromagnétique	Liquides	0.28 m ³ /h à 28 m ³ /h	10 mm	
		2800 m ³ /h à 28000 m ³ /h	1 m	< 1 %
Débitmètre à vortex	Liquides et gaz.	1 à 300 m ³ /h (liq.) 3 à 36·10 ³ m ³ /h (gaz)	15 à 360 mm	1 à 2 %
Débitmètres massiques				
Débitmètres thermiques	Gaz	10 ⁻⁸ à 10 ³ Kg/h	tout	1 %
Débitmètres à effet Coriollis	Liq. et gaz	3K g/h à 700 T/h	13 à 25 mm	0.2 à 0.5 %

ANNEXE II

CARACTERISTIQUES DES DEBITMETRES A ULTRASONNS

1. Débitmètres à ultrasons par mesure du temps de transit

Constructeur (distributeur)	Référence (Nombre de cordes)	Nature du fluide (montage) Position des capteurs	Echelle de mesure (précision)	DN min et max (temp min et max) % des particules	Mesures disponibles (fonction interface O/N)	prix
Controlotron (engineering mesure)	Uniflow 990 (1 ou 2 cordes)	Liquides (ext/portable fixe direct, rflex	0.003 - 12m/s (± 2%)	6 - 9000 mm (-10 à 230°C) 20%	Débit, énergie, T°, vitesse son, qualité du signal (O)	35 KF
Controlotron (engineering mesure)	Uniflow 1010 (1 ou 2 cordes)	Liquides, Gaz (ext/portable fixe direct, rflex	0.003 - 12m/s (± 1%)	6 - 9000 mm (-10 à 230°C)	Débit, énergie, T°, vitesse son, qualité du signal, épaisseur (O)	35 KF
Danfoss	Sono 3000/3300 (2 cordes)	Liquides (Interne) direct	0.1 - 10 m/s (± 0.5 %)	50 - 300 mm (-40 à 160 °C)	Débit (vol, mass), totalisation, Vitesse de son (O)	25 à 37 KF
Danfoss	Sono 3000/4100 (2 cordes)	Liquides (Interne) direct	0.1 - 10 m/s (± 0.6 %)	50 - 300 mm (-40 à 160 °C)	Débit (vol, mass), totalisation, Vitesse de son (O)	25 KF
Danfoss	Sono 3000/3300 (1 ou 2 cordes)	Liquides (Interne) direct	0.1 - 10 m/s (± 0.5 %)	50 - 1200 mm (-20 à 209 °C)	Débit (vol, mass), totalisation, Vitesse de son (O)	
Egg Flow Technology (EGO Instruments)	UGF5 (1 ou 2 cordes)	Gaz (interne) direct	1 - 32 m/s (± 1 %)	50 - 400 mm (-30 à 180 °C)	Débit, totalisation (O)	60 KF
Flexim (Rota)	ADM 6405 (1 corde)	Liquides (externe/portabl -e) direct/reflex)	0.01 - 20 m/s (± 1 à 3 %)	10 - 3000 mm (-20 à 200 °C) 2 %	Débit, T°, comptage, vitesse, flux, qualité du signal (O)	
Flexim (Rota)	ADM 6515 (1 corde)	Liquides (externe/portabl -e/direct/reflex)	0.01 - 20 m/s (± 1 à 3 %)	10 - 3000 mm (-20 à 200 °C) ± 2 %	Débit, T°, comptage, vitesse, flux, qualité du signal (O)	
Flexim (Rota)	ADM 6405 (1 corde)	Liquides (externe/portabl -e) direct/reflex)	0.01 - 20 m/s (± 1 %)	10 - 3000 mm (-20 à 200 °C) 2 %	Débit, T°, comptage, vitesse, flux, qualité du signal (O)	
Fuji (Instruments et Controls)	FLX 1 corde	Liquide (extene/ portable) direct ou reflex	0.03 - 32 m/s (± 1 %)	13 - 6000 mm (-50 à 220 °C) 10 %	Débit, vitesse, totalisation, Qualité du signal (O)	44.5 KF
I3E	DUS20 1 corde	Liquides (ext/int, portable ou fixe) direct ou reflex	0.5 - 10 m/s (± 1 %)	20 - 5000 mm (max 100 °C) 20%	Débit, énergie, T°, vitesse de son, qualité du signal (O)	18 KF

I3E	DUS20 1 corde	Liquides (ext/int, portable ou fixe) direct ou reflex	0.3 – 10 m/s (± 0.5 %)	20 – 5000 mm (max 100 °C) 20%	Débit, énergie, T°, vitesse de son, qualité du signal (O)	22 KF
KDG Mobrey (Mobrey)	A500 (1 à 3 cordes)	Liquides (internes) direct	0.3 – 15 m/s (± 1.5 %)	80 – 1200 mm (0 à 120 °C) 1 %	Débit, totalisation	18 à 93 KF
Krohne	UFM500 ou 800 (1 ou 2 cordes)	Liquide (interne) direct	0.1 – 18 m/s (± 0.5 - 3 %)	25 – 5000 mm (-25 à 180 °C) 5 %	Débit, vitesse de son, qualité du signal (O)	
Krohne	UFM600 (1 corde)	Liquide (interne) direct	0.1 – 18 m/s (± 1 - 3 %)	50 – 3000 mm (-25 à 120 °C) 5 %	Débit, vitesse de son, qualité du signal (O)	20 à 45 KF
Krohne	UFM500 ou 800 (1 ou 2 cordes)	Gaz (interne) direct	0.6 – 36 m/s (± 2 %)	30 – 600 mm (-50 à 180 °C) 1 %	Débit, vitesse de son, qualité du signal (O)	
Panametrics	XMT 868 (1 ou 2 cordes)	Liquides (ext/int, fixe) direct ou reflex	0.03 – 12m/s (± 1 – 2 %)	13 – 6000 mm (-260 à 260 °C) 15 %	Débit, vitesse, T°, Energie, vitesse de son (O)	16 à 30 KF
Panametrics	GP 68 (1 ou 2 cordes)	GAZ (interne, fixe) direct ou reflex	0.03 – 45m/s (± 1 – 2 %)	50 – 6000 mm (-200 à 260 °C) 15 à 25 %	Débit, +15 paramètres de validation de la mesure (O)	30 à 40 KF
Panametrics	PT 868 (1 ou 2 cordes)	Liquides (ext/int, portable) direct ou reflex	0.03 – 12m/s (± 1 – 2 %)	13 – 6000 mm (-200 à 260 °C) 15 à 25 %	Débit, +15 paramètres de validation de la mesure (O)	50 à 60 KF
Poek Measurement (Arelco)	ISTT (1 corde)	Liquides (ext/portable ou fixe) reflex	0.01 – 15m/s (± 0.5 %)	25 – 2280 mm (-40 à 250 °C)	Débit, vitesse, totalisation (O)	>35 KF
Sextant Avionique	DUS40 (1 corde)	Liquide (interne) direct	0 – 40 m/s (± 1%)	30 – 1000 mm (-200 à 100 °C)	Débit, vitesse liq. et de son, totalisation Qualité du signal (N)	45 KF
Siemens	E6S (1 corde)	Gaz (interne) W	0.04 – 6m ³ /h (± 1.5 à 3 %)	(-10 à 40 °C) gaz pur	Débit, température (O)	
Ultraflux	UF322 (2 cordes)	Liq/gaz (ext/int, fixe/portable) 3 modes(L,V,W)	qq mm/s à 20 m/s (± 1 %)	30 – 3000 mm (max 180 °C) 6 g/l	Débit/volume, vitesse de son, qualité de la mesure (O)	30 KF
Ultraflux	Digisonic (2 cordes)	Liquides (ext/int, portable) 3 modes(L,V,W)	qq mm/s à 20 m/s (± 1 %)	30 – 3000 mm (max 180 °C) 6 g/l	Débit/volume, vitesse de son, qualité de la mesure (O)	40 KF
Ultraflux	UF2100	Liquides	qq mm/s à 20	30 – 3000 mm	Débit/volume,	70 KF

(4 cordes) (ext/fixe) m/s (max 180 °C) vitesse de son,
direct ou reflex (± 1 %) 5 g/l qualité de la
mesure (O)

2. Débitmètres à ultrasons par effet Doppler

Constructeur (distributeur)	Reference	Nature du fluide (montage) Position des capteurs	Echelle de mesure (précision)	DN min et max (temp min et max) % des particules	Mesures disponibles (fonction interface O/N)	prix
American sigma (Martec)	950 - AV	Liquides (ext/portable ou fixe) direct	0.06 - 6.1m/s (± 2 %)	100 - 6100 mm (0 à 50 °C)	Débit, vitesse, T°, pH,	35 KF
Cole Parnter (Bioblock Scientific)	63759	Liquides (ext/portable) direct	0.3 - 6 m/s (± 0.2 %)	10-76 mm (-40 à 150 °C)	Débit, vitesse (N)	8 KF
Cole Parnter (Bioblock Scientific)	63560	Liquides (ext/portable ou fixe) direct	0.3 - 6 m/s (± 0.3 %)	10-76 mm (-40 à -150 °C)	Débit, vitesse (N)	11 KF
Cole Parnter (Bioblock Scientific)	63032	Liquides (ext/portable ou fixe) direct	0.3 - 6 m/s (± 0.2 %)	10-76 mm (-40 à 150°C)	Débit, vitesse (N)	30 KF
Controlotron (Engineering Mesures)	Spectra	Liquides (ext/portable ou fixe) direct	0.93 - 12.2m/s (± 4%)	10 - 650 mm (-40 à 190 °C)	Débit, (N)	30 KF
EIT (MCE)	2400	Liquides (ext/fixe) direct	0.012 - 7.75m/s (± 2%)	12.5 mm ->4m (-20 à 150 °C) >20 %	Débit, cumul, Vitesse , qualité du signal et des fréquences (O)	35 KF
EIT (MCE)	3450	Liquides (ext/portable) direct	0.012 - 7.75m/s (± 2%)	12.5 mm ->7m (-20 à 150 °C) >20 %	Débit, cumul, Vitesse , qualité du signal et des fréquences (O)	36 KF "
Greyline (Martec)	DFM III	Liquides (ext/fixe) direct	0.08 - 12.2m/s (± 2%)	12.5 - 4500mm (0 à 90 °C)	Débit, vitesse, qualité du signal (N)	10 KF
Greyline (Martec)	PDFM III	Liquides (ext/portable) direct	0.08 - 12.2m/s (± 2%)	12.5 - 4500mm (0 à 90 °C)	Débit, vitesse, qualité du signal (N)	20 KF
Met-Flow (Dantec MT)	X-3	Liquides (ext/portable) direct	1.5 m/s (max) (± 1 %)	1500 mm (max)	Débit , profil de vitesse (O)	255 KF
Nivus (Miltronics)	OGM	Liquides (interne) direct	0.03 - 6 m/s (± 3 cm/s)	Min 80 mm (0 à 50 °C)	Débit, vitesse (N)	18 KF

Peek Measurement (Arelco)	DDF 3068	Liquides (ext/portable) direct	0.02 – 10m/s (± 2 %)	6.5 – 3000 mm (-35 à 175 °C)	Débit, vitesse , totalisation qualité du signal (O)	>35 KF
Peek Measurement (Arelco)	DDF 4068	Liquides (ext/fixe) direct	0.02 – 10m/s (± 2 %)	6.5 – 3000 mm (-35 à 175 °C)	Débit, vitesse , totalisation qualité du signal (O)	>26 KF

ANNEXE III

LE MICROCONTROLEUR
PIC16F84

1 COMPOSITION ET FONCTIONNEMENT DES PICs [18][20]

1-1 Qu'est-ce qu'une PIC

Une PIC est un microcontrôleur, c'est à dire une unité de traitement de l'information de type microprocesseur à laquelle on a ajouté des périphériques internes permettant de réaliser des montages sans nécessiter l'ajout de composants externes.

Les PICs sont des composants dits RISC (Reduced Instructions Construction Set), ou encore **composant à jeu d'instructions réduit**.

Comme tous les μC , il contient des ports d'entrées/sortie : 5 pour le port A et 8 pour le port B, un **timer** sur la broche PA4 et une broche d'interruption sur la broche PB0.

Le timer joue le rôle de compteur d'événement ou générateur de signaux. La broche d'interruption est utilisé dans la détection d'événements, gestion de plusieurs interfaces par exemple. Les ports d'entrées sorties sont utilisés dans divers applications : affichage, acquisition, communication parallèle et il sont configurables via des registres internes par programme.

Il possède aussi un **accumulateur appelé W (Work)** qui facilite la programmation du PIC en se comportant en un tampon. L'unité arithmétique et logique (ALU) travaille avec les octets provenant de W et le contenu des registres placés dans la RAM interne que l'on appelle ici registres f (file).

L'ALU reçoit également des nombres entiers (de 0 à FF).

Le PIC16F84 a un jeu de 35 instructions, stocke chaque instruction dans un seul mot de programme, et exécute chaque instruction (sauf les sauts) en 1 cycle. L'horloge fournie à la PIC est prédivisée par 4 au niveau de celle-ci. C'est cette base de temps qui donne le temps d'un cycle.

La figure A3-1 montre l'architecture générale du PIC16F84.

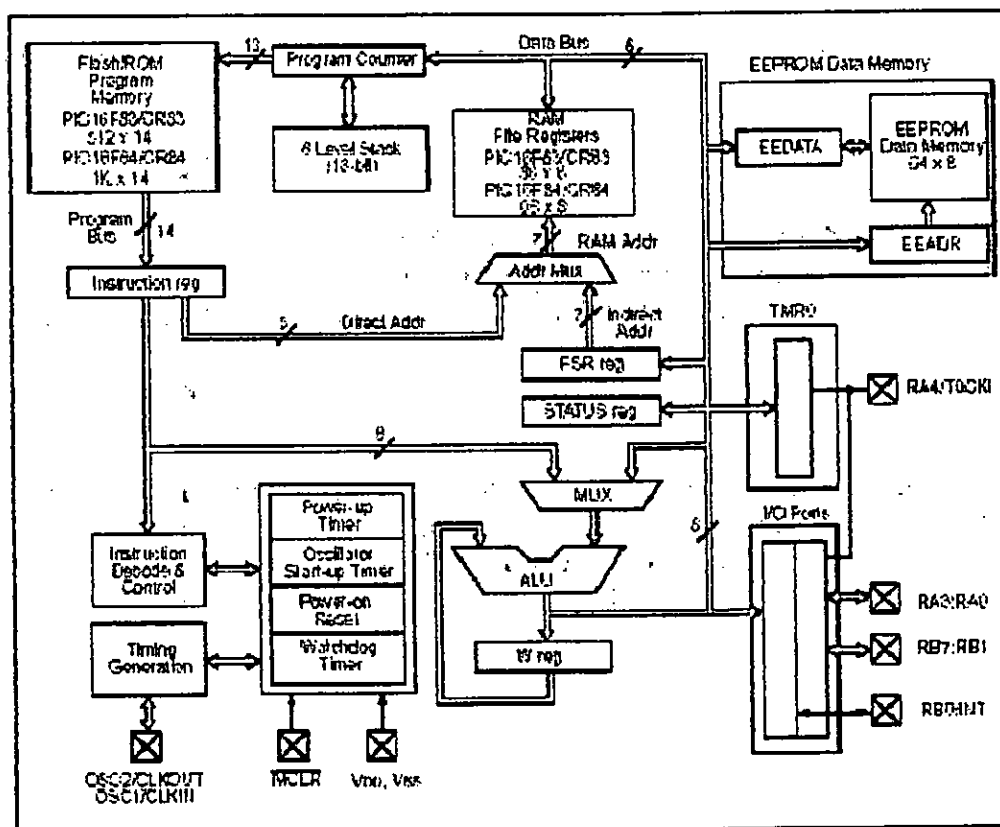



Figure A3-1. Architecture générale du PIC16F84.

File Address	Indirect addr. ⁽¹⁾	Indirect addr. ⁽¹⁾	File Address
00h			80h
01h	TMRO	OPTION	81h
02h	PCL	PCL	82h
03h	STATUS	STATUS	83h
04h	FSR	FSR	84h
05h	PORTA	TRISA	85h
06h	PORTB	TRISE	86h
07h			87h
08h	EEDATA	EECON1	88h
09h	EEADR	EECON2 ⁽¹⁾	89h
0Ah	PCLATH	PCLATH	8Ah
0Bh	INTCON	INTCON	8Bh
0Ch			8Ch
	65 General Purpose registers (GPRs)	Mapped (accesses) in Bank 0	
4Fh			CFh
50h			D0h
7Fh			FFh
	Bank 0	Bank 1	

 Unimplemented data memory location: read as 0.

Note 1: Not a physical register.

Tableau A2-3. Organisation de la mémoire du 16F84.

Dans la partie supérieure, on voit le nom de tous les registres spéciaux utilisés dans la PIC. Chaque registre provoque un fonctionnement spécial de la PIC ou la mise en service d'une fonction particulière. On remarque que certains registres sont identiques dans les 2 banques (FSR par exemple). Cela signifie qu'y accéder depuis la banque 0 ou 1 ne fait pas de différence. La banque 0 utilise les adresses de 0x00 à 0x7F, la banque 1 allant de 0x80 à 0xFF. Les zones en grisé sont des emplacements non utilisés (et non utilisables). L'emplacement 0x00 est un emplacement auquel on ne peut pas accéder.

2. ORGANISATION DES INSTRUCTIONS

2-1 Les types d'instructions

Il existe 4 types d'instructions pour les PIC16F84 :

2-2 Les instructions orientées octet

Ce sont des instructions qui manipulent les données sous forme d'octets. Elles sont codées de la manière suivante :

- 6 bits pour l'instruction : logique, car comme il y a 35 instructions, il faut 6 bits pour pouvoir les coder toutes
- 1 bit (d) pour indiquer si le résultat obtenu doit être conservé dans le registre de travail de l'unité de calcul W ou sauvé dans l'opérande F.
- Reste 7 bits pour encoder l'opérande (File)

2-3 Les instructions orientées bits

Ce sont des instructions destinées à manipuler directement des bits d'un registre particulier. Elles sont codées de la manière suivante :

- 4 bits pour l'instruction (dans l'espace resté libre par les instructions précédentes)
- 3 bits pour indiquer le numéro du bit à manipuler (bit 0 à 7 possible), et de nouveau 7 bits pour indiquer l'opérande.

2-4 Les instructions générales

Ce sont les instructions qui manipulent des données qui sont codées dans l'instruction directement. Elles sont codées de la manière suivante :

- L'instruction est codée sur 6 bits
- Elle est suivie d'une valeur IMMEDIATE codée sur 8 bits (donc de 0 à 255).

2-5 Les sauts et appels de sous-routines

Ce sont les instructions qui provoquent une rupture dans la séquence de déroulement du programme. Elles sont codées de la manière suivante :

- Les instructions sont codées sur 3 bits
- La destination codée sur 11 bits

Nous pouvons en déduire que les sauts ne donnent accès qu'à 2K de mémoire programme.

3 LES INDICATEURS D'ETAT

Ces indicateurs sont indispensables pour la programmation. Il est donc absolument nécessaire d'avoir compris leur fonctionnement.

3-1 L'indicateur d'état Z

C'est l'indicateur Zéro, il fonctionne de la manière suivante :

Si le résultat d'une opération POUR LEQUEL IL EST AFFECTE, donne un résultat égal à 0, le flag Zéro passe à 1.

Donc, ne vous mélangez pas les pinceaux. Dire « si $Z = 1$ » correspond à dire « si résultat = 0 ». Le tableau 9-2, colonne 5 vous indique les instructions qui modifient Z.

Donc, si vous faites une addition avec ADDWF et que le résultat obtenu est 0, le bit Z sera à 1. Si le résultat est $\neq 0$ (différent de 0), le bit Z vaudra 0. Dans les 2 cas il est modifié.

Par contre, si vous stockez une valeur avec l'instruction MOVWF, le bit Z ne sera pas modifié, même si la valeur vaut 0. Ces remarques sont valables pour les autres flags, donc je n'y reviendrai pas.

3-2 L'indicateur d'état C

C'est l'indicateur pour Carry (report). Si le résultat d'une opération entraîne un débordement, le bit C sera positionné. Il s'agit en fait du 9^{ème} bit de l'opération.

Petit exemple :

Si on ajoute B'11111110' (254)
 + B'00000011' (3)
 on obtient B'100000001', (257) donc 9 bits.

Comme les registres de la PIC ne font que 8 bits, vous obtiendrez B'00000001' (1) et C positionné à 1 (en fait le 9^{ème} bit, donc le bit 8, donc $2^8 = 256$). Donc le résultat final est de $256 + 1 = 257$.

4- Le jeux d'instruction du PIC16F84

Le tableau suivant est extrait du Datasheet du 16F84 :
 f désigne file, d désigne destination.

Mnemonic. Operands	Description	Cycles	14-Bit Opcode			Status Affected	Notes		
			MSb	LSb					
BYTE-ORIENTED FILE REGISTER OPERATIONS									
ADDWF	f, d	Add W and f	1	00	0111	dfff	ffff	C,DC,Z	1,2
ANDWF	f, d	AND W with f	1	00	0101	dfff	ffff	Z	1,2
CLRF	f	Clear f	1	00	0001	1fff	ffff	Z	2
CLRWF	-	Clear W	1	00	0001	0xxx	xxxx	Z	
COMF	f, d	Complement f	1	00	1001	dfff	ffff	Z	1,2
DECf	f, d	Decrement f	1	00	0011	dfff	ffff	Z	1,2
DECFSZ	f, d	Decrement f, Skip if 0	1(2)	00	1011	dfff	ffff		1,2,3
INCF	f, d	Increment f	1	00	1010	dfff	ffff	Z	1,2
INCFSZ	f, d	Increment f, Skip if 0	1(2)	00	1111	dfff	ffff		1,2,3
IORWF	f, d	Inclusive OR W with f	1	00	0100	dfff	ffff	Z	1,2
MOVF	f, d	Move f	1	00	1000	dfff	ffff	Z	1,2
MOVWF	f	Move W to f	1	00	0000	1fff	ffff		
NOP	-	No Operation	1	00	0000	0xxx	0000		
RLF	f, d	Rotate Left f through Carry	1	00	1101	dfff	ffff	C	1,2
RRF	f, d	Rotate Right f through Carry	1	00	1100	dfff	ffff	C	1,2
SUBWF	f, d	Subtract W from f	1	00	0010	dfff	ffff	C,DC,Z	1,2
SWAPF	f, d	Swap nibbles in f	1	00	1110	dfff	ffff		1,2
XORWF	f, d	Exclusive OR W with f	1	00	0110	dfff	ffff	Z	1,2
BIT-ORIENTED FILE REGISTER OPERATIONS									
BCF	f, b	Bit Clear f	1	01	00bb	bfff	ffff		1,2
BSF	f, b	Bit Set f	1	01	01bb	bfff	ffff		1,2
BTFSZ	f, b	Bit Test f, Skip if Clear	1(2)	01	10bb	bfff	ffff		3
BTFSZ	f, b	Bit Test f, Skip if Set	1(2)	01	11bb	bfff	ffff		3
LITERAL AND CONTROL OPERATIONS									
ADDLW	k	Add literal and W	1	11	111x	kkkk	kkkk	C,DC,Z	
ANDLW	k	AND literal with W	1	11	1001	kkkk	kkkk	Z	
CALL	k	Call subroutine	2	10	0kkk	kkkk	kkkk		
CLRWDI	-	Clear Watchdog Timer	1	00	0000	0110	0100	TO,FD	
GOTO	k	Go to address	2	10	1kkk	kkkk	kkkk		
IORLW	k	Inclusive OR literal with W	1	11	1000	kkkk	kkkk	Z	
MOVLW	k	Move literal to W	1	11	00xx	kkkk	kkkk		
RETFIE	-	Return from interrupt	2	00	0000	0000	1001		
RETLW	k	Return with literal in W	2	11	01xx	kkkk	kkkk		
RETURN	-	Return from Subroutine	2	00	0000	0000	1000		
SLEEP	-	Go into standby mode	1	00	0000	0110	0011	TO,FD	
SUBLW	k	Subtract W from literal	1	11	110x	kkkk	kkkk	C,DC,Z	
XORLW	k	Exclusive OR literal with W	1	11	1010	kkkk	kkkk	Z	

JEUX D'INSTRUCTION DU PIC16F84

ANNEXE IV

LE PROGRAMME DU
FREQUENCEMETRE UTILISE

LE PROGRAMME ORIGINALE DU FREQUENCESMETRE UTILISE [19]

Le programme suivant est tel qu'il est écrit par ces auteur :

```

; -----
; FILE      : counter.asm
*
; CONTENTS : Simple low-cost 7-digit counter using a PIC16F84
*
; COPYRIGHT: Peter Halicky  OM3CPH
*
; AUTHORS  : Peter Halicky  OM3CPH & Peter Halicky Jr., OM2APH
*
; PCB      : Tibor Madarasz OM2ATM
*
; -----
; E-Mail: halicky@cepoe.minv.sk or om3cph@oe3xbs.aut.eu
;        peto-h@write.me.com or om2aph@om0pbm.svk.eu
;
; Bratislava, Slovakia, February 1998
;
; -----
; This is 7-digit counter counting up to 35 MHz. The decimal point
; is after MHz digit.
;
; Power consumption with calculator display: 2.5V/9mA, 3V/13mA,
; 5V/35mA.
;
; Hardware is very simple:
;
; It contains      : PIC 16F84
;                   4051 (BCD -> 1 of 8 decoder)
;                   8 NPN low power Si transistors,
;                   7-digit calculator display (common cathode),
;                   some resistors, capacitors and 2 switching
diodes
;                   (see schematic in counter.pcx)
;
; Note:
; "Calculator display" means minimum 7 digit LED multiplexed
display.
; Both common cathode and common anode can be used. Software is
written
; for common cathode display. For common anode displays it requires
very
; slight software and hardware modification.
;

```

```

; The counter uses internal prescaler of PIC as low byte of
counter,
; TMRO as middle byte and some register as high byte of counter.
;
; Some ideas were taken from "Simple low-cost digital frequency
meter
;                               using a PIC 16C54" (frqmeter.asm)
;                               written by James Hutchby, MadLab Ltd.
1998

```

```

; -----
;
; This software is free for private usage. It was created for HAM
radio
; community members. Commercial exploitation is allowed only with
permission
; of authors.
; -----

```

```

IndF          equ      00h      ; Indirect addr. register
Timer0        equ      01h      ; TMRO register - RPO=0
OptionR       equ      01h      ; Option register - RPO=1
PC            equ      02h      ; Program counter
Status        equ      03h      ; Status register
FSR           equ      04h      ; Pointer register
PortA         equ      05h      ; Port A - RPO=0
TrisA         equ      05h      ; Tris A - RPO=1
PortB         equ      06h      ; Port B - RPO=0
TrisB         equ      06h      ; Tris B - RPO=1
;PortC        equ      07h      ; Port C - 16C54+84 not
implmented

```

```

EEData        equ      08h      ; 16C84
EEAdr         equ      09h      ; 16C84
PCLath        equ      0Ah      ; 16C84
IntCon        equ      0Bh      ; 16C84

```

```

Index         equ      0Ch      ; dummy register
Count         equ      0Dh      ; inkremental register
Help          equ      0Eh      ; dummy register

```

```

LED0          equ      0Fh
LED1          equ      010h
LED2          equ      011h
LED3          equ      012h
LED4          equ      013h
LED5          equ      014h
LED6          equ      015h

```

```

LED7      equ      016h

TimerH    equ      017h      ; higher byte of SW counter

LowB      equ      018h      ; low byte of resulted frequency
MidB      equ      019h      ; middle byte of resulted
frequency
HigB      equ      01Ah      ; high byte of resulted
frequency

Temp      equ      01Bh      ; temporary register
HIndex    equ      01Ch      ; index register
LEDIndex  equ      01Dh      ; LED pointer
; -----

; timing loop values
; must be from 1 to 255!!!
T1        equ      .70      ; rough timing loop
T2        equ      .3       ; timing loop
T3        equ      .20      ; fine timing loop
; values for 4 194 kHz

; -----
; Measuring period is 100 000 us.
; Processor cycle is T = 4/fx us [MHz], fx is Xtal frequency
;
; Number of procesor cycles per measuring period:
;
; N = 100 000/T procesor cycles
; N = fx x 100 000/4 = 25 000 x fx
;
; The main steps of measuring period:
;
; 1. start measurement,
; 2. precode decimal value of digit to segments,
; 3. if it's 5th digit set decimal point,
; 4. output to PortB,
; 5. output digit number to PortA
;    (numbers from left to right are 6543210),
; 6. test TMRO overflow bite, if YES increase TimerH,
; 7. leave digit to light,
; 8. increase digit number,
; 9. if <7 goto 2,
; 10. else zero digit number,
;     decrease counter and goto 2,
; 11. stop measurement,
; 12. shift out precounter content,

```

```

;      13. precode 3-byte value into 7 decimal numbers,
;      14. goto 1
; -----
;
; Total timing formula:
;
;  $N = 25\ 000 \times fx = 60x[(36 + 3xT1 + X)x7 + 2 + 3xT2 + Y] + 19 + 3xT3 + Z$ 
;
; where T1,T2,T3 are initial values of timing loops,
;      X, Y, Z are additional tunig NOPs.
; -----
;
W      equ      0      ; destination is accumulator
F      equ      1      ; register
; -----
;
; Flag bits:
CF      equ      0      ; Carry
DC      equ      1      ; DC
ZF      equ      2      ; Zero

RPO     equ      5
RP1     equ      6
IRP     equ      7
; -----
;
;      org      0

Start   clrfr      Index
        clrfr      LEDIndex

        clrfr      LED0
        clrfr      LED1
        clrfr      LED2
        clrfr      LED3
        clrfr      LED4
        clrfr      LED5
        clrfr      LED6
        clrfr      LED7

        clrfr      LowB
        clrfr      MidB
        clrfr      HighB

        bsfr      Status, RPO

```

```

movlw    b'00010000' ; RA0..RA3 outputs
movwf   Trisa      ; RA4 input

movlw    b'00000000' ; RB0..RB7 outputs
movwf   TrisB

clrwdt          ;
movlw    b'00100111' ; Prescaler -> Timer0,
movwf   OptionR    ; 1:256, rising edge
bcf     Status,RP0 ;

goto    Go

```

```

;-----
; 3 byte subtraction of the constant from the table which sets
carry if
; result is negative
;-----

```

```

Subc24    clrf      Temp          ; it will temporary save CF
          movf      Index,W       ; pointer to low byte of
constant
          movwf     HIndex        ; W -> HIndex
          call      DecTable      ; W returned with low byte of
constant
          bcf      Status,CF      ; set CF
          subwf     LowB,F        ; LowB - W -> LowB
          ; if underflow -> CF=0
          btfsc    Status,CF
          goto     Step1
          bcf      Status,CF
          movlw    1
          subwf     MidB,F        ; decrement MidB
          ; if underflow -> CF=0
          btfsc    Status,CF
          goto     Step1
          bcf      Status,CF
          movlw    1
          subwf     HigB,F        ; decrement HigB
          btfsc    Status,CF      ; if underflow -> CF=0
          goto     Step1
          bcf      Temp,CF       ; set CF

Step1     decf      HIndex,F

```

```

                                movf      HIndex,W      ; pointer to middle byte of
const
                                call      DecTable
                                bsf       Status,CF
                                subwf    MidB,F          ; MidB - W -> MidB
                                btfsc    Status,CF       ; if underflow -> CF=0
                                goto     Step2
                                bsf       Status,CF
                                movlw    1
                                subwf    HigB,1         ; decrement HigB
                                btfsc    Status,CF       ; if underflow -> CF=0
                                goto     Step2
                                bsf       Temp,CF        ; set CF

Step2
                                decf     HIndex,F
                                movf     HIndex,W        ; pointer to middle byte of
constant
                                call      DecTable
                                bsf       Status,CF
                                subwf    HigB,F         ; HigB - W -> HigB
                                btfsc    Status,CF       ; if underflow -> CF=0
                                goto     ClearCF
                                bsf       Status,CF
                                goto     SubEnd
ClearCF
                                rrf       Temp,CF        ; CF -> Status
SubEnd
                                retlw    0

; -----
; 3 byte addition of the constant from the table which sets carry
if
; result overflows
; -----

Addc24
of CF
                                clr     Temp            ; register for temporary storage
into W
                                movf     Index,W        ; pointer to lower byte of const
                                movwf    HIndex         ; save it into HIndex
                                call     DecTable       ; W contains low byte of const
                                bcf      Status,CF      ; clear CF
                                addwf    LowB,1        ; W + LowB -> LowB
                                btfss   Status,CF      ; test overflow
                                goto     Add2
                                bcf      Status,CF      ; clear CF
                                movlw   1
                                addwf    MidB,F        ; increment MidB
                                btfss   Status,CF

```

```

goto      Add2
bcf       Status,CF
movlw    1
addwf    HigB,F      ; increment HigB
btfsz    Status,CF  ; test overflow
goto     Add2
bsf      Temp,CF    ; store CF
Add2     decf       HIndex,F  ; pointer to middle byte into W
movf     HIndex,W
call    DecTable
bcf      Status,CF
addwf    MidB,1     ; W + MidB -> MidB
btfsz    Status,CF
goto     Add3
bcf      Status,CF  ; clear CF
movlw    1
addwf    HigB,1    ; increment HigB
btfsz    Status,CF
goto     Add3
bsf      Temp,CF
Add3     decf       HIndex,F  ; pointer to higher byte into W
movf     HIndex,W
call    DecTable
bsf      Status,CF
addwf    HigB,F    ; W + HigB -> HigB,
btfsz    Status,CF
goto     ClarCF
bsf      Status,CF
goto     AddEnd
ClarCF   rrf        Temp,CF   ; CF -> Status
AddEnd   retlw     0

```

```

; -----
; Tables for 3 byte constants
; -----
; Table of decades
; -----

```

```

DecTable addwf     PC,F      ; W + PC -> PC
          retlw    0         ; 10
          retlw    0         ;
          retlw    0Ah      ;

          retlw    0         ; 100
          retlw    0         ;
          retlw    064h     ;

```

```

retlw    0           ; 1 000
retlw    03h        ;
retlw    0E8h       ;

retlw    0           ; 10 000
retlw    027h       ;
retlw    010h       ;

retlw    01h        ; 100 000
retlw    056h       ;
retlw    0A0h       ;

retlw    0Fh        ; 1 000 000
retlw    042h       ;
retlw    040h       ;

```

```

; -----
; Conversion BCD -> 7 segments
; -----

```

```

LEDDTable  addwf    PC,F           ; W + PC -> PC
retlw     b'00111111' ; ..FEDCBA = '0'
retlw     b'00000110' ; .....CB. = '1'
retlw     b'01011011' ; .G.ED.BA = '2'
retlw     b'01001111' ; .G..DCBA = '3'
retlw     b'01100110' ; .GF..CB. = '4'
retlw     b'01101101' ; .GF.DC.A = '5'
retlw     b'01111101' ; .GFEDC.A = '6'
retlw     b'00000111' ; .....CBA = '7'
retlw     b'01111111' ; .GFEDCBA = '8'
retlw     b'01100111' ; .GF..CBA = '9'
retlw     b'10000000' ; H..... = '.'

```

```

; -----
; Table for RF shift
; example: 10.7 MHz is set as 1 070 000 = 10 53 B0 hex
; -----

```

```

MFTTable  addwf    PC,F
retlw     010h
retlw     053h
retlw     0B0h

```

```

; -----
; Routine for conversion of 3 byte number into 7 digits
; -----

```



```

Go          movlw      6*3-1      ; pointer to dec. table
            movwf     Index       ; 6*3-1 -> Index

            movlw     9           ; maximum of subtractions
            movwf     Count       ; 9 -> Count

            clrf      Help

            movlw     6
            movwf     LEDIndex

Divide      call      Subc24      ; subtract untill result is
negative,   btfscc   Status,CF    ; add last subtracted number
            goto     Add24       ; next digit
            incf     Help,F
            decf     Count,F
            btfscc   Status,ZF
            goto     Divide
            movlw    3
            subwf   Index,F
            goto     Next

Add24      call      Addc24
            movlw    03h
            subwf   Index,F

Next       movlw     9
            movwf   Count
            movlw   LED1      ; LED1 -> W
            addwf   LEDIndex,W ; LED1 + LEDIndex -> W
            movwf   Temp
            decf    Temp,F     ; LEDIndex+LED1-1 -> TEMP
            movf    Temp,W

            movwf   FSR       ; W -> FSR
            movf   Help,W     ; Help -> W
            clrf   Help      ; save result at LEDX
            movwf  IndF      ; W -> LED(6..1)
            decf   LEDIndex,F

            movlw   1
            addwf  Index,W
            btfscc Status,ZF
            goto   Divide

            movf   LowB,W

```

```

movwf    LED0      ; the rest -> LED0

; -----
; registers LED0..LED6 are filled with values
; -----

    clrf    TimerH

    clrf    Timer0
    nop
    nop

    clrf    LEDIndex

    movlw   .60      ; set initial counter value
    movwf   Index    ; 60 -> Index

    clrf    IntCon   ; global INT disable, Timer0 INT
disable
                                ; clear Timer0 overflow bite

; -----
; Start measurement: RA3 + RA4 set input
; -----

    movlw   b'00010000' ; all ports set L, RA4 set H
    movwf   PortA

    bsf    Status,RPO
    movlw  b'00011000' ; RA0..RA2 output, RA3, RA4 input
    movwf  Trisa
    bcf    Status,RPO

; -----
; 7-step cycle of digits
; -----

LEDCycle    movlw    LED0
            addwf    LEDIndex,W ; LED1 + LEDIndex -> W

            movwf    FSR          ; W -> FSR
            movf     IndF,W       ; LED(0..6) -> W
            call    LEDTable      ; W contains segments

            movwf    Temp         ; test for decimal point
            movlw    5
            bsf     Status,ZF

```

```

        subwf    LEDIndex,W
        btfsz   Status,ZF
        goto    NoDot
        bcf     Temp,7
NoDot   movf     Temp,W
        movwf   PortB      ; segments -> PortB

        movf    LEDIndex,W ; LEDIndex -> W
        nop
        movwf   PortA      ; digit number -> PortA

; -----
; Test for TMRO overflow
; -----

        btfsz   IntCon,2
        goto    DoNothing
        incf    TimerH,F   ; YES! Increment SW counter
        bcf     IntCon,2   ; clear overflow bite
        goto    O_K
DoNothing nop
        nop
        nop

; -----
; The first timing loop 2+3*T1+X procesor cycles
; -----

O_K     movlw   T1
        movwf   Temp

Pause   decfsz   Temp,F
        goto    Pause
        nop

;         nop           ; X times NOP
;         nop2

; -----

        incf    LEDIndex,F
        movlw   7         ; is 7th?
        bcf     Status,ZF
        subwf   LEDIndex,W
        btfsz   Status,ZF
        goto    LEDCycle  ; next digit
        nop

```

```

; -----
; The second timing loop 2+3*T2+Y procesor cycles
; -----
                movlw    T2
                movwf   Temp

Again          decfsz   Temp, F
                goto    Again
                nop

                nop                    ; Y times NOP
                nop

; -----
                clrf    LEDIndex
                decfsz  Index, F
                goto    LEDCycle      ; next 7xLED
                nop

; -----
; The third timing loop 2+3*T3+Z procesor cycles
; -----
                movlw    T3
                movwf   Temp

EndPause      decfsz   Temp, F
                goto    EndPause
                nop

                nop                    ; Z times NOP
                nop

; -----
; Final test for TMR0 overflow
; -----
                btfsz   IntCon, 2
                goto    Nothing2Do
                incf   TimerH, F
                bcf    IntCon, 2
                goto    Nx

Nothing2Do    nop
                nop
                nop

; -----
; Stop the measurement
; -----

```

```

Nx          clrw
           movwf    PortB
           movlw    b'00010000' ; RA0..RA3 = 0
           movwf    PortA      ; W -> PortA

           bcf      Status,RP0
           movlw    b'00010000' ; RA0..RA3 output
           movwf    Trisa      ; RA4 input
           bcf      Status,RP0

; -----
; Analyse precounter and store counted value in registers
; -----

           movf     Timer0,W
           movwf    MidB      ; TMRO -> MidB

           movf     TimerH,W
           movwf    HigB      ; TimerH -> HigB

CountIt    clr     Temp
           incf    Temp,F
           bsf     PortA,3     ; _| false impuls
           bcf     PortA,3     ;  | _

           bcf     IntCon,2
           movf    Timer0,W    ; actual Timer0 -> W
           bcf     Status,ZF
           subwf   MidB,W
           btfsc  Status,ZF
           goto    CountIt
           incf    Temp,F
           comf    Temp,F
           incf    Temp,F
           incf    Temp,W

           movwf   LowB

           goto    Go          ; start new cycle

; -----

           org     0
           end

```

ANNEXE IV

LES COMPOSANTS
ELECTRONIQUES UTILISES

LE SN74LS221 DOUBLE MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE

Description :

Les 221 et LS221 sont constitués de deux multivibrateurs monostables dont les caractéristiques de fonctionnement sont identiques à celles du 121. Chaque multivibrateur possède une entrée de déclenchement sur une transition positive et une entrée de déclenchement sur une transition négative qui peuvent servir d'entrée d'inhibition.

Le déclenchement intervient à un seuil de tension déterminé et ne dépend pas directement de la durée de la transition de l'impulsion d'entrée. L'entrée B, qui est une entrée à trigger de Schmitt (hystérésis TTL), permet un déclenchement franc avec des vitesses de variation de la tension d'entrée aussi lente que 1 volt/seconde, ce qui procure au circuit une excellente immunité au bruit de 1,2 V typ. Un circuit interne de verrouillage apporte également une importante immunité aux bruits d'alimentation de 1,5 V typ. typiques.

Après déclenchement, les transitions suivantes sur les entrées A et B sont sans aucun effet sur l'impulsion de sortie. La durée de celle-ci est fonction des composants qui déterminent la constante de temps du monostable et peut être interrompue par l'entrée de remise à zéro prioritaire. Les impulsions de déclenchement peuvent être d'une durée quelconque, par rapport à celle de l'impulsion de sortie. Celle-ci peut varier de 35 ns aux valeurs maximales indiquées ci-dessous. Il suffit de choisir des composants extérieurs de valeurs appropriées. Avec $R_{ext} = 2\text{ k}\Omega$ et $C_{ext} = 0$ on obtient une impulsion de sortie de 30 ns typ, qui peut être utilisée comme signal d'initialisation déclenché par une tension continue. Les temps de montée et de descente de l'impulsion sont compatibles TTL et indépendants de sa durée. La stabilité en durée de l'impulsion bénéficie d'une compensation interne et est pratiquement indépendante de la tension d'alimentation et de la température. Dans la plupart des applications, cette stabilité n'est limitée que par la précision des composants externes qui déterminent le constante de temps.

Un déclenchement franc est garanti sur toute la plage de température et de tension d'alimentation et ce, pour des valeurs de condensateurs variant dans un rapport 1 pour 1000000 (10 pF à 10 μ F) et pour des valeurs de résistances variant dans un rapport de 1 pour 10 (2 k Ω à 40 k Ω pour le SN74221N et 2 k Ω à 100 k Ω pour le SN74LS221N). Dans ces plages de valeurs la durée de l'impulsion est définie par la relation:

$$T_{imp.} = C_{ext} \cdot R_{ext} \cdot \ln 2 \approx 0,7 \cdot C_{ext} \cdot R_{ext}$$

Dans les montages où la pureté de l'impulsion n'est pas critique il est même possible d'utiliser des condensateurs dont la valeur est supérieure à 1000 μ F et des résistances dont la valeur est inférieure à 1,4 k Ω . De plus, la plage d'impulsions de sortie sans rebond est agrandie si on utilise une tension d'alimentation de 5 volts et que le montage fonctionne à une température ambiante de 25°C. On peut obtenir un rapport cyclique d'au moins 90% si on utilise la valeur maximale recommandée pour R_T . Ce rapport cyclique peut encore être augmenté si un certain niveau de rebond peut être toléré.

Les variations en durée de l'impulsion de sortie d'un boîtier à l'autre est inférieure à 0,5% pour des valeurs données des composants extérieurs.

Les entrées B et \overline{CLR} ont une entrance de 2.

	221	LS221	
courant d'alim.	26	4,6	mA
temps de propagation A à Q ou Q	47,5	47,5	ns
temps de propagation B à Q ou Q	37,5	37,5	ns
t _{width} in min.	40	40	ns
t _{width} out	20 ns-28 s	20 ns-70 s	

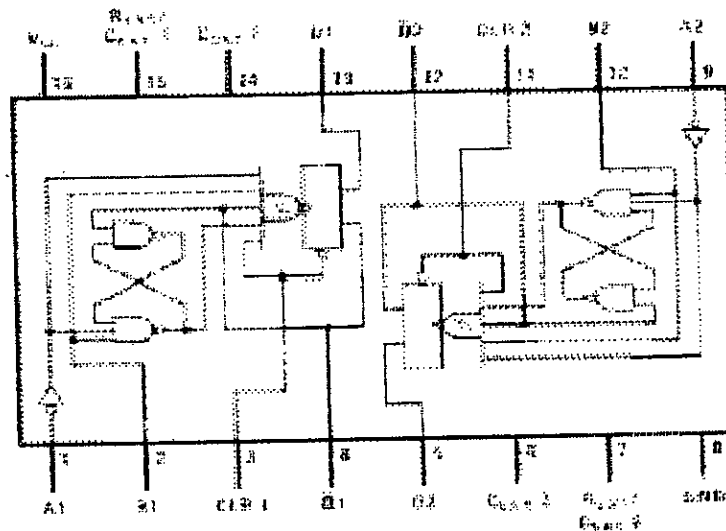
Caractéristiques du
74LS221

Function Table

Inputs			Outputs	
CLEAR	A	B	Q	\bar{Q}
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	H	H	L
H	H	H	H	L
S	L	H	H	L

Table de vérité du
74LS221N

Dual-In-Line Package



Brochage du 74LS221N

$t_r = 25$ ns, $t_f = 50$ ps, $f_c = 200$ kHz, Input $t_r, t_f = 20$ ns, unless otherwise specified

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{prop} (100)	Propagation Delay Time	$V_{DD} = 5V$		300	450	ns
		$V_{DD} = 10V$		120	200	ns
		$V_{DD} = 15V$		80	150	ns
t_{tr} (100)	Transition time	$V_{DD} = 5V$		90	145	ns
		$V_{DD} = 10V$		50	75	ns
		$V_{DD} = 15V$		40	60	ns

Paramètres temps du CD4093N

LE LM311N COMPAREUR DE TENSION :

Généralités :

Fabricant : National Semiconductor
 Technologie : bipolaire
 Applications : usage général

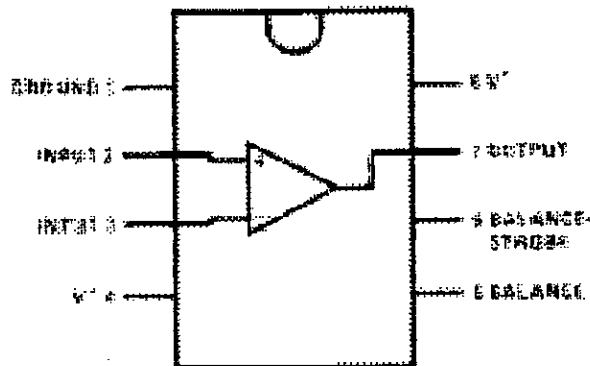
Caractéristiques :

Alimentation : +5 V à ± 18 V
 Consommation : 5 mA
 Puissance consommée : 135 mW
 Intensité du courant de polarisation des entrées : 150 nA
 Intensité du courant de décalage aux entrées : 20 nA
 Tenue en court-circuit : 10 s (max.)

Description :

Les LM111, LM211 et LM311 sont membres d'une famille de comparateurs de tensions qui prennent un courant d'entrée dont l'intensité est mille fois moins grande que celle de comparateurs courants tels que LM706 et LM710. Ils ont été conçus pour être alimentés symétriquement entre ±15 V ou simplement sous 5 V. Leur caractéristique de sortie les rend compatibles avec les familles de composants logiques RTL, DTL et TTL. Les deux entrées de ces comparateurs peuvent être câblées séparées de la masse. Leur sortie peut commuter des charges par rapport à la tension d'alimentation positive, la tension d'alimentation négative ou par rapport à la masse.

Dual-In-Line Package



Brochage du LM311N

LE LF357 : AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL A JFET D'ENTREE

Généralités :

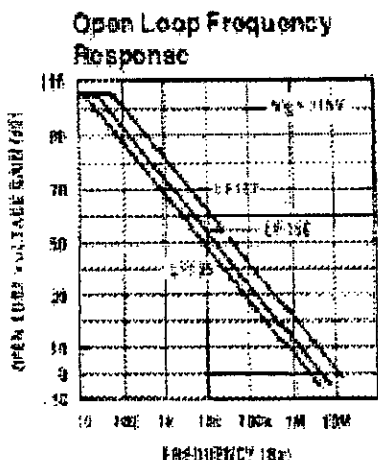
Fabricant : National Semiconductor
 Technologie : bipolaire (Bi-FET)
 Applications : amplificateurs de précision

Caractéristiques :

Alimentation : $\pm 5\text{ V}$ à $\pm 22\text{ V}$
 Consommation : 5 mA
 Puissance consommée : 200 mW
 Intensité du courant de polarisation des entrées : 20 pA
 Impédance d'entrée : 1 T Ω
 Gain : 106 dB
 Bande passante : 20 Mhz

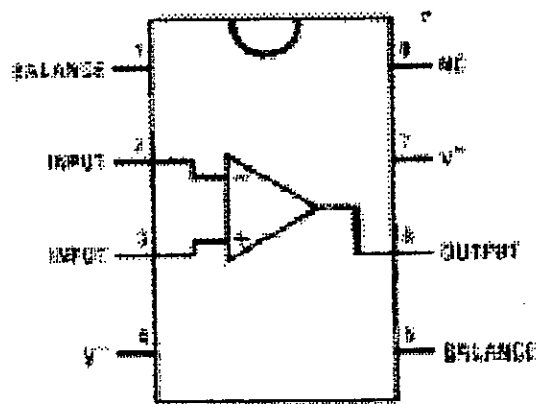
Description :

Les LFX55, LFX56 et LFX57 sont parmi les premiers amplificateurs opérationnels Bi-FET, composants associant sur une même puce des JFET appariés, capables de supporter des tensions relativement élevées, à des transistors bipolaires standard. L'avantage de cette technologie est d'offrir des composants dont l'impédance d'entrée est très élevée, le courant de polarisation des entrées très faible et la dérive de la tension de décalage à l'entrée très faible. La compensation de la tension de décalage s'effectue de l'extérieur et n'a d'influence ni sur le rapport de réjection en mode commun ni sur la dérive. Ces composants ont été mis au point pour des applications nécessitant une vitesse de balayage élevée, une large bande passante et un temps de stabilisation très bref.



Le gain en boucle ouverte du LF357 en fonction de la fréquence

Dual-In-Line Package (M and N)

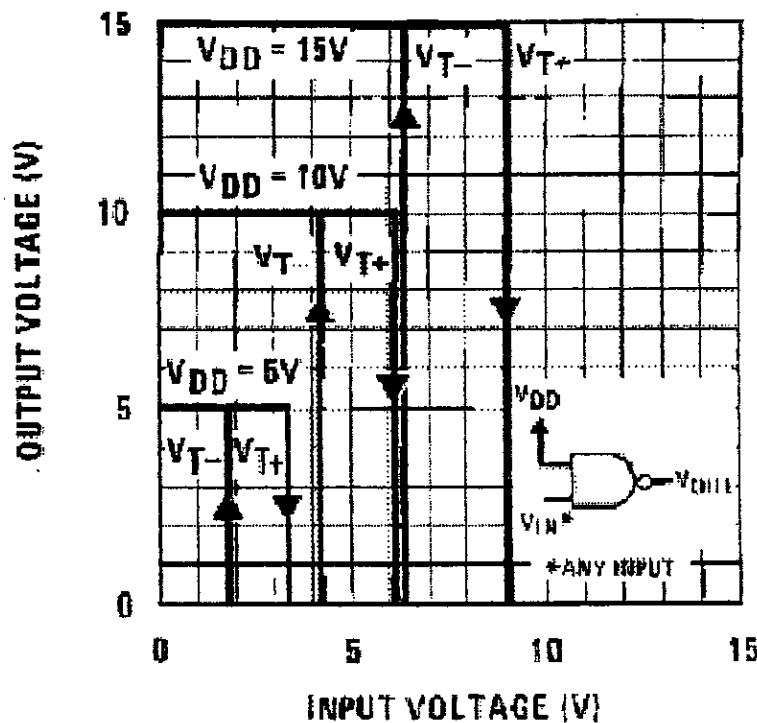


Brochage de LF357

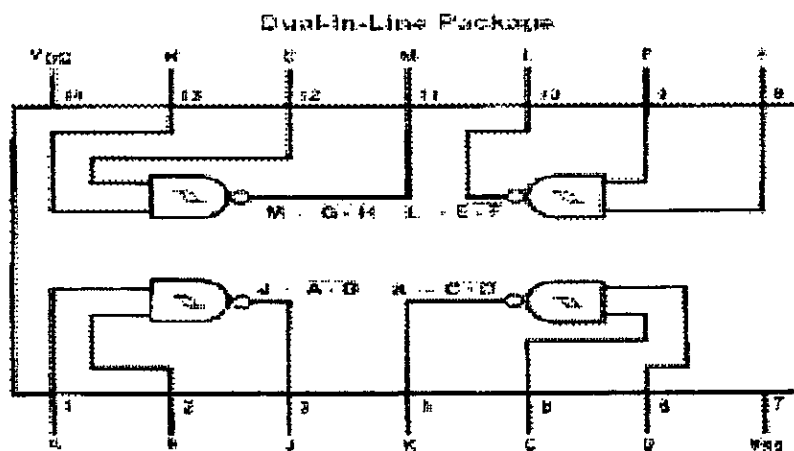
LE CD4093 QUADRUPLE PORTE NAND (NON ET) A DEUX ENTREES A TRIGGER DE SCHMITT :

La porte commute pour deux tensions d'entrée différentes suivant qu'il s'agit d'un flanc montant ou d'un flanc descendant. La différence entre la tension de seuil du flanc montant (V_{T+}) et la tension de seuil du flanc descendant (V_{T-}) est définie comme la tension d'hystérésis (V_h).

Typical Transfer Characteristics



Fonction de transfert du CD4093



Brochage du CD4093

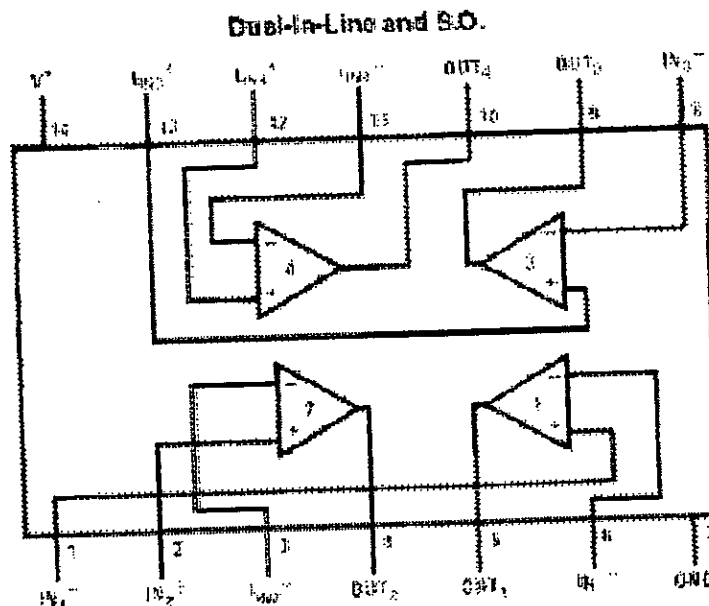
LE LM3900 QUADRUPLE AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

Généralités :

Fabricant : National Semiconductor
 Technologie : bipolaire
 Applications : montages analogiques

Caractéristiques :

Alimentation : 4 V à 32 V ; ± 2 V à ± 16 V
 Consommation : 10 mA
 Température de fonctionnement :
 Puissance consommée : 320 mW
 Impédance d'entrée : 1 M Ω
 Vitesse de balayage :
 excursion positive : 0,5 V/ μ s
 excursion négative : 20 V/ μ s
 Intensité du courant de polarisation des entrées : 30 nA
 Largeur de bande : 2,5 MHz
 Gain en boucle ouverte : 70 dB



Brochage du LM3900

Description :

Les quatre amplificateurs opérationnels de chaque boîtier de cette série ont un fonctionnement tout à fait indépendant. Ils ont tous une double entrée et sont compensés en interne. Leur

alimentation peut être ou non symétrique. Leur particularité est une entrée non inverseuse en miroir de courant. Leur conception en permet des applications variées, de montages analogiques basse fréquence tels qu'amplificateurs et filtres, à divers oscillateurs. Ils seront même utilisés comme opérateurs logiques relativement lents pour des tensions d'entrée élevées. Leurs différentes versions permettent toujours de disposer du composant le mieux adapté à une application donnée.

LE 4051 MULTIPLEXEUR/DEMULTIPLEXEUR ANALOGIQUE A HUIT CANAUX

Le 4051 est constitué de huit commutateurs analogiques bidirectionnels dont un pôle est connecté à une entrée/sortie indépendante ($X_0...X_7$) et l'autre pôle à une entrée/sortie commune (X). Le 4052 est constitué de deux groupes de quatre commutateurs bidirectionnels dont un pôle est connecté à une entrée/sortie indépendante ($X_0...X_3, Y_0...Y_3$) et l'autre à une entrée/sortie commune (X, Y).

Le 4053 est constitué de trois groupes de deux commutateurs bidirectionnels dont un pôle est connecté à une entrée/sortie indépendante ($X_0, X_1, Y_0, Y_1, Z_0, Z_1$) et l'autre à une entrée/sortie commune (X, Y, Z).

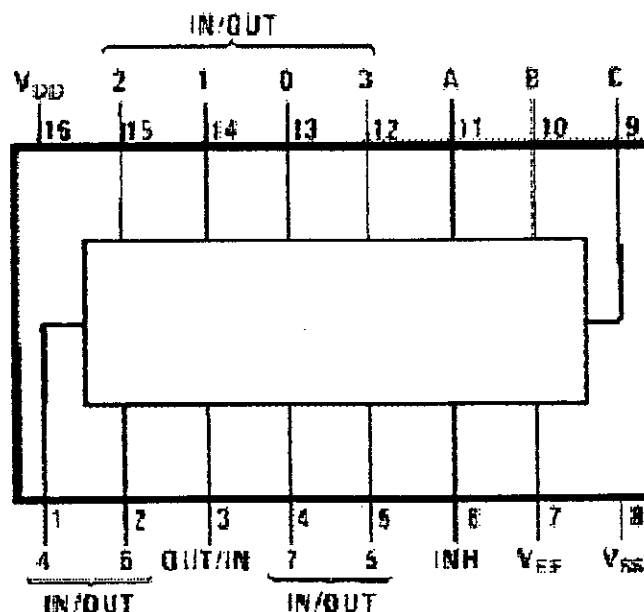
L'entrée de validation (\bar{E}) étant au niveau logique bas, un des commutateurs est sélectionné (basse impédance, état passant. Voir la table de vérité par les entrées d'adresses (A, B, C)).

L'entrée de validation étant au niveau logique haut, tous les commutateurs sont en état de haute impédance (état "bloqué") indépendamment des entrées d'adresses.

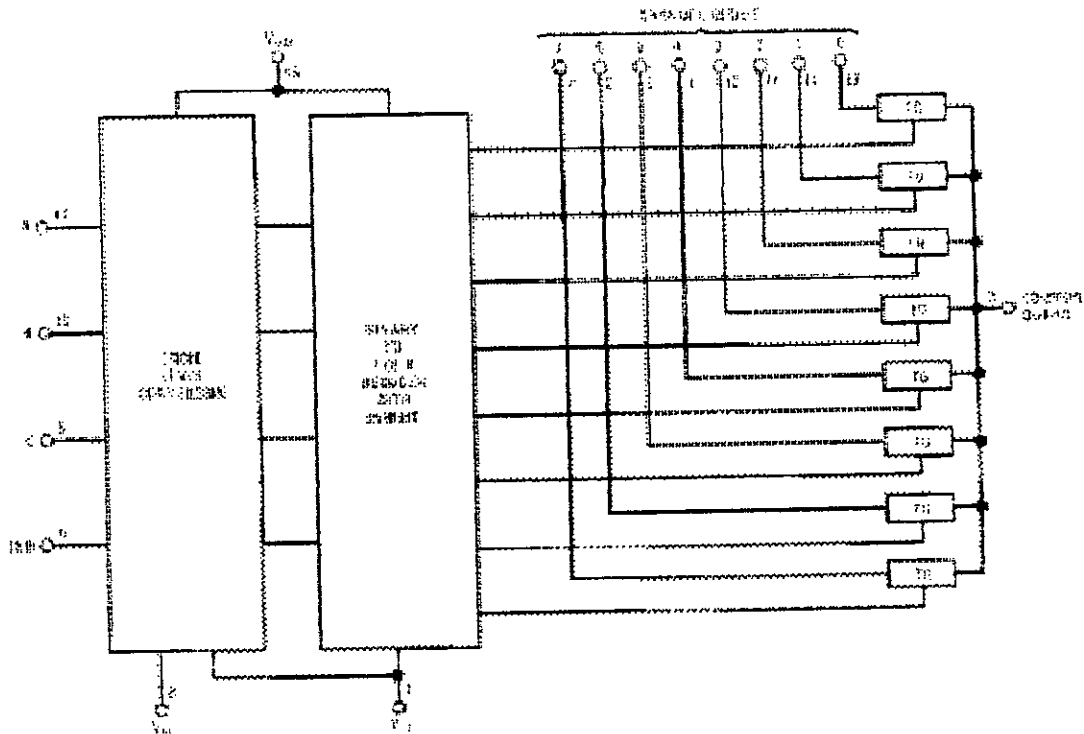
Il est possible de commander des signaux analogiques d'amplitude supérieure à 15 V crête à crête avec des signaux numériques d'amplitude comprise entre 3 et 15 V. Par exemple, si $V_{DD} = 5$ V, $V_{SS} = 0$ et $V_{EE} = -5$ V, on peut commander des signaux analogiques d'amplitude comprise entre -5 et $+5$ V avec des signaux numériques allant de 0 à 5 V.

La valeur limite des tensions d'alimentation est :

$$V_{DD} - V_{EE} = 18 \text{ V}$$



Brochage du CD4051N



Synoptique générale du CD4051N

LE MOSFET IRFP450

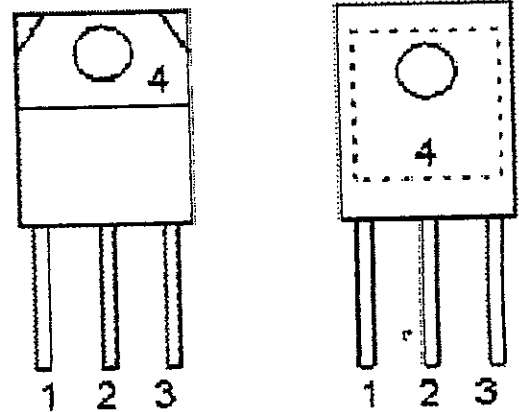
Ces caractéristiques sont :

- V-MOS, $V_{ds} = 500V$, $I_{ds} = 14A$, 190W

il a comme équivalents :

- BUZ338, 2SK788, 2SK899, 2SK1610,

Son brochage est illustré dans le figure en face :



Boîtiers du l' IRFP450

- 1 gate
- 2 drain
- 3 source
- 4 drain

LE TRANSISTOR DE PUISSANCE BC640

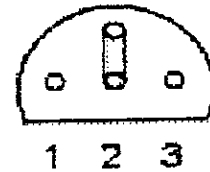
Ces caractéristiques sont :

- $V_{ce} = 100V$, $I_{cmax} = 1A$, $0.8W$, $50MHz$

il a comme équivalents :

- BC527, BC528, 2SB647, 2SA1013

Son brochage est illustré dans le figure en face :



Boîtier du BC640
 1 base
 2 émetteur
 3 collecteur
 (les broches en face)

LE JFET BF256

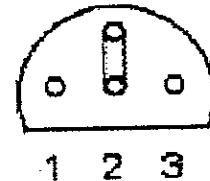
Ces caractéristiques sont :

- VHF/UHF, $30V$, $I_{dss} > 3mA$, $U_p < 7.5V$, $1GHz$

il a comme équivalents :

- 2N5397, 2N5398, 2N5486

Son brochage est illustré dans le figure en face :



Boîtier du BF256
 1 drain
 2 source
 3 gate
 (les broches en face)

LE 2N2222

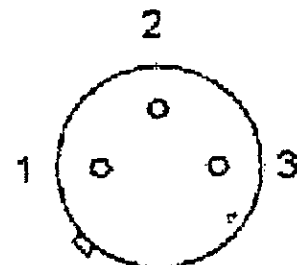
Ces caractéristiques sont :

- $V_{ce} = 60V$, $I_{cmax} = 0.8A$, $0.5W$, $>250MHz$, $B > 100$

il a comme équivalents :

- BSS 40..41, BSW 61..64, 2N4014

Son brochage est illustré dans le figure en face :

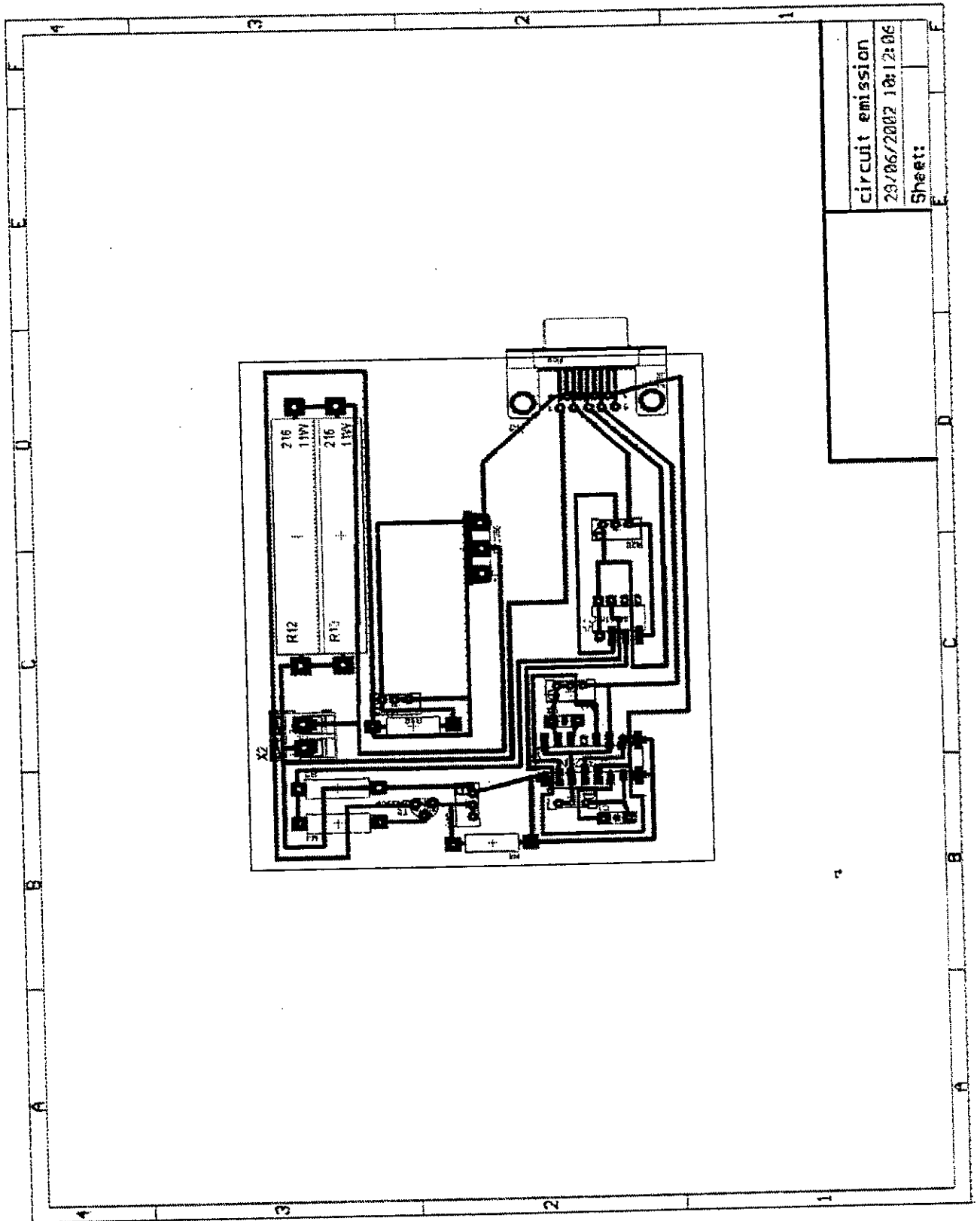


Boîtier du 2N2222A
 1 émetteur
 2 base
 3 collecteur
 (les broches en face)

ANNEXE VI

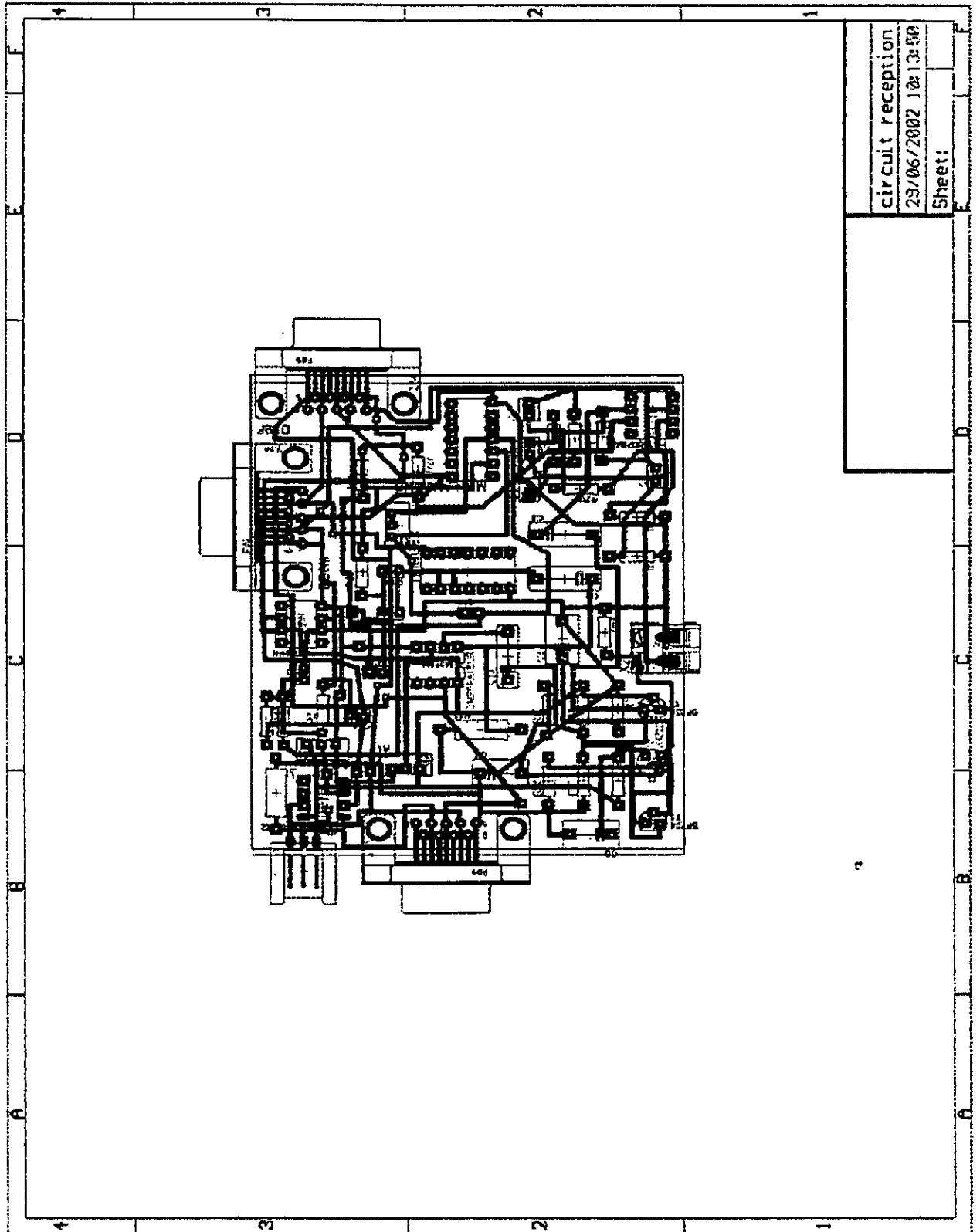
REALISATION DES CIRCUITS
IMPRIMES DU DISPOSITIF
ELECTRONIQUE ASSOCIE

L'EMETTEUR

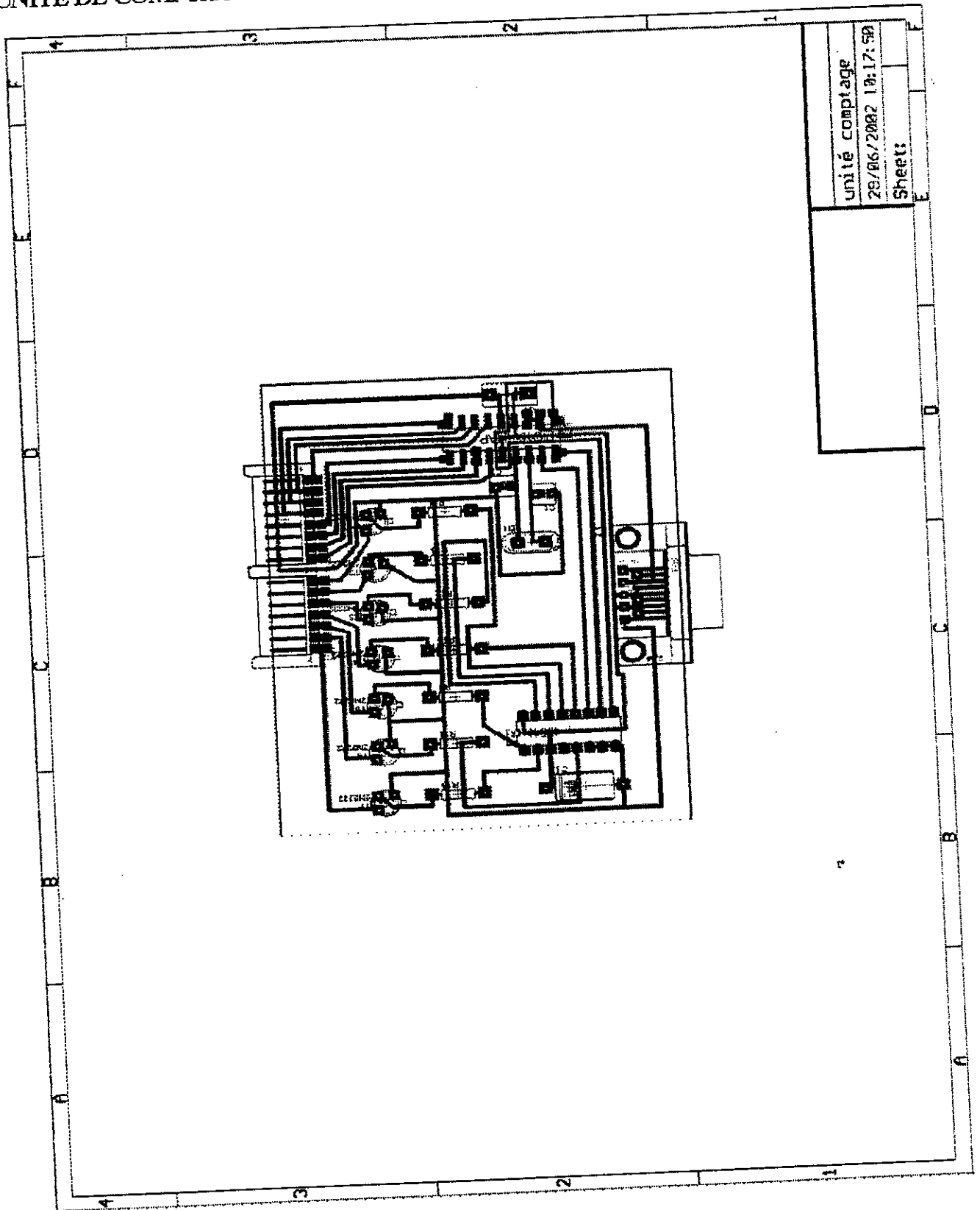


Sheet:	
29/06/2002 10:12:06	
circuit emission	

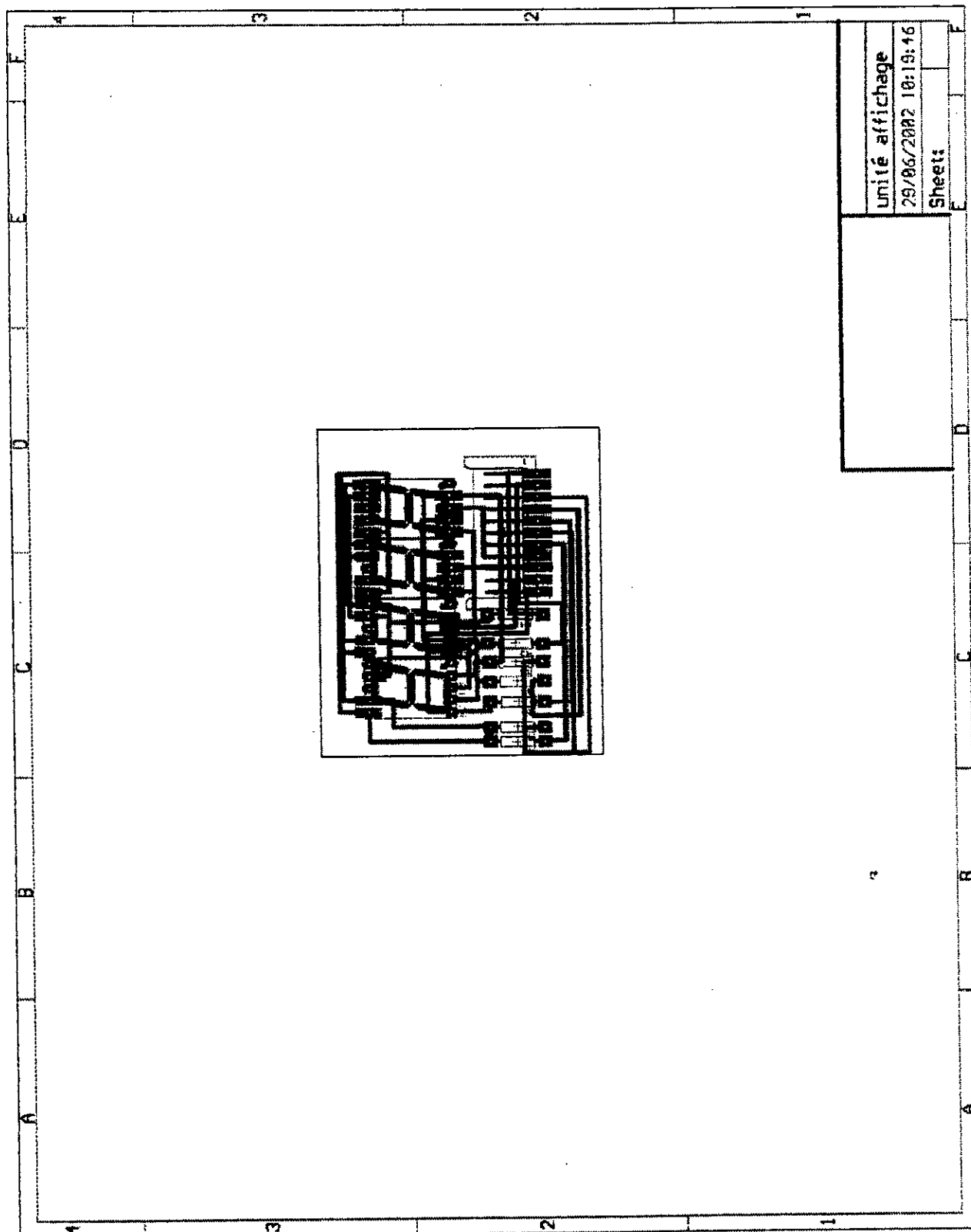
LE RECEPTEUR



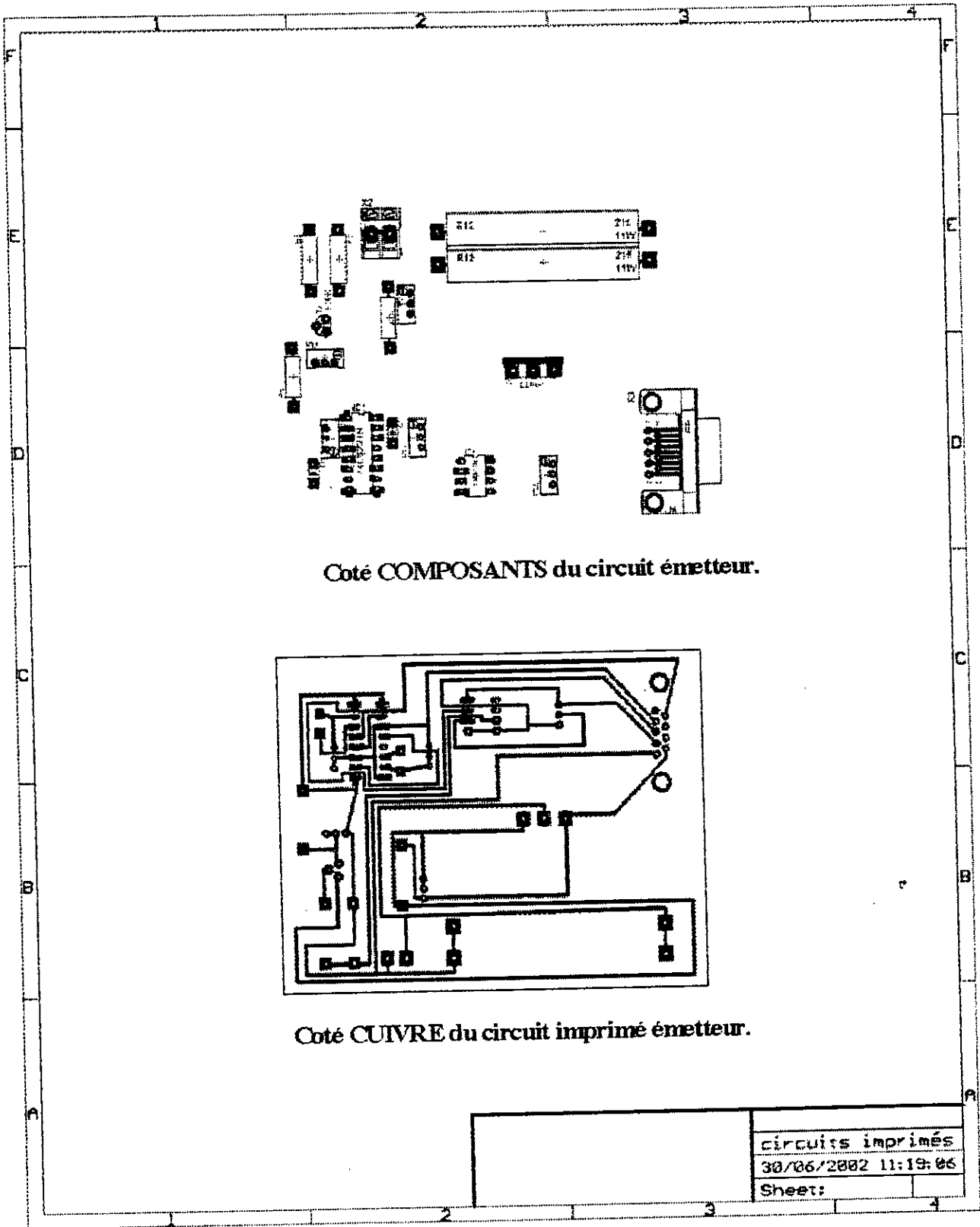
L'UNITE DE COMPTAGE



L'UNITE D'AFFICHAGE



EMPLACEMENT DES COMPOSANTS DE L'EMETTEUR

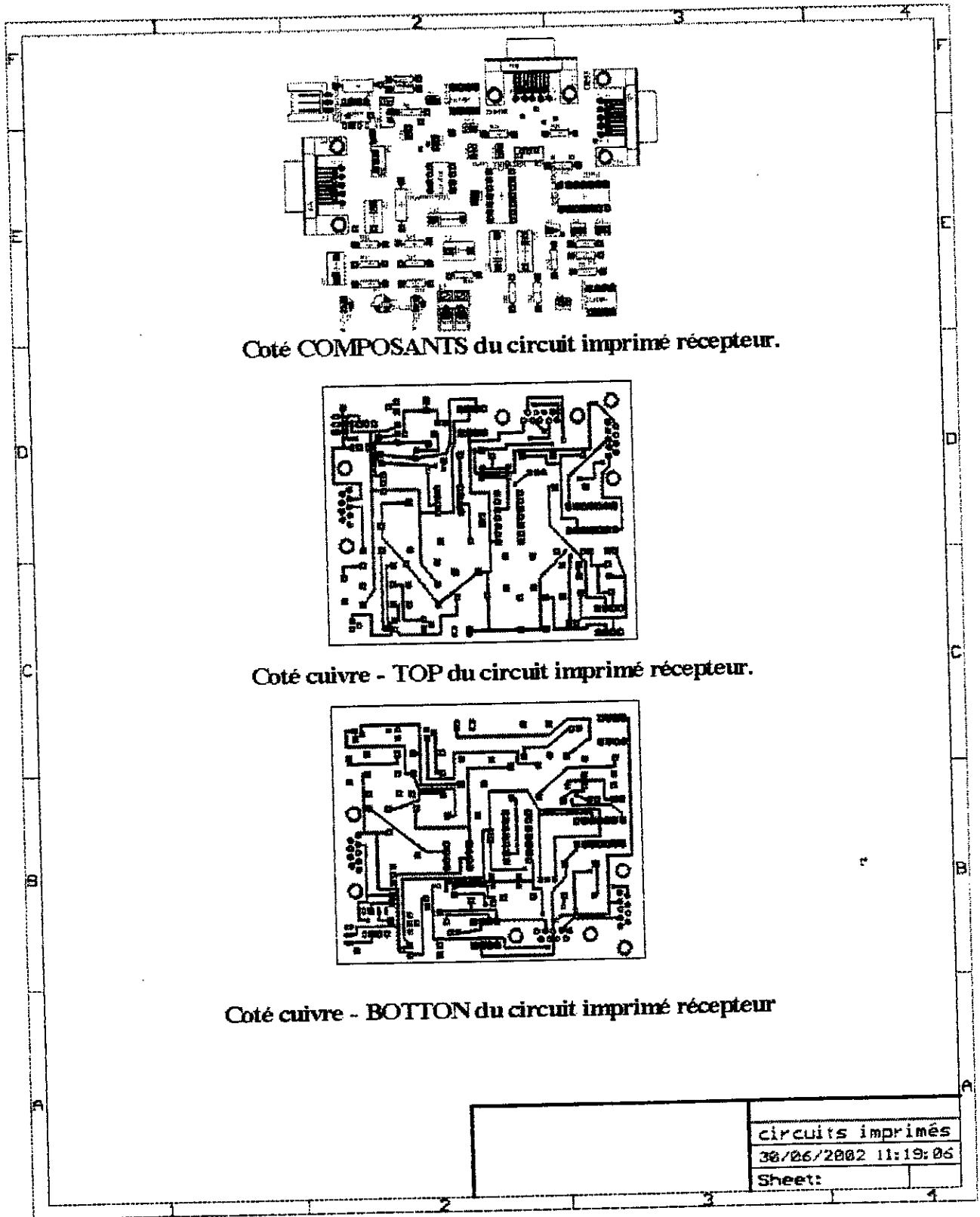


Côté COMPOSANTS du circuit émetteur.

Côté CUIVRE du circuit imprimé émetteur.

circuits imprimés	
30/06/2002 11:19:06	
Sheet:	

EMPLACEMENT DES COMPOSANTS DU RECEPTEUR



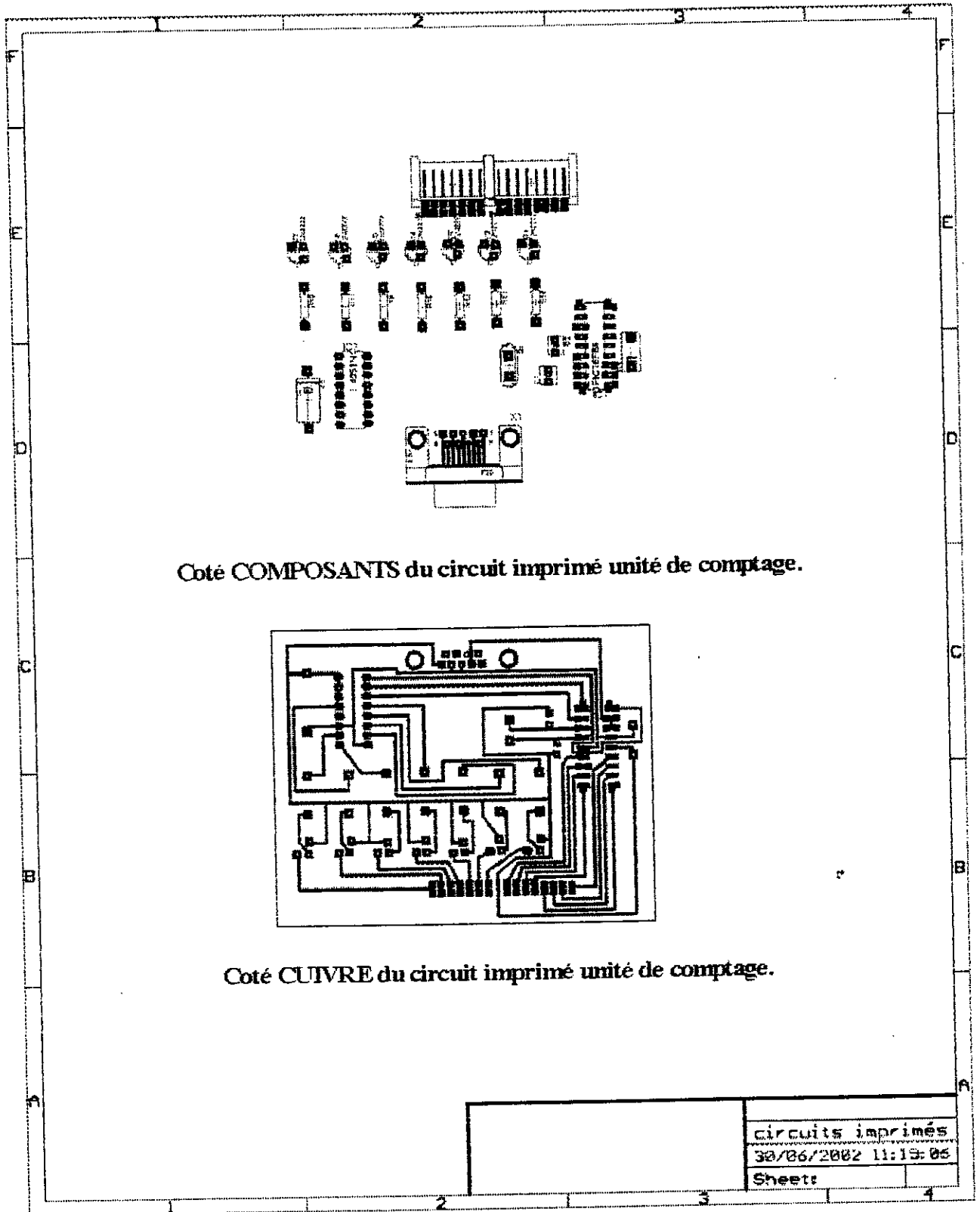
Coté COMPOSANTS du circuit imprimé récepteur.

Coté cuivre - TOP du circuit imprimé récepteur.

Coté cuivre - BOTTON du circuit imprimé récepteur

circuits imprimés	
30/06/2002 11:19:06	
Sheet:	

EMPLACEMENT DES COMPOSANTS DE L'UNITÉ DE COMPTAGE

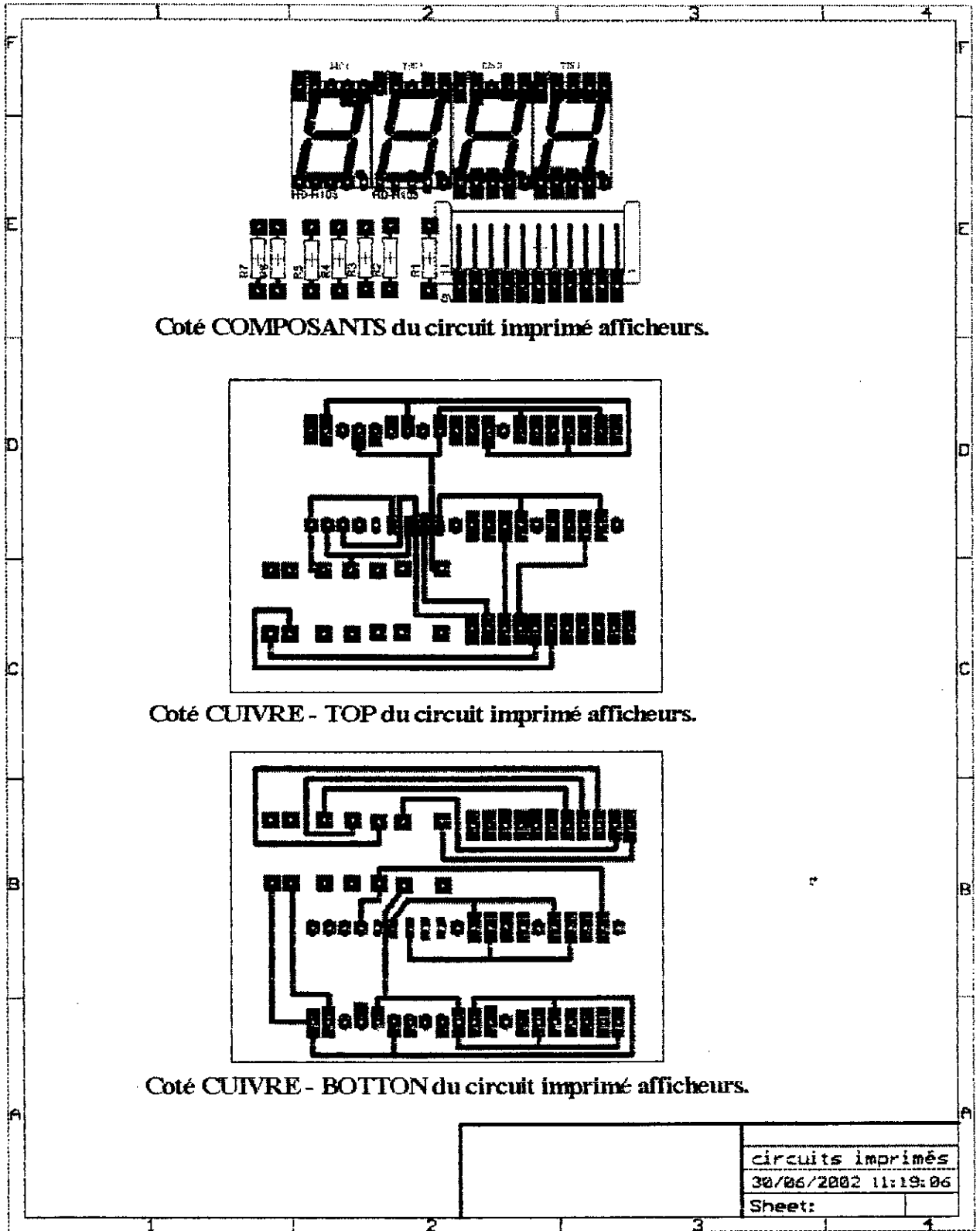


Coté COMPOSANTS du circuit imprimé unité de comptage.

Coté CUIVRE du circuit imprimé unité de comptage.

circuits imprimés
30/06/2002 11:15:05
Sheet:

EMPLACEMENT DES COMPOSANTS DE L'UNITÉ D'AFFICHAGE



LE CONNECTEUR D'ALIMENTATIONS

Il est utilisé pour la connexion entre le dispositif et les alimentations stabilisées, réalisé autour d'une DB9.

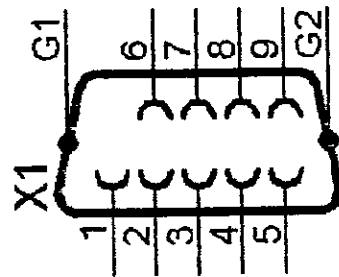
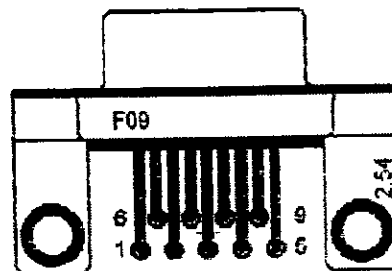
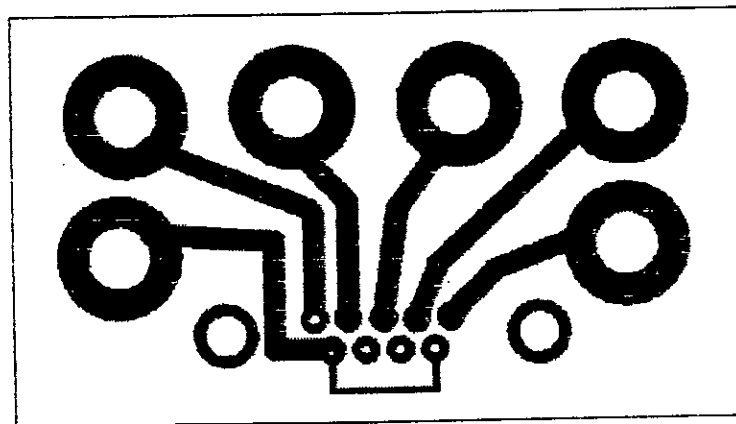


Schéma du connecteur.



X1

Côté COMPOSANTS du connecteur.



Côté CUIVRE du connecteur.

circuits imprimés	
30/06/2002 11:19:05	
Sheet:	

ملخص

ان قياس التدفق مهم جدا في شبكات نقل الموائع (بتروول , غاز) و في كل تجهيزات صناعية اين يجب مراقبة كمية الموائع خلال معالجة ما .

نقدم في هذا العمل تصميم و صناعة جهاز إلكتروني من اجل قياس تدفق الموائع التي تحتوي علي شوائب (غاز, هواء, رمل...) وذلك بإستعمال فعل دوبلر.

يتكون هذا الجهاز من : باعث فوق صوتي يعمل عند 800 كيلوهرتز, لاقط متكون من مرشح عصابة نافذة ,دارة التقويم ,دارة لمعالجة الإشارة و عداد مصمم حول الميكروكونترولر PIC16F84.

الكلمات المفاتيح:

أجهزة قياس التدفق فوق صوتية - اللواقط فوق الصوتية - فعل دوبلر - معالجة الإشارة - التعداد - المعايرة.

Résumé:

La mesure du débit revêt d'une importance fondamentale dans les réseaux de transport des fluides (gazoducs, oléoducs) et dans toute installation industrielle où doit être contrôlée la quantité de fluide intervenant dans un processus donné.

Nous présentons dans ce travail la conception et la réalisation d'un dispositif électronique pour la mesure du débit des fluides dit chargé en utilisant l'effet Doppler .

Le dispositif comporte : un émetteur ultrasonore de 800khz, un récepteur composé d'un filtre passe bande et un circuit de mise en forme, un circuit de traitement du signal pour extraire l'information, un compteur à base de microcontrôleur PIC 16F84

Mot clés :

Débitmètres à ultrasons - Transducteurs ultrasonores - Effet Doppler - Traitement du signal - Comptage - Etallonnage.

Abstract

The measurement of the flow revote of fundamental importance in the grid systems of the fluids (gas pipelines, pipelines) and in any industrial facility where the quantity of fluid must be controlled intervening in a given process.

We present in this work the design and the realization of an electronic device for the measurement of the flow of the fluids known as charged by using the Doppler effect.

The device comprises: an ultrasonic transmitter of 800khz, a receiver made up of a filter passes tape and a shaping circuit, a processing circuit of the signal to extract information, a meter containing microcontrolor PIC 16F84 .

Keywords :

Ultrasonic flowmeters - ultrasonic transducers - Doppler effect - Signal processing - The counting - The calibration.