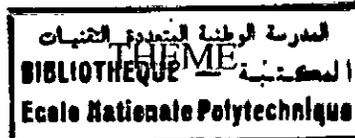


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Projet de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electronique



ETUDE ET CONCEPTION
D'UN
ECHO SONDEUR À ULTRASONS

Proposé par :
Mr. A. BENBELKACEM
Mr. Z. TERRA

Dirigé par :
Mr. A. BENBELKACEM

Etudié par :
Mr. BESSALEM Salim

PROMOTION
SEPTEMBRE 1995

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Projet de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du Diplôme
d'Ingénieur d'Etat en Electronique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة
BIBLIOTHEQUE **THEME**
Ecole Nationale Polytechnique

ETUDE ET CONCEPTION
D'UN
ECHO SONDEUR À ULTRASONS

Proposé par :
Mr. A. BENBELKACEM
Mr. Z. TERRA

Dirigé par :
Mr. A. BENBELKACEM

Etudié par :
Mr. BESSALEM Salim

PROMOTION
SEPTEMBRE 1995

DEDICACES :

Je dédie ce modeste travail à :

- * *Ma mère*
- * *Mon père*
- * *Mon frère REZA*
- * *Et particulièrement ma petite soeur CELIA.*



TABLE DES MATIERES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

CHAPITRE I : PRESENTATION DU PROJET

I.1 BUT ET INTERET.....	1
I.2 METHODES DE TELEMETRIE SOUS-MARINE.....	1
I.2.1 Classification des différents télémètres.....	1
I.2.2 Bathymétrie laser.....	2
I.2.3 Bathymétrie ultrasonore.....	5
I.3 TECHNIQUE DE MESURE.....	6
a) Principe.....	7
b) Précision de la technique.....	8
c) Avantages de cette technique.....	9
I.4 CONCLUSION.....	9
I.5 STRATEGIE DE MISE EN OEUVRE.....	10

CHAPITRE II : ULTRASONS ET PROPAGATION SOUS-MARINE

II.1 INTRODUCTION.....	11
II.2 PROPRIETES GENERALES DES ULTRASONS.....	12
II.3 THEORIE DES ULTRASONS.....	12
II.3.1 L'équation de propagation.....	13
II.3.2 Pression, impédance acoustique et intensité.....	13
II.3.3 Effets d'interface.....	14
- Réflexion sur le fond.....	16
II.3.4 Réfraction.....	18
II.4 STRUCTURE BATHYTHERMIQUE ET PROFIL DE CELERITE DE LA MER.....	19
II.5 ATTENUATION DES ULTRASONS DANS L'EAU.....	21
a) Amortissement.....	21
b) Atténuation géométrique.....	21
c) Conclusion.....	22
II.6 REVERBERATION.....	22
II.7 BRUIT.....	22
II.8 CONCLUSION.....	24

CHAPITRE III : TRANSDUCTEURS ULTRASONORES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

III.1 INTRODUCTION.....	25
III.2 TRANSDUCTEURS MAGNETOSTRICTIFS.....	25
III.3 TRANSDUCTEURS PIEZO-ELECTRIQUES.....	26
III.3.1 Principe.....	26
III.3.2 Matériaux piézo-électriques.....	26
III.3.3 Paramètres piézo-électriques.....	27
III.3.4 Schéma équivalent.....	31
III.4 PRINCIPALES CARACTERISTIQUES D'UN TRANSDUCTEUR.....	33
a- La fréquence.....	35
b- Dimensions de la pastille.....	35
c- Amortissement.....	38
d- Adaptation d'impédance.....	38
III.5 ELEMENTS PRINCIPAUX D'UN TRANSDUCTEUR ULTRASONORE.....	39
III.6 1) PRESENTATION DU TRANSDUCTEUR UTILISE.....	40
2) PRESENTATION DU TRANSDUCTEUR DU L.E.M.....	41
III.7 CONCLUSION.....	42

CHAPITRE IV : CIRCUITS ELECTRONIQUES ASSOCIES

INTRODUCTION (Synoptique Générale).....	43
IV.1 L'EMETTEUR.....	44
IV.1.1 Forme du signal d'émission.....	44
IV.1.2 Générateur de train d'ondes.....	46
a) Horloge de commande.....	46
b) L'oscillateur.....	48
IV.1.3 L'amplificateur d'émission.....	49
IV.2 LE RECEPTEUR.....	53
IV.2.1 Synoptique.....	53
IV.2.2 Principe de fonctionnement.....	54
1. Le limiteur.....	54
2. Le filtre passe bande.....	56
3. L'amplification.....	58
4. Le détecteur d'enveloppe.....	59
5. La mise en forme.....	61

INTRODUCTION GENERALE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

La télémétrie désigne tout système permettant d'acquérir l'information distance sans contact physique entre l'appareil de mesure et l'objet étudié. Les domaines d'application de la télémétrie sont vastes et nombreux, tels l'industrie, la robotique, l'océanographie, les applications biomédicales, etc. ...

Le projet qui nous a été confié s'intéresse à la télémétrie sous-marine, ou plus exactement la mesure de profondeur, et consiste en l'étude et la conception d'un sondeur de profondeur dont la portée est de 100 mètres.

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

Dans le premier, nous présentons une étude comparative des méthodes de télémétrie sous-marine afin de dégager la solution la plus adéquate à nos objectifs.

Dans le second, nous examinerons les différents paramètres intervenant dans la propagation des ondes ultrasonores dans l'eau.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une description détaillée des transducteurs ultrasonores, éléments clés dans tout sondeur de profondeur.

Au quatrième chapitre, nous présenterons les circuits électroniques associés à notre télémétrie, à savoir :

- L'émetteur.
- Le récepteur.
- Le circuit de comptage et d'affichage.

En conclusion, nous présenterons les résultats obtenus et les perspectives de développement pour l'amélioration de notre réalisation.

CHAPITRE I

PRESENTATION DU PROJET

I.1 BUT ET INTERET:

Nombreux sont les cas où il s'avère nécessaire de mesurer, sans contact, la distance séparant deux points dont l'un est considéré comme inaccessible ou mobile.

Notre projet s'intéresse à un cas particulier de la télémétrie; la bathymétrie, c'est à dire la mesure de profondeur des mers et des lacs.

Les applications de la télémétrie sous-marine sont nombreuses et on peut citer parmi celles-ci :

- La cartographie sous-marine (cartes bathymétriques),
- L'aide à la navigation maritime,
- La détection d'obstacles marins (icebergs, récifs,...),
- La surveillance des fonds de barrages et ports pour leur éventuel dragage,
- La détection de bancs de poissons (aide à la pêche)
- L'aide à la mise en place de liaisons câblées et des pipelines sous-marins,
- Et les applications militaires (détection de sous-marin, torpilles,...).
- Etc...

I.2 METHODES DE TELEMETRIE SOUS-MARINE : [1,3]

Parmi les différentes méthodes utilisées en télémétrie sous-marine, il apparaît des méthodes largement dominantes; ce sont les méthodes actives; qui nécessitent l'utilisation d'une source spéciale d'énergie (un émetteur), l'information distance étant déduite de l'énergie réfléchié par l'objet. Les télémètres passifs utilisent l'énergie rayonnée par l'objet lui même pour connaître sa distance.

I.2.1 CLASSIFICATION DES DIFFERENTS TELEMETRES :

La classification des systèmes de mesure de distance sous-marine peut se faire suivant :

- Le type d'énergie utilisée en émission
- La technique de mesure

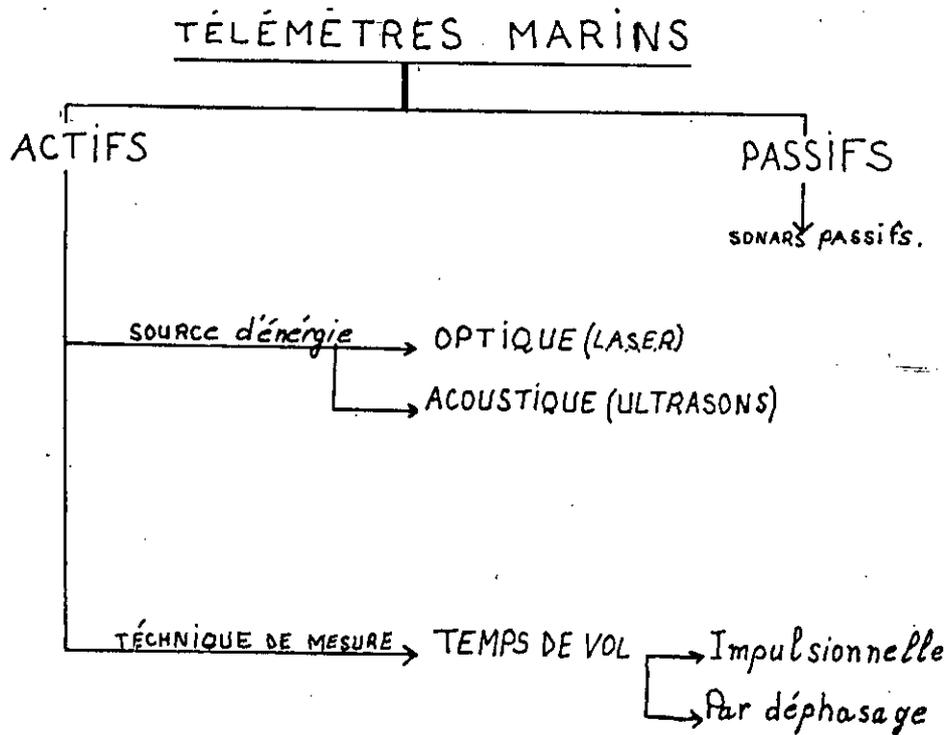


Fig. I-1 : - Classification des télémètres marins -

On peut distinguer deux types principaux de bathymètres :

- Bathymètres LASER,
- Bathymètres ultrasonores (ou écho-sondeurs).

I.2.2 BATHYMETRIE LASER : [4]

La mesure de profondeurs utilisant une source laser en émission, est particulièrement difficile, car la lumière est fortement atténuée dans l'eau. La figure I-2 donne un ordre de grandeur de l'atténuation de propagation en fonction de la longueur d'onde du signal émis et de l'état de l'eau.

- (A) Eau de mer propre loin des côtes
- (B) Eau côtière propre
- (C) Eau côtière sale

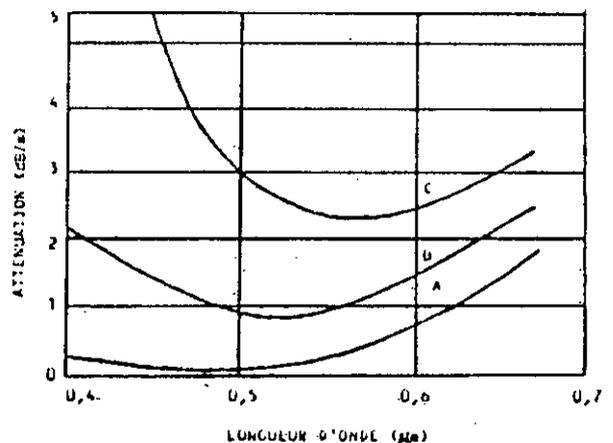


Fig. I-2 : - Variation de l'atténuation dans l'eau de mer en fonction de la longueur d'onde - [4]

On voit que cette atténuation peut varier de 0,25 dB/m à 2,5 dB/m suivant la turbidité de l'eau, et que la fenêtre de transmission est située dans la partie bleu-verte du spectre visible de la lumière.

Pour ces valeurs de l'atténuation la distance de visibilité* peut varier de 6,8m à 68m.

On devine aisément la difficulté qu'il y a à utiliser le laser comme source d'émission.

Si, en plus, on devait tenir compte des pertes dues :

- à la réflexion sur le fond et la surface de l'eau,
- et au système optique de visée,

Plusieurs systèmes ont été réalisés, notamment aux U.S.A. et en Australie, pour mesurer à partir d'un hélicoptère ou d'un avion la profondeur des fonds marins.

Pour le matériel le plus préformant, le système Australien WIRELAD, utilisant un laser de puissance impulsionnel à YAG dopé au Néodyme avec doublement de fréquence et monté sur un avion volant à 500 mètres d'altitude, la profondeur maximale mesurée est de 40 mètres.

a) Avantages des bathymètres laser :

Leur principal avantage est la cadence élevée de mesure, due à la vitesse de propagation de la lumière. Pour le système WIRELAD décrit plus haut, une surface de 1000m² peut être explorée en une seconde avec un maillage de 10 m par 10 m, voir fig. I-3 [4].

Un autre avantage, est la précision de la mesure due aux qualités particulières du laser:

- Faible divergence,
- Haute monochromaticité,
- Cohérence exceptionnelle,
- Et grande énergie dans un faible volume.

* La distance de visibilité V, est la distance pour laquelle le contraste d'un objet est réduit à 2% de sa valeur.

Elle est donnée par : $V = 17/A$,

A : Atténuation, en dB/m,

V : Distance de visibilité.

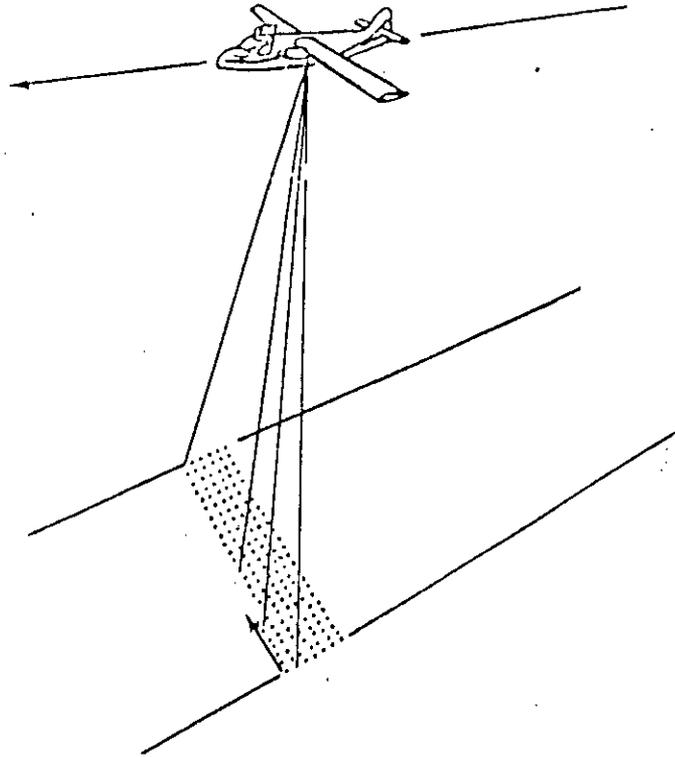


Fig.I-3 : - Diagramme de balayage d'un bathymètre WIRELAD - [4]

b) Inconvénients :

Le principal inconvénient de ces télémètres est leur faible portée (40 à 50m) comparée à celle des télémètres à ultrasons, dont la portée peut atteindre plusieurs km sous l'eau.

Leurs coût prohibitif dû :

- A l'électronique rapide qui doit lui être associée,
- A la source laser de puissance avec des caractéristiques propres à cette application.
- Et surtout au fait qu'ils doivent être aéroportés, sinon ils perdraient leur principal avantage, la cadence élevée de mesure.

c) Conclusion :

Cette méthode est surtout destinée pour des applications militaires où le temps d'acquisition de la mesure est primordial et où de gros moyens financiers peuvent être mis en oeuvre.

Ce qui d'emblée nous amène à éliminer la méthode laser pour notre application.

1.2.3 BATHYMETRIE ULTRASONORE : [1,5]

Les ultrasons, contrairement au laser, sont beaucoup moins atténués dans l'eau. Cette atténuation dépend de plusieurs facteurs dont la fréquence d'émission (par exemple à 100 KHz cette atténuation est d'environ 30dB/Km).

La détection sous-marine a été l'une des premières et majeures applications des ultrasons. C'est ainsi que les écho-sondeurs et les sonars* ont été développés par les militaires dès la 1^{ère} guerre mondiale(14-18) et ont connu un essor considérable pendant la seconde guerre(39-45).

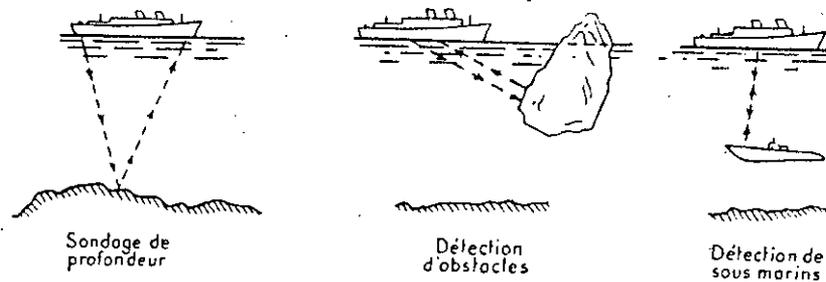


Fig. I-5 : - Applications sous-marines des ultrasons - [2]

* SONAR : Sound Navigation and Ranging.

Ces systèmes de mesure de profondeur (écho-sondeurs) ou de détection sous-marine (Sonars) peuvent avoir des portées de plusieurs Km et leur résolution est de l'ordre de 5 à 10% en général .

On utilise pour la mesure de profondeur la méthode du temps de transit pour effectuer la mesure, qui sera décrite plus loin, alors qu'en Sonar plusieurs méthodes sont utilisées et sortent de notre cadre d'étude (pour de plus amples détails consulter les références [23, 7, 5]).

a) Avantages de la technique ultrasonore : [6]

On peut citer parmi les avantages de cette technique :

- La portée , qui peut atteindre plusieurs Km,
- Leur faible coût, car la vitesse de propagation des ultrasons, est faible si on la compare à celle de la lumière, ce qui implique une électronique associée beaucoup moins rapide et donc bon marché.
- La résolution qui peut être très bonne pour des fréquences élevées mais au détriment de la portée qui diminue .

b) Inconvénients :

Le principal inconvénient des ultrasons dans la mesure de profondeurs est la faible cadence de mesure, si on la compare à celle des techniques optoélectroniques. Ceci est dû à la vitesse de propagation des ultrasons dans l'eau qui est deux cent mille fois plus faible que celle de la lumière

Un autre inconvénient est le compromis qui doit être trouvé entre portée et résolution, car ces derniers sont liés d'une façon opposée à la fréquence de l'émetteur, si on augmente la portée la résolution diminue et vice-versa.

1.3 TECHNIQUE DE MESURE: [7]

La technique la plus adéquate et la plus utilisée pour la mesure de profondeur marine est la technique du temps de vol.

a) Principe :

La mesure de distance est déduite du principe classique de la mesure du temps écoulé "t" entre l'instant où on émet le signal ultrasonore et l'instant où l'on reçoit le premier écho.

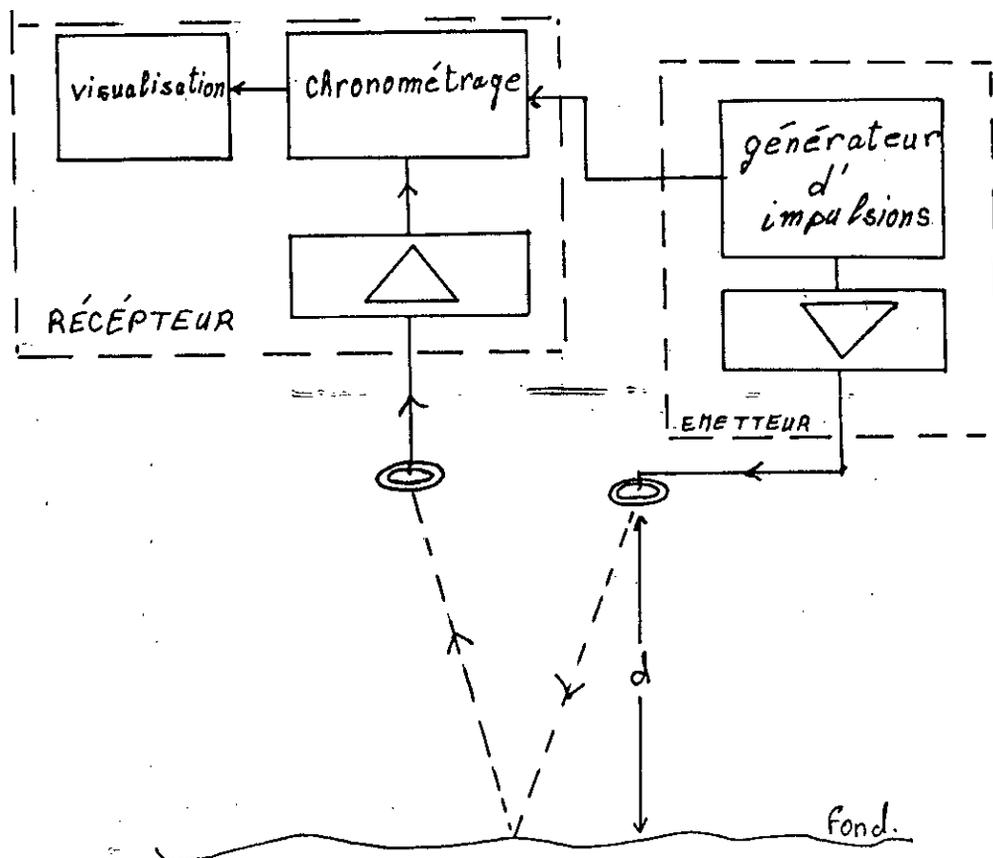


Fig. I-6 : - Synoptique de la méthode par temps de vol -

La distance "d" séparant l'émetteur de la cible, c-a-d, le fond est donnée par :

$$d = 1/2 \cdot c \cdot t$$

où: c : vitesse de propagation des ultrasons dans l'eau,

t : temps de propagation du signal entre son émission et sa réception.

En général un seul transducteur ultrasonore est utilisé en émission et en réception, parce que d'une part le transducteur est réversible et d'autre part la technique utilisée le permet.

b) Précision de la technique : [8]

Seuil de détection :

Pour des raisons technologiques, la détection électrique du signal reçu s'effectue toujours avec une certaine imprécision, d'ue, en particulier, au seuil de détection des amplificateurs opérationnels utilisés.

Si pour deux mesures différentes, l'amplitude maximale est identique, l'erreur de mesure prise entre le départ de l'onde et le début de la détection sera constante. Il est, dans ce cas, aisé de corriger ce déphasage.

Malheureusement, lorsque la cible est située plus ou moins loin du transducteur, l'amplitude électrique reçue est variable. Par conséquent, l'erreur de mesure peut varier suivant les cas. Voir Fig. I-8.

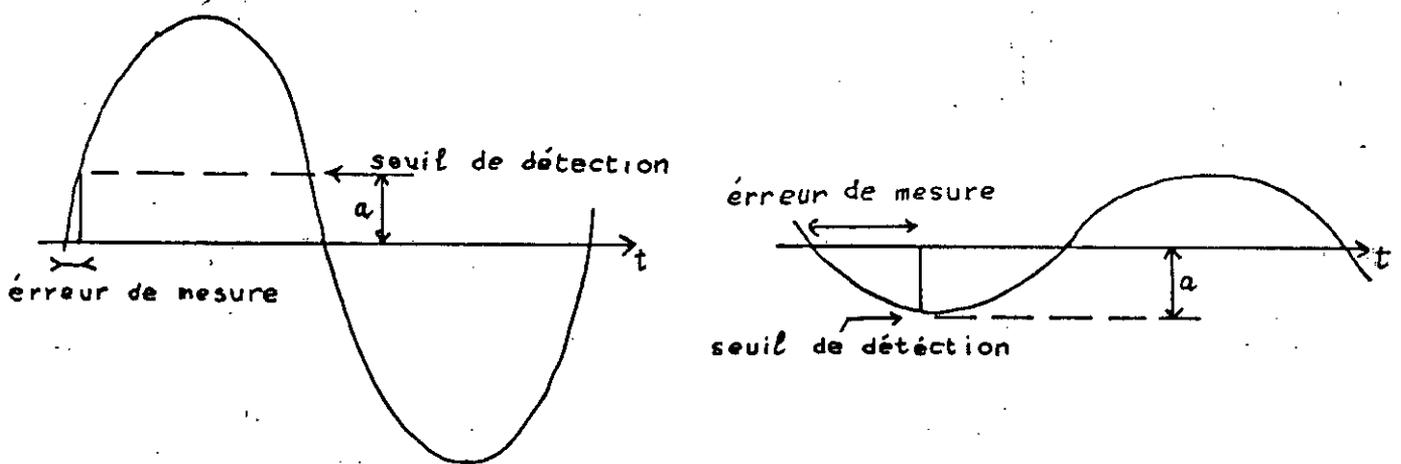


Fig. I-8 : - Erreur due au seuil de détection -

De ce fait le seuil de détection peut se situer au départ de l'onde reçue (dans le cas d'un signal fort) ou au contraire au sommet de la sinusoïde (si l'écho reçu est faible). Cette erreur peut se retrouver pour la demi-période négative. Pour ces raisons, l'incertitude de la mesure est, au maximum de $\lambda/2$. D'où l'intérêt de travailler à fréquence relativement élevée si on veut avoir une bonne précision.

Pour une fréquence de 800 KHz cette erreur est de 1,8 mm; à 200 kHz elle est de 7,5mm.

c) Avantages de cette technique :

- Possibilité d'utiliser un seul transducteur en émission et en réception.
- Bonne précision,
- Faible coût,
- Et simplification de la mise en oeuvre.

I.4 CONCLUSION :

Le but de ce chapitre était d'exposer sommairement la problématique de la mesure de profondeur et de faire une étude comparative entre les différentes solutions possibles afin de dégager la plus adéquate pour notre objectif.

En tenant compte des paramètres suivants:

- Possibilité de mise en oeuvre,
- Coût,
- Précision,
- Et portée,

Il apparaît que la méthode ultrasonore utilisant la technique de mesure par temps de vol est celle qui convient le mieux à la mesure de profondeur.

MÉTHODES <i>caractéristiques</i>	LASER	ULTRASONS
PORTÉE	50 mètres max.	Plusieurs Km
VITESSE DE MESURE	très rapide.	moyenne.
RÉSOLUTION	≤ 5%	≤ 10%
DIFFICULTÉ DE MISE EN OEUVRE	ÉLEVÉE	MOYENNE
COÛT	ÉLEVÉ	FAIBLE.

Fig. I-9 : - Tableau comparatif des différentes méthodes -

I.5 STRATEGIE DE MISE EN OEUVRE:

1- Réaliser un télémètre ultrasonore utilisant un transducteur dont la fréquence d'émission est 800Khz (disponible au laboratoire).

2- Valider les circuits d'émission, de réception et de comptage affichage pour de petites profondeurs (< 1m) car à 800 Khz l'atténuation est d'environ 400dB/Km.

3- Et enfin, faire les modifications nécessaires pour l'adapter à un transducteur travaillant à 200Khz et avec lequel une portée de 100m peut être atteinte.

CHAPITRE II

**ULTRASONS ET PROPAGATION
SOUS-MARINE**

II.1 INTRODUCTION :

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 mille à un million de fois moins rapide. [6]

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.

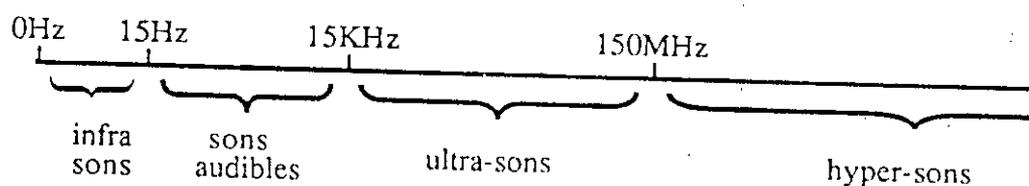


Fig. II-1 : - Spectre des ultrasons -

Les ultrasons ont des longueurs d'onde 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 les milieux opaques à la lumière ou à travers des matières conductrices, est exploitée dans plusieurs domaines, tels que :

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

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

II.2 PROPRIETES GENERALES DES ULTRASONS : [9,10,8,7]

Champ et grandeurs acoustiques :

Un champ acoustique est le milieu dans lequel se propage une onde acoustique et l'ensemble de ses déformations. Il est caractérisé par des grandeurs physiques fonctions du lieu et du temps, appelées grandeurs ou paramètres acoustiques, et qui sont:

- | | | |
|---------------------------|---|--|
| - L'élongation acoustique | } | Caractérisent le mouvement des particules du milieu. |
| - La vitesse | | |
| - La pression acoustique | } | Caractérisent la déformation des particules. |
| - La condensation * | | |

II.3 THEORIE DES ULTRASONS :

Les ondes acoustiques sont des vibrations mécaniques qui se propagent dans un milieu fluide ou solide sous la forme de mouvements des particules du milieu de part et d'autre d'une position moyenne. Il en résulte un transfert d'énergie sans transfert de matière. Le phénomène de la propagation est une interaction complexe entre les paramètres de l'onde acoustique et des caractéristiques du milieu. Si le mouvement des particules est parallèle à la direction de propagation, l'onde est longitudinale. Si le déplacement des particules est perpendiculaire à la direction de propagation, l'onde est transversale, voir fig. II-2.

Seules les ondes ultrasonores longitudinales se propagent dans l'eau.

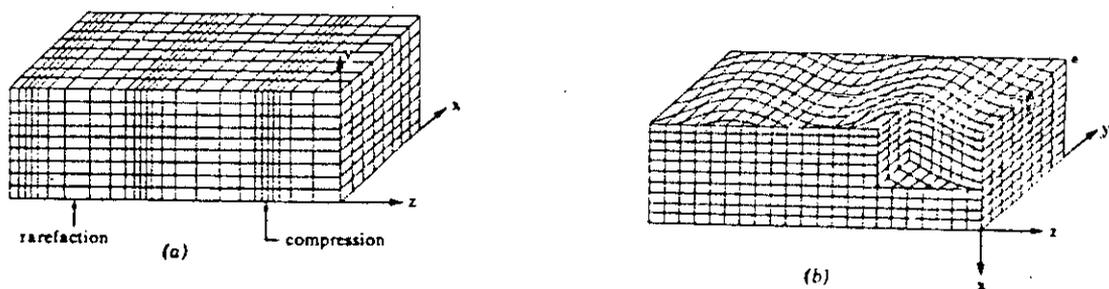


Fig. II-2 : - Modes de propagation, a) ondes longitudinales, b) ondes transversales -

* La condensation ; variation relative de la masse volumique.

II.3.1 L'EQUATION DE PROPAGATION :

Si u est le déplacement de la particule, dans le milieu dans lequel se propage une onde, le long de l'axe z , avec une célérité c , alors en chaque point du trajet de l'onde, u varie avec le temps tandis qu'à chaque instant u est fonction de la position le long du trajet de l'onde. L'équation de propagation est donnée par [11]:

$$\frac{\delta^2 u}{\delta z^2} = \frac{\delta^2 u}{c^2 \cdot \delta t^2} \quad (1)$$

La solution de cette équation est de la forme $f(ct-z)$, la solution sinusoïdale est donnée par:

$$u = u_0 \sin [k (c \cdot t - z)] \quad (2)$$

ou encore :

$$u = u_0 \sin (\omega t - k z) \quad (3)$$

où $k = 2 \pi / \lambda$ est appelé nombre d'onde et λ la longueur d'onde.

La vitesse 'V' de la particule, et son accélération 'a' peuvent être obtenus en dérivant l'équation (3) :

$$V = U_0 \cdot \omega \cdot \cos (\omega t - k z) = V_0 \cos (\omega t - k z) \quad (4)$$

$$a = - U_0 \cdot \omega^2 \cdot \sin (\omega t - k z) \quad (5)$$

II.3.2 PRESSION, IMPEDANCE ACOUSTIQUE ET INTENSITE :

La pression acoustique est donnée par :

$$P = \rho \cdot c^2 \cdot \frac{\delta u}{\delta z} \quad (7)$$

où : ρ : masse volumique du milieu,

A partir des équation (3) et (4) :

$$\frac{\delta u}{\delta z} = -1 \cdot V \quad (6)$$

En combinant cette équation avec (7) on obtient la variation de pression associée avec la propagation de l'onde :

$$P = \rho \cdot c \cdot V \quad (9)$$

Cette relation entre pression et vitesse est analogue à la loi d'Ohm en électricité.

Donc le produit $\rho \cdot c$ peut être défini comme étant l'impédance acoustique caractéristique Z ;

$$Z = \rho \cdot c = \frac{P}{V} \quad (10)$$

L'intensité de l'onde est définie comme étant la puissance moyenne transportée par unité de surface normale à la direction de propagation . On peut démontrer , [11], que l'intensité I est égale à:

$$\begin{aligned} I &= \rho \cdot c \cdot \frac{V_0^2}{2} \\ &= \frac{P_0^2}{2 \cdot Z} \\ &= 1/2 \cdot P_0 \cdot V_0 \end{aligned} \quad (11)$$

où P_0 et V_0 sont les amplitudes de la pression et de la vitesse.

II.3.3 EFFETS D'INTERFACE :

Une onde acoustique qui traverse, avec un angle d'incidence α_i , la surface séparant deux milieux donne naissance ,au niveau de l'interface, à une onde réfléchie et à une onde transmise . Les directions de propagation de ces ondes font les angles α_r et α_t avec la normale de l'interface (Fig. II-3).

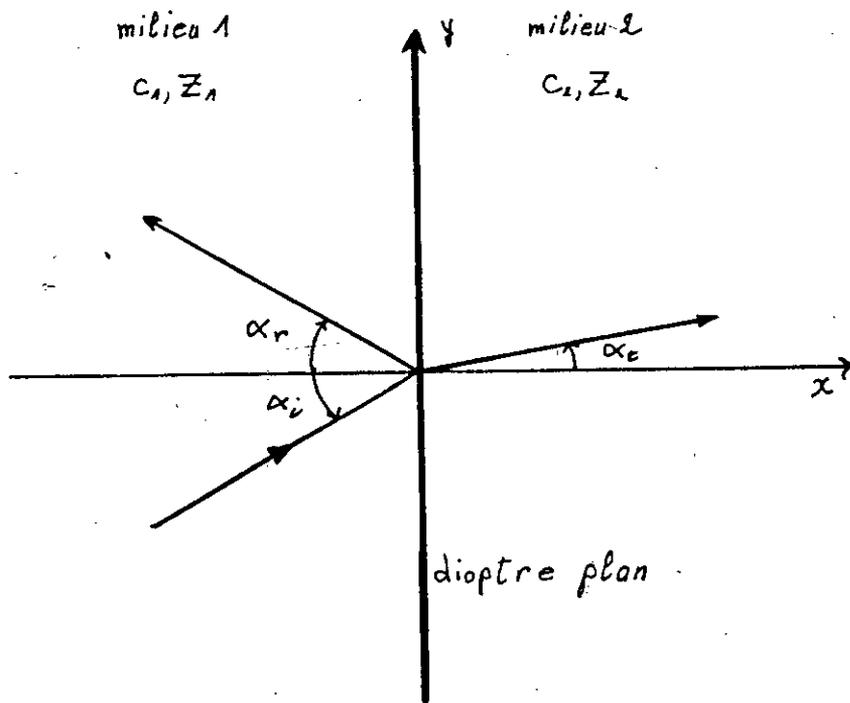


Fig. II-3 : - Effets d'interface -

Comme pour l'optique, ces angles sont reliés entre eux par les relations de DESCARTES :

$$\alpha_i = \alpha_r$$

$$\sin(\alpha_i) / \sin(\alpha_t) = c_1/c_2$$

où c_1 et c_2 sont les célérités des ondes dans les milieux 1 et 2 .

L'énergie du faisceau incident ne se répartit pas entre faisceaux réfléchis et transmis de façon quelconque. (voir annexe 1).

L'énergie réfléchi par une interface acoustique dépend fortement de l'angle d'incidence du faisceau. Elle est maximum pour l'incidence normale et décroît très rapidement dès que le faisceau devient oblique.

En conséquence pour la mesure de profondeur le faisceau ultrasonore est orienté verticalement pour avoir un maximum d'énergie reçue par le transducteur après réflexion sur le fond.

Réflexion sur le fond :

Si les mesures sont effectuées à bord d'un bateau en déplacement le transducteur ne doit pas être trop directif pour ne pas perdre trop rapidement le fond car seuls les ondes réfléchies verticalement reviennent à bord.

Remarque : Un sondeur même bien installé ne fonctionnera plus au dessus d'une vitesse de 10 noeuds (1 noeud = 1,852 Km/h).

Une autre limite au sondage de profondeur, due aux lois de la réflexion, est l'inclinaison du fond par rapport à l'horizontale, voir fig. II-4, car, suivant la profondeur le faisceau réfléchi peut ne pas atteindre le bateau.

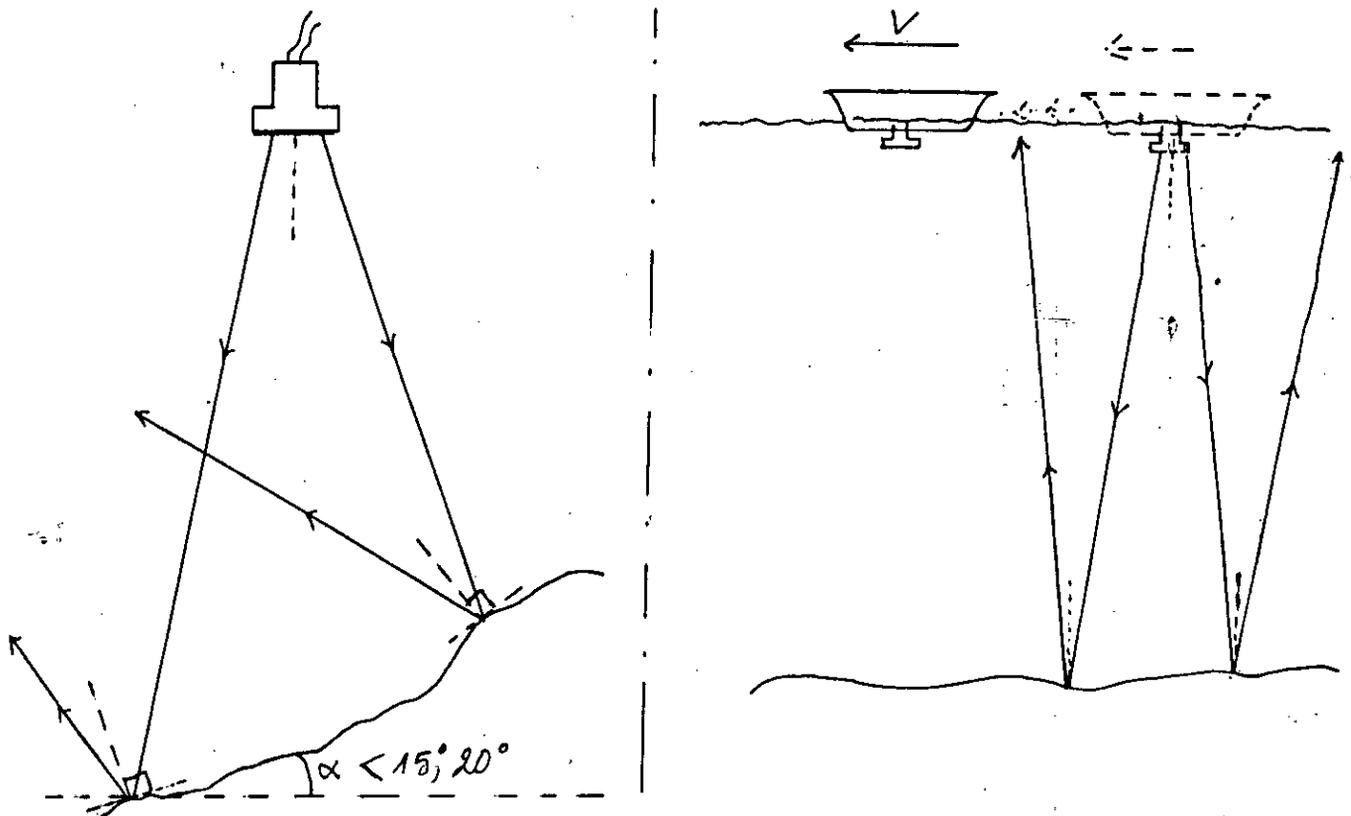


Fig II-4 :- Limites au sondage de profondeur -

Les pertes par absorption, dans le fond, dépendent de la nature du fond et de l'angle d'incidence;

* Si le fond est dur, par exemple roche ou sable ferme, la célérité du son est plus grande que dans l'eau; il existe un angle limite; en considérant l'angle ϕ_i avec le fond on observe un niveau de réflexion L_r selon la courbe 1 de la fig. II-5, pour un angle $\phi_i < \pi/2 - \theta_L$, on a réflexion totale.

* Si le fond est mou, par exemple de la vase ou un sédiment non consolidé, où la célérité est légèrement plus faible que dans l'eau; il existe un angle ϕ_{ib} définissant une transmission totale; la courbe 2 de la fig. II-5 donne l'allure de L_r en fonction de ϕ_i .

* Les pertes par absorption dans le fond modifient L_r comme l'indiquent les courbes en traitillé 1' et 2' de la fig. II-5.

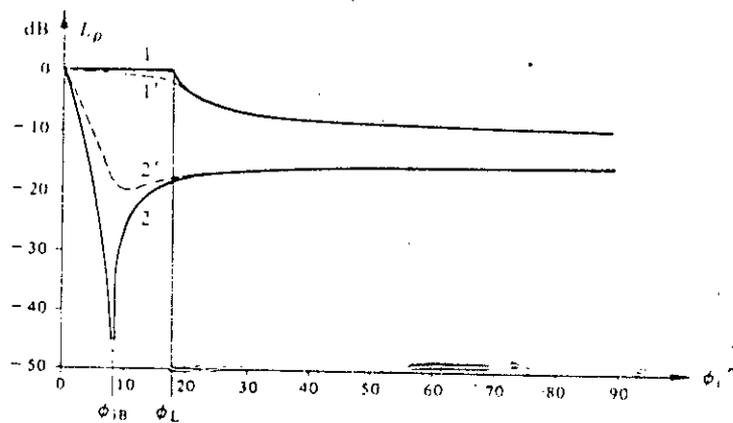


Fig. II-5 : - Courbe des pertes par absorption sur le fond - [3]

II.3.4 REFRACTION :

La réfraction est le phénomène d'incurvation des rayons sonores lorsque ils se propagent dans un milieu dont la célérité varie spatialement. Ainsi la célérité du son dans l'eau de mer varie avec la profondeur à cause de la variation de la température entre la surface et le fond.

Description :

En stratifiant l'eau de mer en couches horizontales minces telles que la célérité y soit constante, puis en appliquant successivement la loi de Snell (voir annexe 1) à chaque dioptre rencontré par un rayon sonore, on constate que celui-ci devient une ligne brisée, à la limite une courbe. La figure II-6 illustre le concept de stratification :

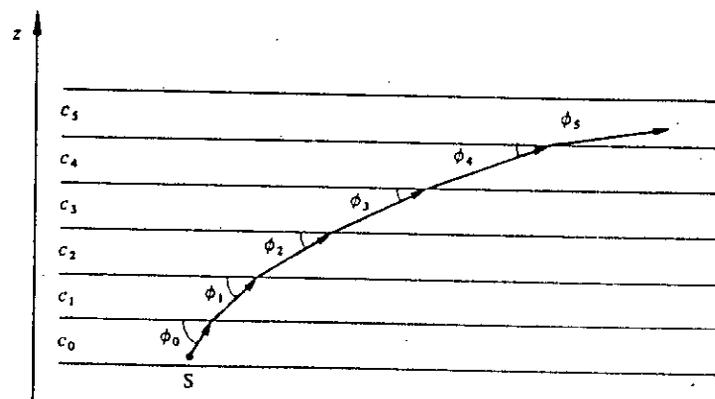


Fig. II-6 : - Incurvation des rayons sonores due à la réfraction - [9]

Cette incurvation est telle que le rayon sonore est toujours rabattu vers une région de plus faible célérité.

II.4 STRUCTURE BATHYTHERMIQUE ET PROFIL DE CELERITE DE LA MER :

La bathythermie est le facteur déterminant principal du profil de célérité avec la profondeur.

En général on a la structure suivante :

- * Une couche de surface, subissant des variations saisonnières, et dont la profondeur varie entre 50 et 300 m.
- * Une couche thermocline allant jusqu'à 800-1500m environ, et où la température décroît rapidement avec la profondeur.
- * Une couche isotherme dont la température est pratiquement constante (> 1500 m).

La fig. II-7 représente cette structure et le profil de célérité $c(z)$ correspondant :

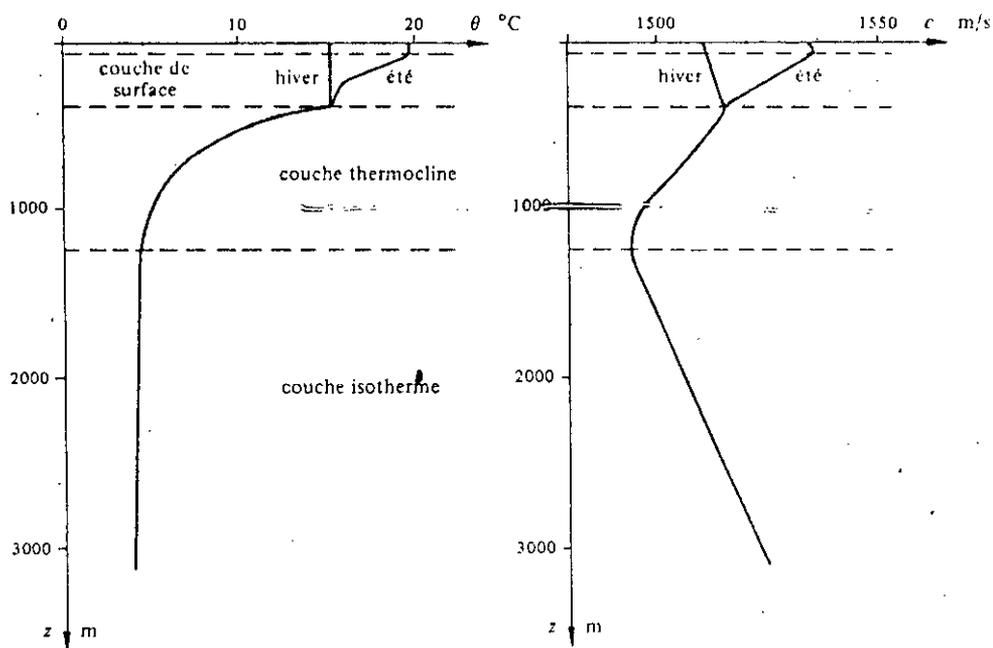


Fig. II-7 : - Profil de célérité de l'eau de mer - [9]

La célérité des ultrasons dans l'eau de mer dépend, en fait, de la température, de la salinité et de la pression selon des lois très complexes en pratique on a recours à des formules approchées. En première approximation on peut cependant admettre qu'elle varie linéairement en fonction de ces paramètres :

- * 4 m/s par degré centésimal pour la température ,
- * 18 m/s par kilomètre d'immersion,
- * L'influence de la salinité est beaucoup plus faible. [12]

La figure qui suit illustre les variations de la vitesse de propagation en fonction de la température et de la salinité :

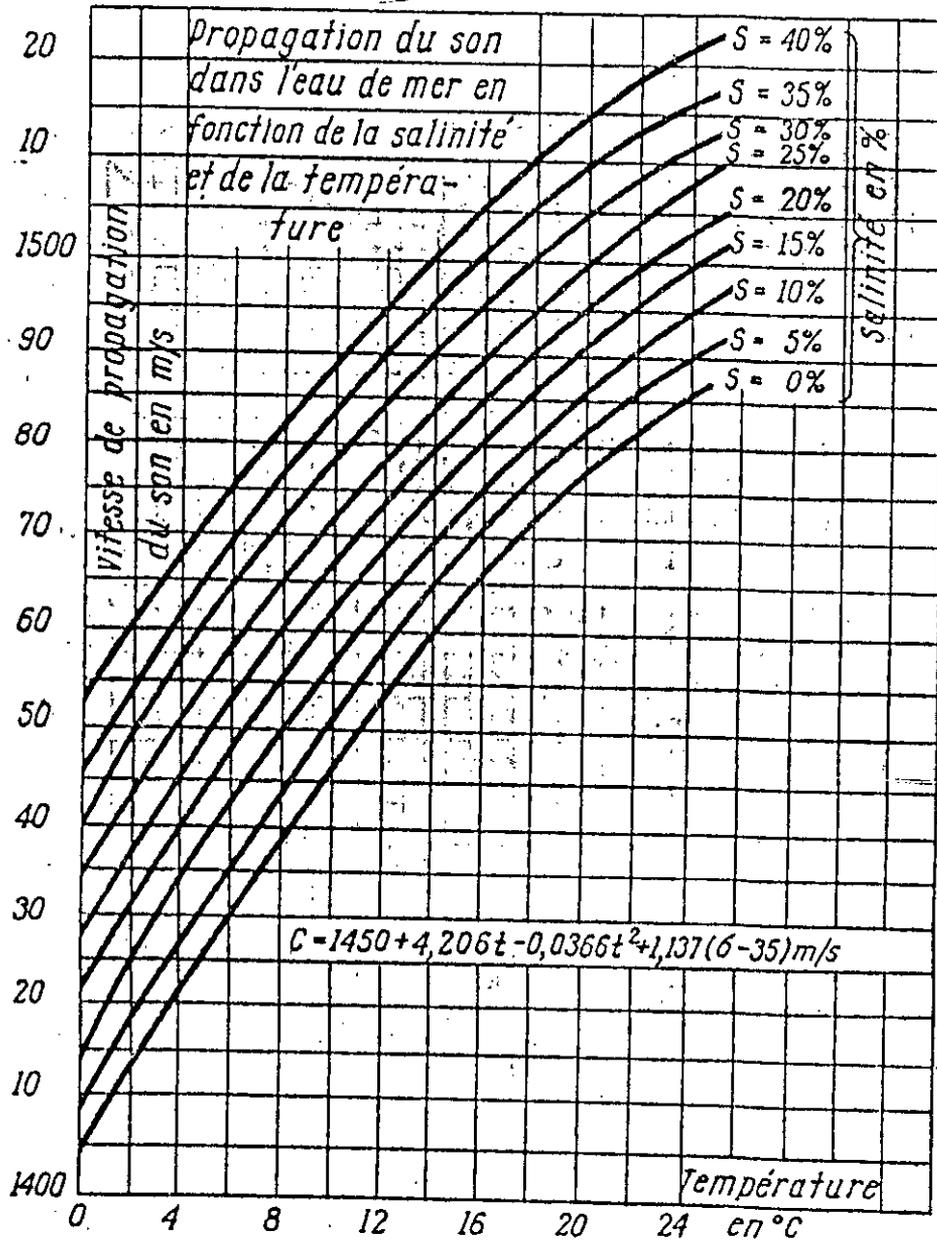


Fig. 2

II.5 ATTENUATION DES ULTRASONS DANS L'EAU: [12]

a) Amortissement :

L'intensité d'une onde acoustique décroît avec la distance parcourue suivant la loi :

$$I = I_0 \text{EXP}(-2.\alpha. x)$$

où: x = distance parcourue ,

I_0 = intensité pour $x=0$,

α = coefficient d'amortissement dépendant du milieu de propagation (eau).

L'amortissement est dû aux pertes par viscosité et par conductibilité thermique, cet amortissement augmente comme le carré de la fréquence.

Pour cette raison la portée d'un sondeur de profondeur est limitée par la fréquence d'émission.

b) Atténuation géométrique :

Une autre cause de l'amortissement de l'intensité ultrasonore en cours de propagation est l'augmentation de la surface du front d'onde comme il est indiqué sur la figure suivante :

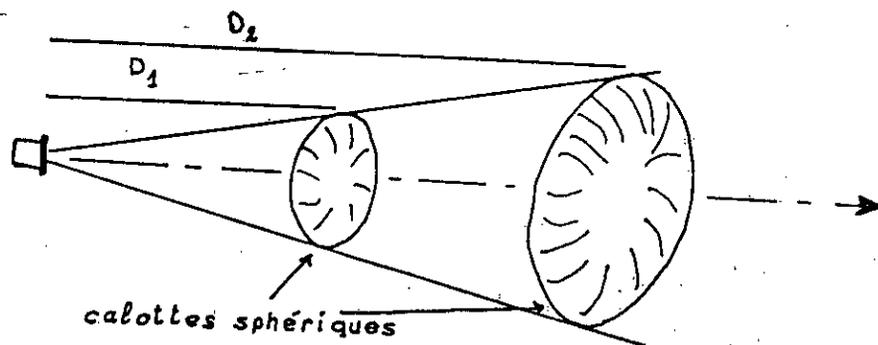


Fig. II-10 : - Atténuation géométrique -

Pour une source isotrope qui émet un front d'onde sphérique et dont l'énergie en chaque point du front d'onde est identique nous avons :

$$I_r = I_0 / (4 \cdot \pi \cdot r^2)$$

Ce qui prouve que l'énergie reçue au point situé à une distance D de l'émetteur est 4 fois plus importante que celle que reçoit un point à une distance double .

c) Conclusion :

L'affaiblissement des ondes sonores provient essentiellement d'une perte par divergence géométrique, indépendante de la fréquence, qui suppose les fluides parfaits et qui tient compte de la variation de la célérité des ultrasons en fonction de l'immersion. Il s'y ajoute un amortissement proportionnel à la longueur du trajet, fonction de la fréquence, qui a pour origine la viscosité de l'eau de mer, sa conductibilité thermique et des phénomènes de relaxation moléculaire dus à la présence de certains sels.

Les hétérogénéités en suspension provoquent également de l'absorption, en particulier les bulles d'air que l'on trouve au voisinage de la surface.

II.6 REVERBERATION : [13]

Lorsque on envoie dans l'eau une impulsion, celle-ci se heurte donc au fond qui non seulement réfléchit, mais diffuse dans toutes les directions . De plus, il y a, en suspension dans l'eau , toutes sortes d'impuretés qui, elles aussi diffusent les signaux.

Ces impuretés sont souvent localisées dans des couches horizontales d'épaisseur et d'immersion variable appelées D.S.L (Deep Scattering Layer); ainsi après l'émission d'une impulsion, nous recevons des échos diffus appelés "réverbération" en acoustique sous-marine .

Le niveau réverbéré dépend beaucoup du lieu où se fait l'émission, par exemple il est très fort par petits fonds, et de l'état de la mer.

II.7 BRUIT : [14]

Il existe différentes sources de bruits d'origine sous marine, qui peuvent se retrouver au niveau du récepteur, malgré le faible rendement du transducteur en réception, et ainsi gêner la mesure.

Ces sources de bruit sont nombreuses:

- 1° bruits thermodynamiques, intervenant aux fréquences supérieures à 10Khz;
- 2° bruits de surface de la mer, compte tenu des vagues; c'est la source de bruit la plus importante en mer, et intervient dans la bande de fréquences 100Hz-20Khz;
- 3° bruits de trafic qui peuvent parfois être la source principale de bruit, au dessous de 1Khz;
- 4° bruits de pluie qui peuvent gêner, entre 1 et 10Khz;
- 5° bruit propre du bâtiment porteur dû au bruit d'écoulement de l'eau et aux bruits des moteurs. Ce bruit dépend essentiellement de la vitesse du bâtiment.

La figure qui suit indique les variations en fonction de la fréquence de ces différentes sources de bruit :

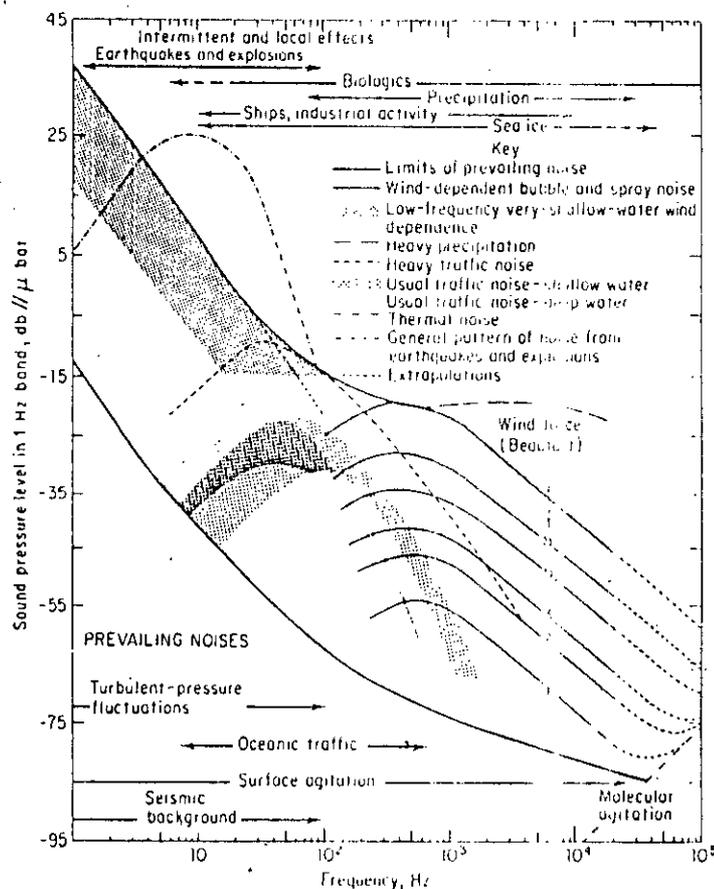


Fig. II-11 : - Niveau spectral du bruit - [14]

II.8 CONCLUSIONS :

La connaissance des lois de la propagation des ondes acoustiques dans l'eau nous permet de connaître les caractéristiques que doit avoir notre écho sondeur; fréquence, diagramme de rayonnement, diagramme de directivité à la réception.

On a vu que le positionnement du transducteur est très important pour pouvoir effectuer une mesure correcte, et que la portée dépend de la puissance et de la fréquence d'émission. Pour une portée de 100m les fréquences optimales se situent entre 150 et 200Khz pour une puissance d'émission de 30 watts.

On a vu que la portée est limitée aussi, soit par la réverbération, soit par le bruit ambiant, et c'est donc au récepteur d'utiliser les propriétés de ces signaux parasites afin de chercher le traitement adéquat à effectuer à la réception.

CHAPITRE III

TRANSDUCTEURS ULTRASONORES

III.1 INTRODUCTION :

Les transducteurs ultrasonores sont utilisés pour convertir une énergie électrique en une énergie acoustique et vice-versa.

Il existe principalement deux type de transducteurs utilisés pour la mesure de profondeurs:

- les transducteurs magnetostrictifs.
- les transducteurs piézo-électriques.

III.2 TRANSDUCTEURS MAGNETOSTRICTIFS : [7,8]

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

Seuls les matériaux ferromagnétique jouissent de cette propriété, les plus utilisé 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

$$\Delta l / l \approx 10^{-4} \text{ à } 10^{-6}$$

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

La fréquence de résonance est donnée par:

$$f = V / 2l , \quad V : \text{vitesse du son dans le matériau,}$$

$l : \text{sa longueur.}$

Les principaux avantages des transducteurs magnétostrictifs sont :

- Leurs simplicité de mise en oeuvre,
- Leurs prix peu élevé
- Leurs robustesse
- Leurs puissance de sortie qui peut être de l'ordre du KW

Leurs principaux inconvénients sont :

- Leurs limitation en fréquence, $f < 100\text{KHz}$ avec les barreaux les plus petits.
- Leur faible sensibilité en réception
- Leurs mauvais rendement en régime impulsionnel.

III.3 TRANSDUCTEURS PIEZO-ELECTRIQUE :

III.3.1 PRINCIPE :

Lorsque une pastille de quartz taillée dans un cristal est soumise à des forces de déformation 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 capteurs 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.

III-3.2 MATERIAUX PIEZO-ELECTRIQUES :

Il existe principalement trois types de matériaux piézo-électrique :

- 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'oxydes à base de titanate, les plus courant dans le commerce sont:

- Titanate de baryum ($BaTiO_3$)
- Le titanate de plomb ($PbTiO_3$)
- La famille des P.Z.T ($PbTiO_3.PbZrO_3$)

Les céramiques sont moulées dans diverses formes : barreau, plaques, disques, anneaux, ..., 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-électrique.

Quelques polymères peuvent devenir piézo-électriques en les polarisant d'une manière adéquate. Le plus utilisé et disponible dans le commerce est le PVDF, découvert par KAWAI en 1969.

Le PVDF a une constante piézo-électrique 10 fois plus élevée que celle du quartz [9]. 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.

III.3.3 PARAMETRES PIEZO-ELECTRIQUES : [10,16]

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

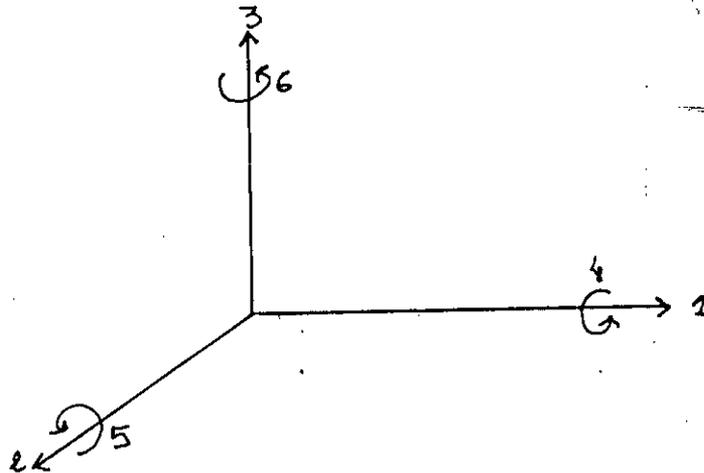


Fig. III-1 : - Axes piézo-électriques -

Le champ électrique est appliqué au matériau 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 l'eau.

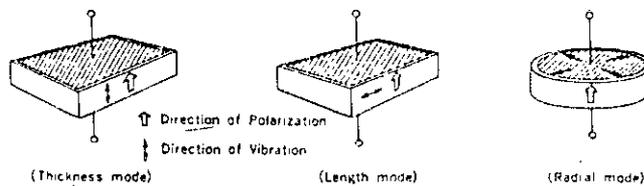


Fig. III-2 : - Modes de vibration -

Dans ce mode, le champ électrique et la déformation mécanique sont dans la même direction, en général dans la direction z, (3).

Donc les indices seront : $ij = 33$

- le coefficient "d" est défini par : $d_{33} = S / E$
 S: contrainte
 E: champ électrique

On a : $S = \Delta l / l$ et $E = V_e / l$

l : épaisseur de la pastille
 Δl : Expansion en épaisseur
 V_e : ddp entre les électrodes

$$d_{33} = \Delta l / V_e \text{ ou encore } \Delta l = d_{33} \cdot V_e$$

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:

$$g_{33} = E / T, \quad E : \text{champ électrique produit}$$

$$T : \text{contrainte mécanique appliquée.}$$

D'où: - plus " g_{33} " est grand meilleur est le matériau en réception

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

$$d_{33} = \epsilon \cdot g_{33}$$

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

$$k^2 = W_m / W_e$$

Un coefficient plus direct pour l'efficacité en réception est la constante "h33" qui détermine la tension V_r produite par une variation de l'épaisseur Δl :

$$V_r = h_{33} \cdot \Delta l$$

Le tableau ci-dessous donne quelques paramètres des matériaux piézo-électriques :

Paramètres	Matériaux				
	Quartz	LiNbO ₃	PZT-5H	PZT-4	PVF ₂
Masse volumique ρ (kg/m ³)	2649	4640	7500	7500	1780
Coefficients d'élasticité (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	-1,00	-	-	-
s_{22}^E	20,0	17,1	43,5	39,0	-
s_{23}^E	29,1	14,0	42,6	32,7	-
Modules piézoélectriques d (pC/N)					
	$(d_{11}) - 2,31$ $(d_{14}) 0,727$	$(d_{15}) 69$ $(d_{22}) 21$ $(d_{31}) - 0,8$ $(d_{33}) 6,0$	$(d_{31}) - 274$ $(d_{33}) 593$ $(d_{35}) 741$	$(d_{31}) - 123$ $(d_{33}) 289$ $(d_{35}) 496$	$(d_{31}) 23$ $(d_{33}) 21$
Permittivités 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 θ_C (°C)					
	576	1150	193	328	~100
Angle de pertes à 1 kHz (%)					
	0,2	< 1	20	4	15-20

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 :

$$\Delta l = d_{33} V_e = V_r / h_{33}$$

$$V_r / V_e = d_{33} \cdot h_{33}$$

Ce rapport, V_r / V_e , est une indication de la capacité du matériau à être utilisé comme transducteur ultrasonique.

III.3.4 SCHEMA EQUIVALENT D'UNE PASTILLE PIEZO-ELECTRIQUE : [24]

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 :

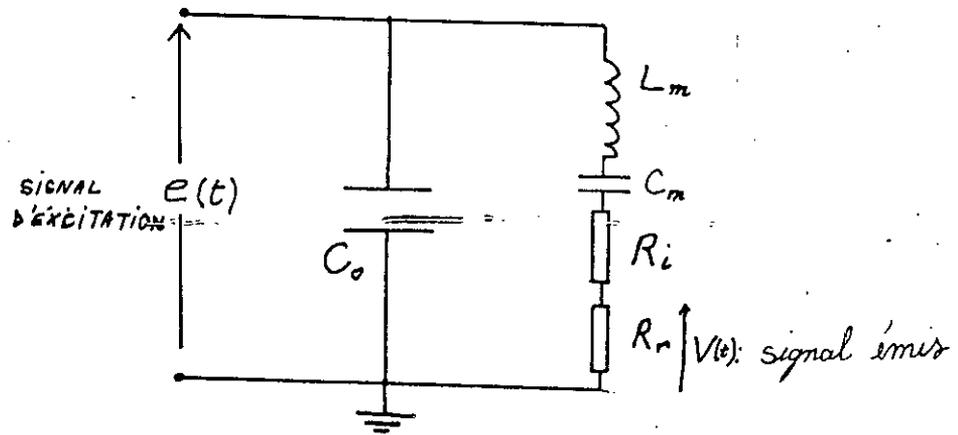


Fig. III-3 : - Schéma équivalent au voisinage de la résonance - [19]

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_i : Traduit les pertes mécaniques.

R_r : 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 résonance série de la branche, $R.L_m.C_m$

$$f = f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}}$$

L'impédance du cristal passe alors par un minimum.

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

$$f = f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_m}{L_m \cdot C_0 \cdot C_m}} = f_r \cdot \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0}}$$

L'impédance de la pastille passe alors par un maximum.

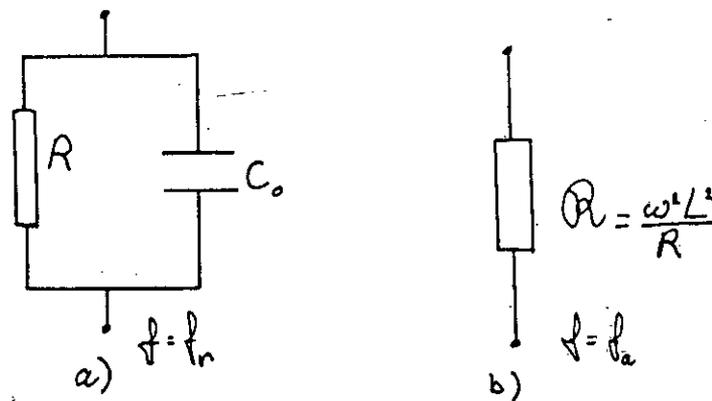


Fig. III-4 : - Schémas équivalents, a) résonance, b) antirésonance -

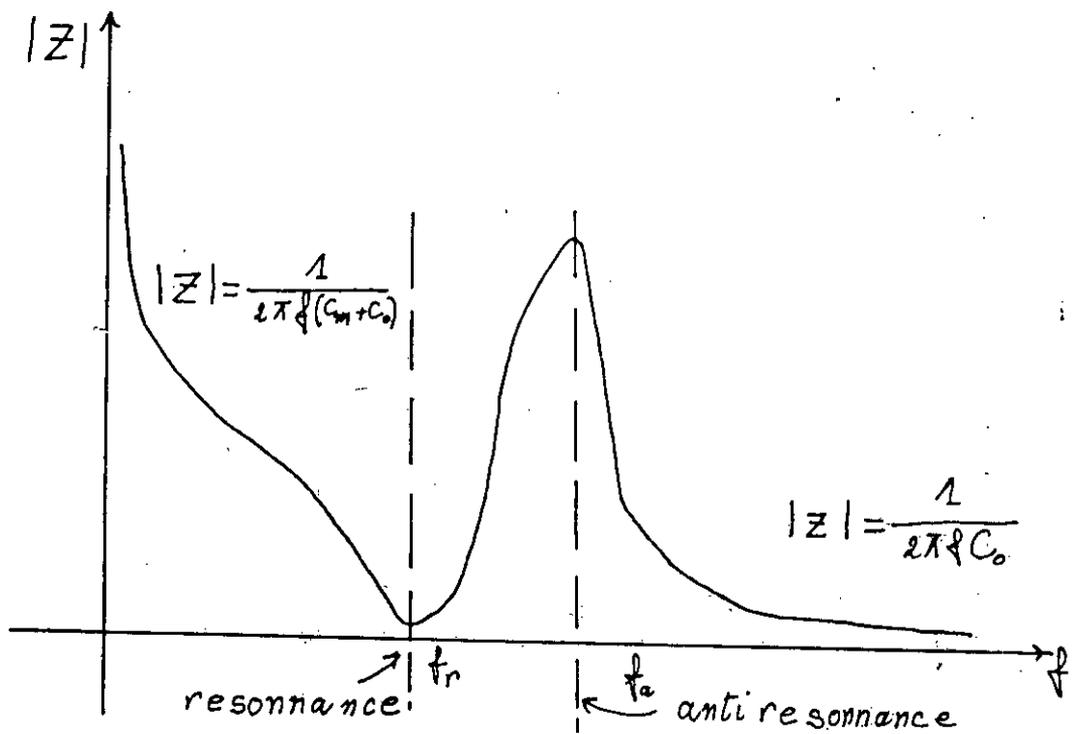


Fig. III-5 : - Variation de l'impédance en fonction de la fréquence - [24]

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.

III.4 PRINCIPALES CARACTERISTIQUES D'UN TRANSDUCTEUR:

Le choix d'un tel capteur, spécialement conçu pour fonctionner dans un milieu liquide, est particulièrement important pour la performance de notre écho-sondeur.

Considérons la situation de la figure ci dessous :

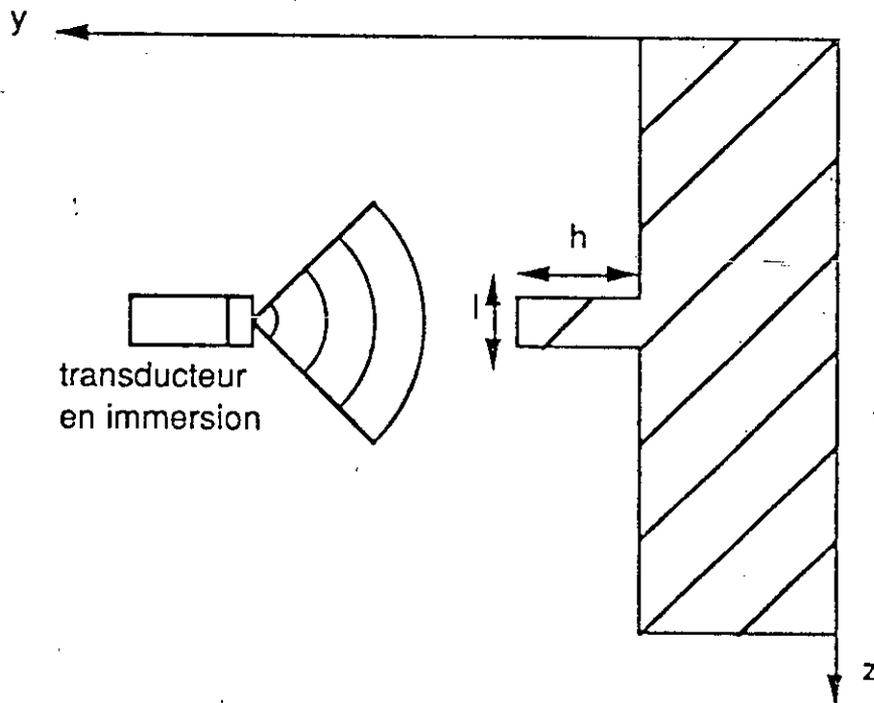


Fig. III-6 : - Résolution axiale et radiale -

On veut détecter sur une paroi plane un relief rectangulaire de largeur L et de hauteur h (on se limite à un problème en 2D).

Pour faire le choix du transducteur approprié, il faut prendre en compte les paramètres suivants:

- 1- La résolution désirée : cette résolution dépend des dimensions minimales des obstacles qu'on veut détecter sur la surface.
- 2- La sensibilité de la mesure, qui est d'autant plus élevée que l'amplitude de l'écho renvoyé est plus importante.

Résolution et sensibilité sont liées aux paramètres suivants et qui définissent le transducteur :

- a- La fréquence de résonance.
- b- Le diamètre de la pastille.
- c- L'amortissement du transducteur.
- d- Son adaptation acoustique au milieu (l'eau par exemple).

a) La fréquence :

Elle détermine la résolution longitudinale, c-a-d' la plus petite valeur de «h » pouvant être évalué. 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 FRAUNHOFER, 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 minimas de l'intensité (voir fig. III-7).

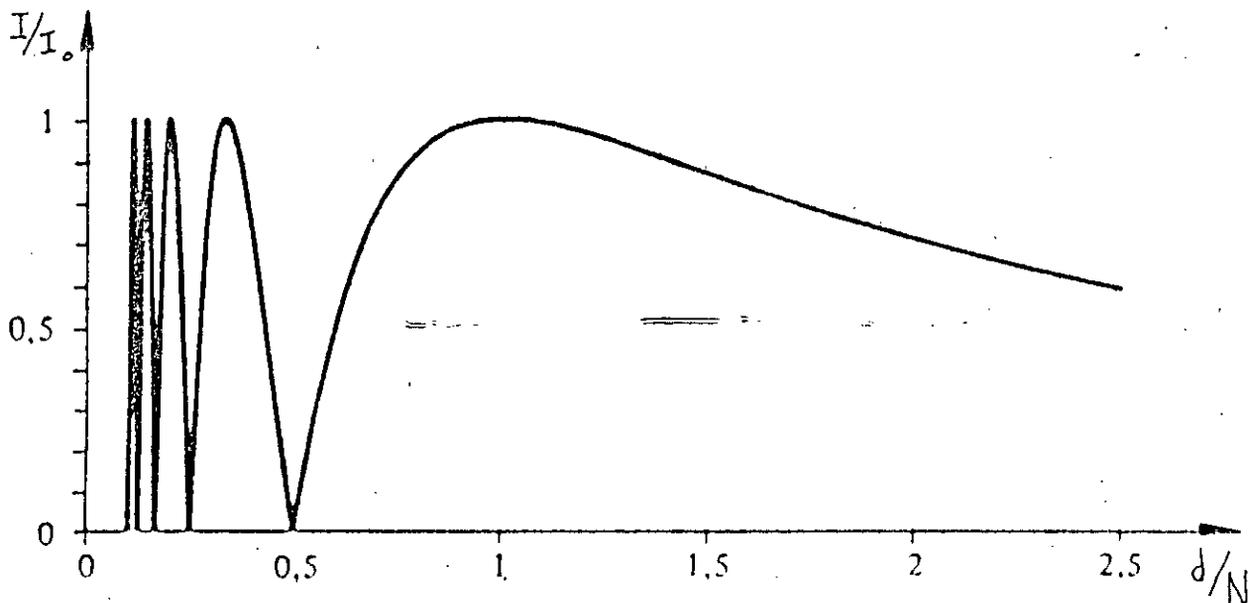


Fig. III-7 : - Configuration du champ rayonné dans l'axe du transducteur - [16]

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 :

$$N = a^2 / \lambda$$

où a : est le rayon de la pastille

λ : la longueur d'onde du signal émis dans l'eau

Dans la zone de Fraunhofer, le faisceau diverge, et le transducteur aura une certaine directivité :

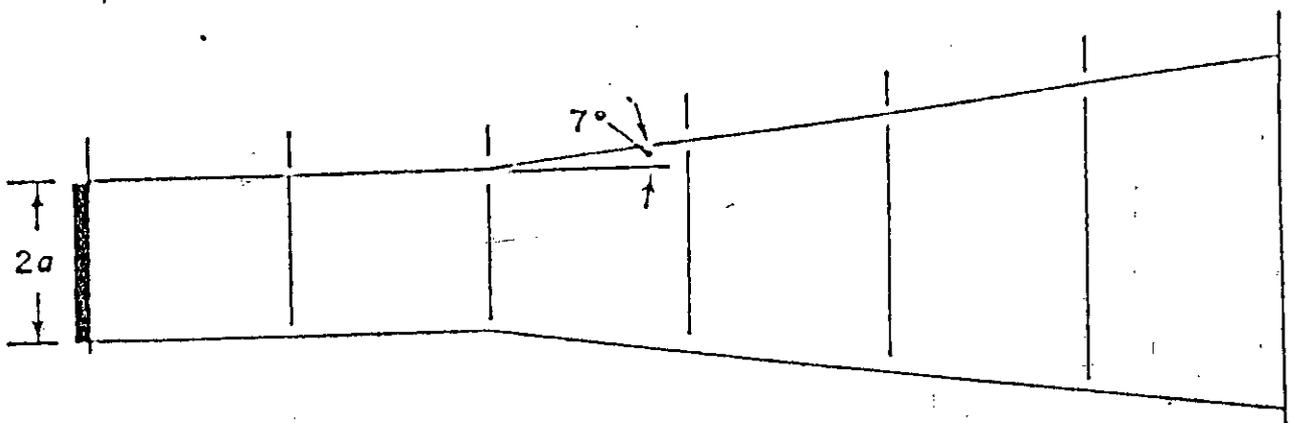


Fig. III-8 : - Champ rayonné par une pastille circulaire - [16]

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

$$\sin \theta = K.C / f.D = K. \lambda / D$$

C : célérité du son dans l'eau

f : fréquence de résonance

D : diamètre de la pastille

λ : longueur d'onde dans l'eau

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 Fraunhofer a une intensité qui suit une loi inversement proportionnelle au carré de la distance .

La relation entre l'intensité et l'angle " θ " défini précédemment contient un terme multiplicatif, "la fonction de directivité D " (voir annexe 1)

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

$$\theta = \text{Arcsin} (0.61 \cdot \lambda / a)$$

Le diagramme de directivité a l'allure suivante :

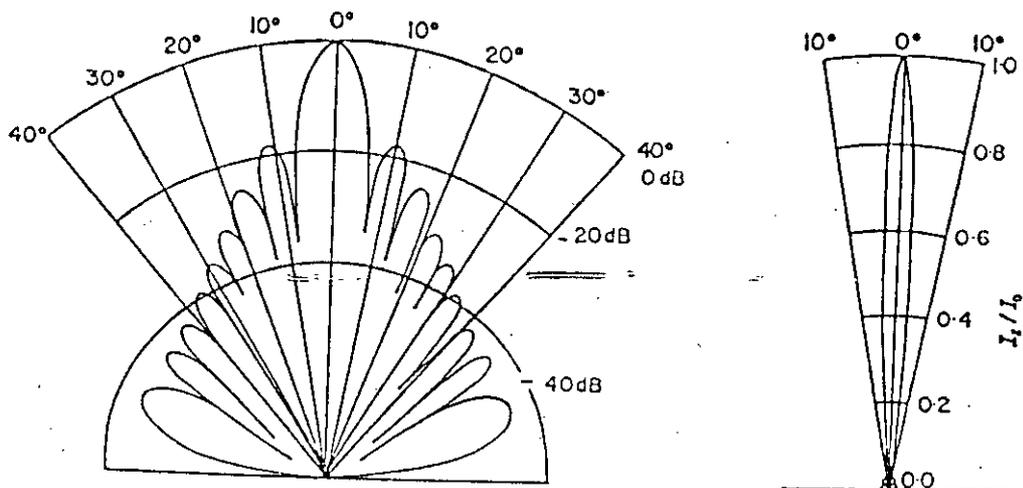


Fig. III-9 : - Diagramme de directivité d'un transducteur plan circulaire - [16]

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 un niveau de - 18 dB par rapport au niveau du lobe principal.

c) Amortissement : [15]

Les transducteurs piézo-électriques sont des systèmes résonnants plus ou 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, car si l'on doit distinguer entre deux échos successifs rapprochés, avec un transducteur mal amorti, ces deux signaux vont empiéter l'un sur l'autre et on ne pourra pas les distinguer.

d) Adaptation d'impédances : [11]

Le transducteur doit, non seulement, être adapté électriquement aux circuits d'émission et de réception, mais doit être aussi adapté acoustiquement au milieu (l'eau) avec lequel il est en contact.

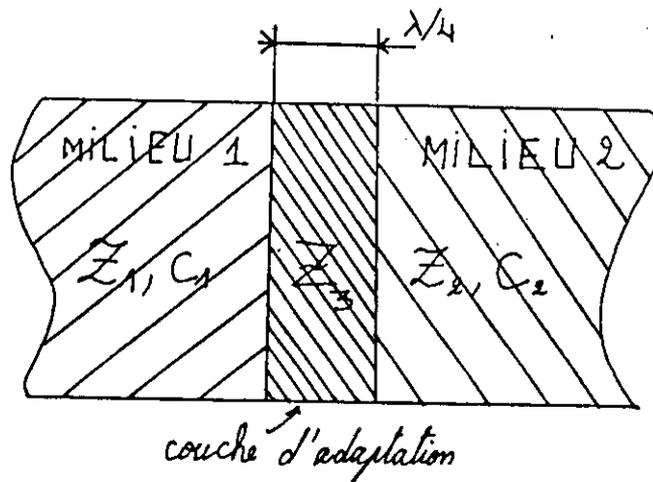
*** Adaptation électrique:**

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 soit 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), la fréquence d'accord étant celle de la résonance du transducteur. 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 de la face rayonnante du transducteur dans l'eau, l'impédance acoustique du transducteur doit être adaptée à celle de l'eau afin d'éviter la réflexion du signal émis par l'eau 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 de l'eau et du transducteur, voir fig. (suiv.). C'est l'équivalent de la ligne quart d'onde utilisée en théorie des Lignes.



$$Z_3 = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Fig. III-10 : - Adaptation acoustique -

III.5 ELEMENTS PRINCIPAUX D'UN TRANSDUCTEUR ULTRASONORE : [16]

Le transducteur étant caractérisé par un axe de symétrie circulaire on peut voir sur la figure suivante les principaux constituants d'un transducteur

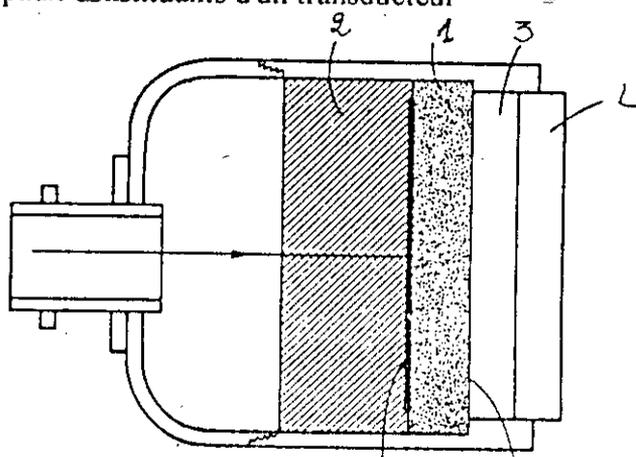


Fig. III-11 : - Eléments constituant un transducteur -

On repère facilement les éléments suivants, et par ordre d'importance:

- 1 - Pastille piézo-électrique, dont l'épaisseur est de l'ordre du mm, c'est l'élément actif du transducteur.
- 2 - L'amortisseur qui est scellé à l'électrode supérieure et qui peut être soit un bloc en matière plastique soit de l'air, cet élément a pour rôle d'amortir les résonances propres de la pastille et également d'absorber tout le rayonnement émis vers l'arrière qui pourrait donner naissance à des signaux parasites. Le fil de l'électrode supérieure passe en général à travers ce bloc.
- 3 - Une couche d'une matière mince (quelques 1/10 de mm) collée sur la face inférieure (électrode). Elle sert à :
 - * Protéger cette électrode de tout contact corrosif ou abrasif,
 - * Assurer une meilleure transmission de l'énergie entre la pastille et le milieu.Elle joue le rôle d'adaptateur d'impédances.
- 4 - Un boîtier qui protège et enveloppe le tout, ce boîtier est muni d'un câble coaxial destiné au raccordement électrique.

III.6 PRESENTATION DU TRANSDUCTEUR UTILISE : [17]

Il s'agit d'un transducteur 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 :
 - Diamètre : 25 mm,
 - Epaisseur : 3.8 mm.
- * puissance acoustique maximale : 16 Watts,
- * amortisseur: l'air,
- * pas de couche d'adaptation acoustique,
- * longueur du câble coaxial 60 ohm : 75 cm,

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

III.6 PRESENTATION DU TRANSDUCTEUR DISPONIBLE AU L.E.M. : [18]

* Fréquence de résonance : 208 KHz,

* Impédance : 50 ohms \pm 15%,

* Largeur du faisceau : - réponse maximale; 2° autour de l'axe mécanique,
- les points à -3 dB ne dépassent pas 10° de part et d'autre de l'axe
- les points -10 dB ne dépassent pas 18° de part et d'autre de l'axe.

* Boîtier : Bronze , avec une fenêtre acoustique en polyuréthane,

* Matériau : céramique piézo-électrique ; Titanate de Baryum.

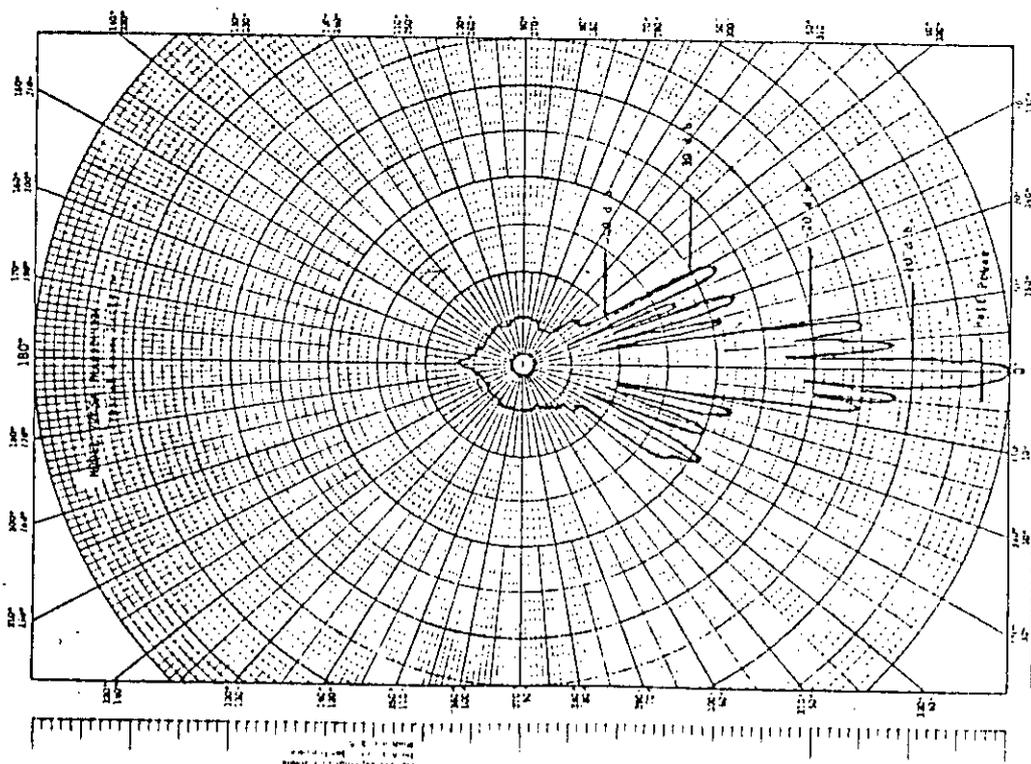


Fig. III-12 : - Diagramme de directivité du transducteur à 200 KHz -

III.7 CONCLUSION:

Il apparaît à la suite de cette étude que le choix du transducteur conditionne en grande partie les performances du sondeur qu'on veut réaliser. Pour une utilisation dans le sondage de profondeurs; en tenant compte des caractéristiques que doit avoir le transducteur tels que: fréquence de résonance, puissance d'émission, directivité, sensibilité en réception; le matériau le plus adéquat est la céramique piézo-électrique (Titanate de baryum).

Le transducteur disponible pour les essais, qu'on doit faire, ayant une fréquence de travail de 800Khz limite la portée à environ 1 mètre étant donné la puissance max. qu'il peut fournir en sortie(16 Watts).

CHAPITRE IV

CIRCUITS ELECTRONIQUES ASSOCIES

INTRODUCTION :

Le but de ce chapitre est de décrire le fonctionnement des circuits d'émission et de réception d'ultrasons réalisés pour la mesure de profondeur d'eau.

Le schéma synoptique du système, fig. IV-1, comporte les différents blocs suivants :

- Le générateur du signal d'émission.
- L'amplificateur d'émission.
- L'amplificateur de réception.
- Le circuit de mise en forme.
- Le circuit de chronométrage et affichage de la distance.

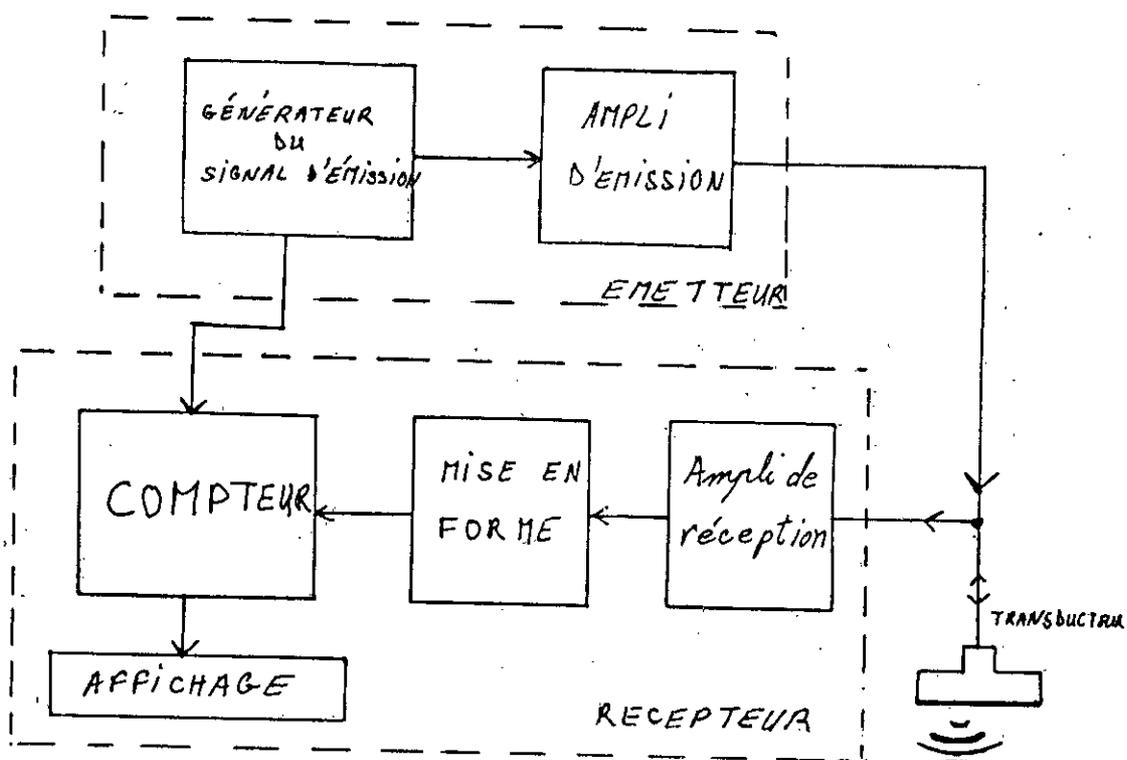
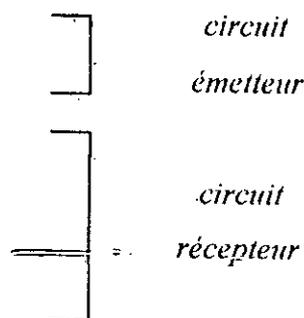


Fig. IV-1 : - Schéma synoptique du système -

Le signal d'émission est élaboré par le générateur de salves, ce signal est ensuite amplifié à un niveau adéquat avant d'attaquer le transducteur ultrasonore qui transformera le signal électrique en ondes ultrasonores.

Après réflexion sur le fond, l'écho, fortement atténué, revient vers ce dernier qui le transforme en signal électrique dont l'amplitude est de l'ordre du mV, est amplifiée puis mis en forme avant d'aborder l'unité de comptage qui chronomètre le temps de propagation entre l'instant d'émission et celui de la réception de l'écho, et d'en déduire la profondeur qui sera affichée numériquement.

IV.1 L'EMETTEUR :

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

IV.1.1 FORME DU SIGNAL D'EMISSION :

Le signal d'émission doit nous permettre la mise en oeuvre de la technique de mesure choisie, i.e la méthode de mesure du temps de vol.; le signal à générer devra être impulsionnel. Ce signal doit aussi être à la fréquence de résonance du transducteur afin qu'un maximum d'énergie électrique soit transformé en ultrasons, comme nous l'avons déjà signalé dans le chapitre III.

L'allure du signal à générer apparaît en fig. IV-2. Il s'agit de brefs trains d'ondes à la fréquence de résonance du transducteur, 800 Khz, et dont la durée est T_{ON} .

La mesure de distance s'effectuant par chronométrage de l'intervalle de temps séparant l'émission de l'impulsion et la réception de l'écho, on doit donc attendre le retour de l'impulsion avant d'en émettre une autre. D'où, la nécessité de séparer les trains d'ondes par un intervalle de temps T_{OFF} .

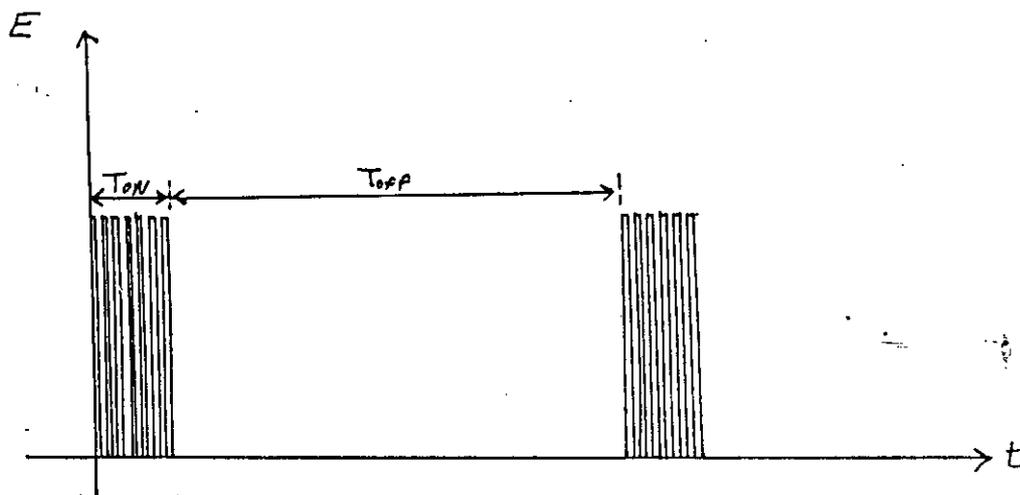


Fig. IV-2 : - Forme du signal d'émission -

Les durées T_{ON} et T_{OFF} doivent satisfaire aux relations :

$$T_{ON} \ll T_{OFF}$$

et

$$T_{OFF} > 2 D_{max} / V$$

D_{max} : portée du sondeur.

V : célérité des ultrasons dans l'eau.

Le rapport cyclique, $\alpha = T_{ON} / (T_{ON} + T_{OFF})$, est inférieure à 2 % en général pour s'approcher le plus possible de la résolution de la technique impulsionnelle tout en ayant un nombre convenable d'alternances du signal HF dans l'impulsion, en général 15 à 20 impulsions suffisent.

Le train d'ondes peut être sinusoïdal ou carré, puisque le signal émis par le transducteur sera de toutes façons sinusoïdal; car, à la fréquence de résonance, le transducteur se comportera comme un filtre sélectif et coupera tous les harmoniques.

IV.1.2 GENERATEUR DE TRAINS D'ONDES :

Ce générateur est en fait un oscillateur délivrant un signal carré à la fréquence de résonance du transducteur utilisé, 800 KHz, commandé par une horloge à faible rapport cyclique, la fig. IV-3 montre le synoptique du générateur et la forme des signaux.

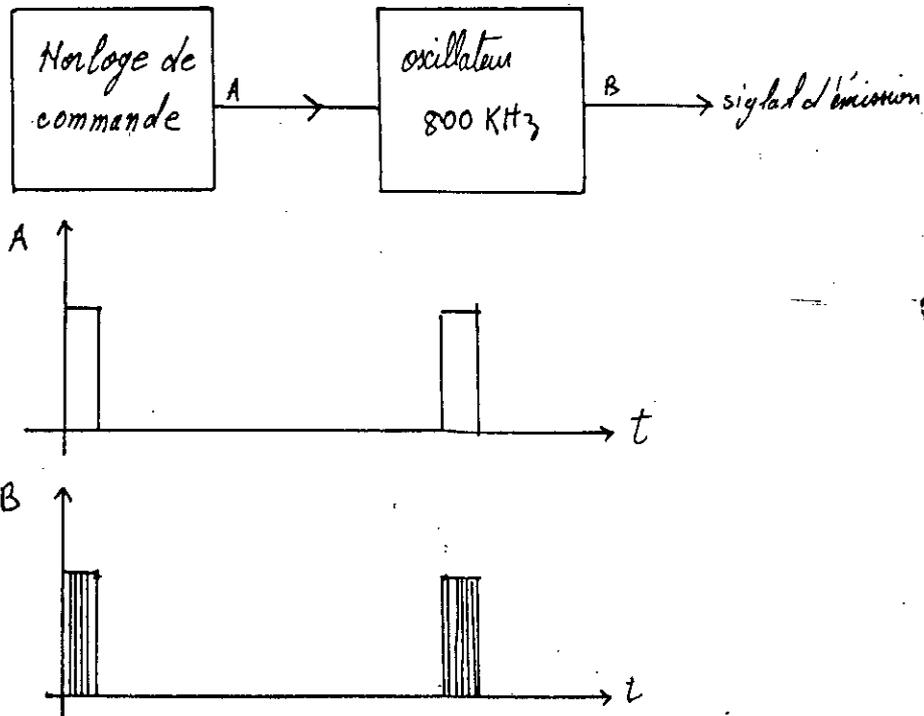


Fig. IV-3 : - Synoptique et forme des signaux -

a) Horloge de commande :

Elle est construite autour du circuit intégré 74 LS 221, ce circuit intégré comporte deux multivibrateurs monostables dont le brochage et les caractéristiques sont donnés en annexe 2.

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 zéro prioritaire.

Pour des valeurs de résistance variant entre 2 K Ω et 100 K Ω , et pour des valeurs de capacités variant entre 10 pF et 10 μ F la durée de l'impulsion est donnée par la relation :

$$T_{IM} = 0,7 \times R_{EXT} \times C_{EXT}$$

Ces deux monostables sont câblés en multivibrateur astable à rapport cyclique très faible, le schéma électrique et les chronogrammes de fonctionnement sont donnés en fig. IV-4 :

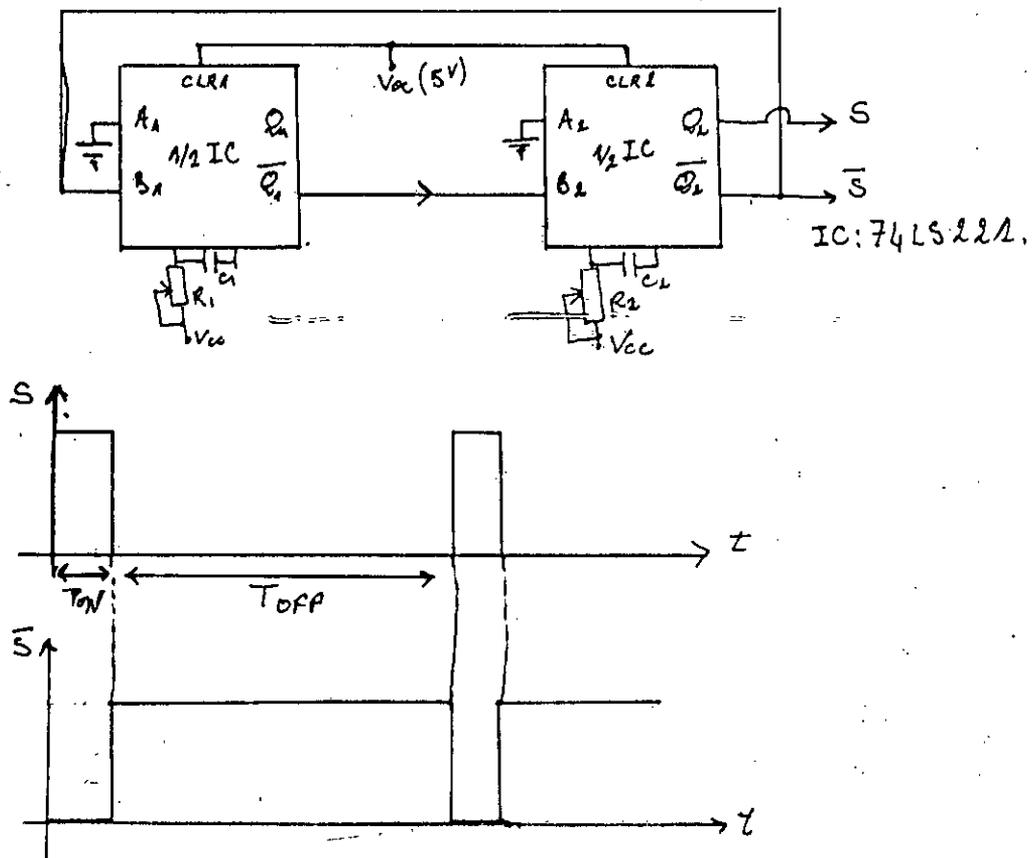


Fig. IV-4 : - Schéma et chronogramme de l'horloge de commande -

La durée de l'état haut du signal S (T_{ON}) est indépendante de la durée de l'état bas (T_{OFF}).

- T_{ON} est variable entre 15 μ S et 70 μ S, ce qui correspond à :

$$R1 = 10 \text{ K}\Omega \quad \text{et} \quad C1 = 10 \text{ nF.}$$

- T_{OFF} est pris égal à 1,5 ms, soit environ une portée mesurable de 1,5 m, ce qui correspond à : $R2 = 22 \text{ K}\Omega$ et $C2 = 100 \text{ nF}$.

Cette horloge de commande servira à piloter l'oscillateur en autorisant les oscillations pendant T_{ON} et en le bloquant pendant T_{OFF} , et servira aussi à la mise à zéro des compteurs de l'unité de comptage et affichage.

b) L'oscillateur :

L'oscillateur est lui aussi construit autour du CI 74 LS 221 de la même manière que l'horloge de commande sauf que les entrées de remise à zéro des deux monostables sont reliées à la sortie de l'horloge de façon à n'autoriser les oscillations que pendant T_{ON} , voir fig. IV-5. La fréquence de cet oscillateur est réglable par deux potentiomètres, P1 et P2, de façon à pouvoir l'ajuster exactement sur la fréquence de résonance du transducteur soit 800 KHz.

On a : $T = 1 / f = 1 / (800 \cdot 10^3) = 1,25 \mu S$

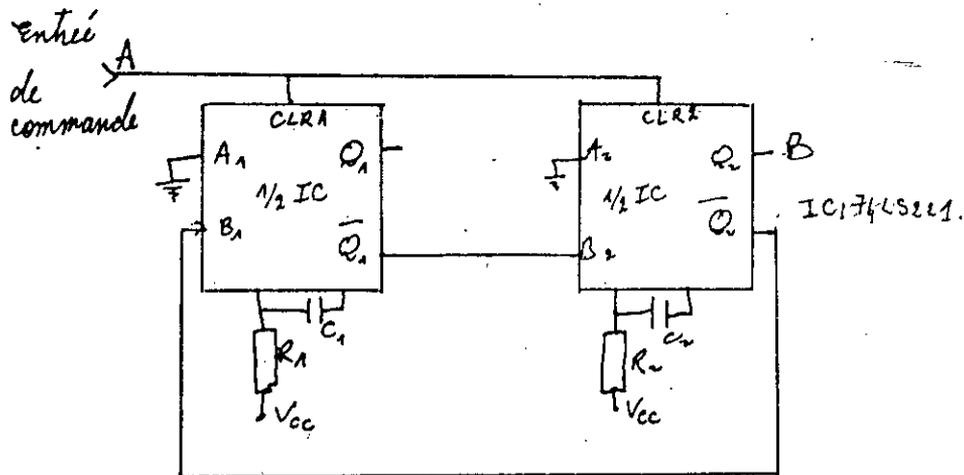
Donc, les durées de l'état haut et l'état bas doivent être égales à :

$T_1 = T_2 = T / 2 = 0,625 \mu S$

Ce qui correspond à :

$P_1 = P_2 = 10 K\Omega$

$C_1 = C_2 = 0,1 nF$



a) Schéma

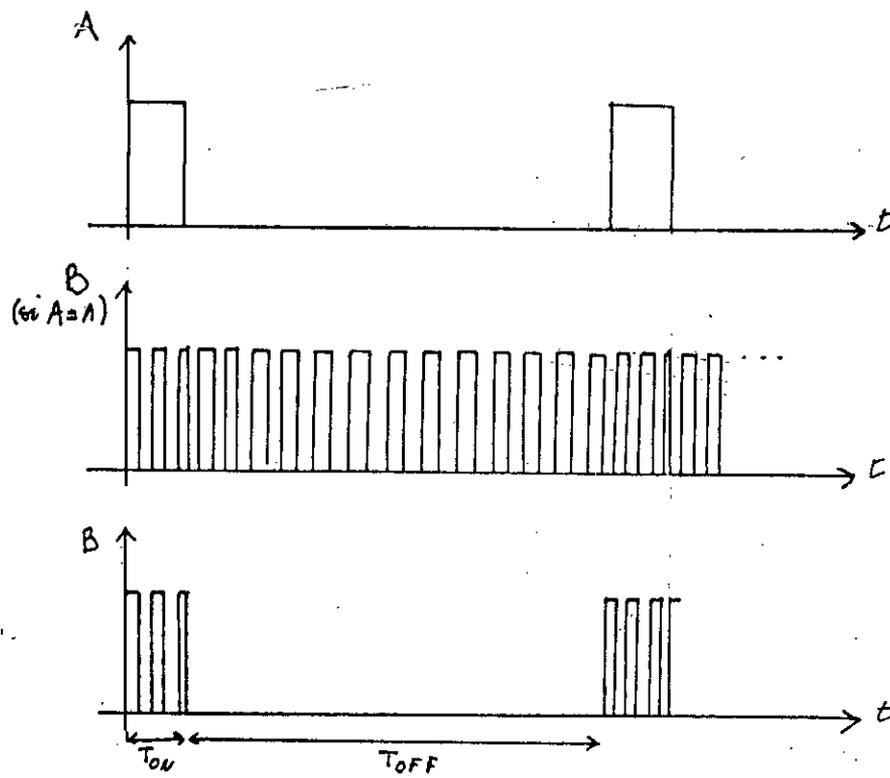


Fig. IV-5 : - Schéma et chronogrammes de l'oscillateur -

IV.1.3 L'AMPLIFICATEUR D'EMISSION : [19,20]

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

- Etre adapté électriquement aux transducteurs, donc avoir une faible impédance de sortie par rapport à l'impédance d'entrée du transducteur.
- Une tension de sortie comprise entre 50 V et 100 V étant donnée la portée qu'on veut atteindre.
- Supporter d'importantes pointes de courants en sortie sachant qu'à 100 V avec un transducteur dont l'impédance est de 40Ω , le courant de sortie sera de 2,5 A.
- Travailler 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 (fig. IV-6). 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.

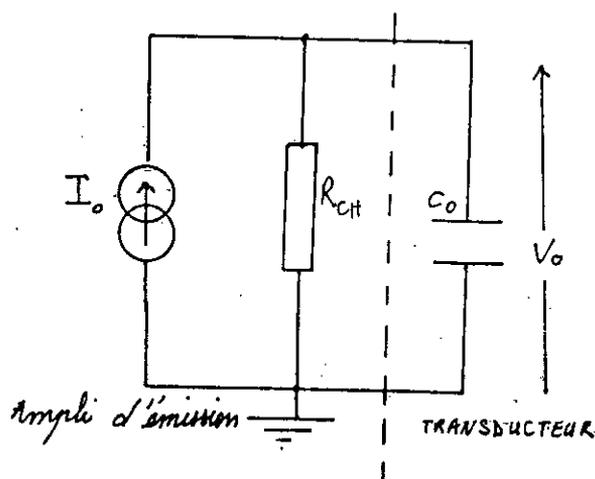


Fig. IV-6 : - Association amplificateur-transducteur -

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 MOSFET de puissance, qui peut délivrer de forts courants avec des performances dynamiques meilleures qu'un transistor bipolaire.

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

Le schéma du circuit est donné ci-après (fig. IV-7) :

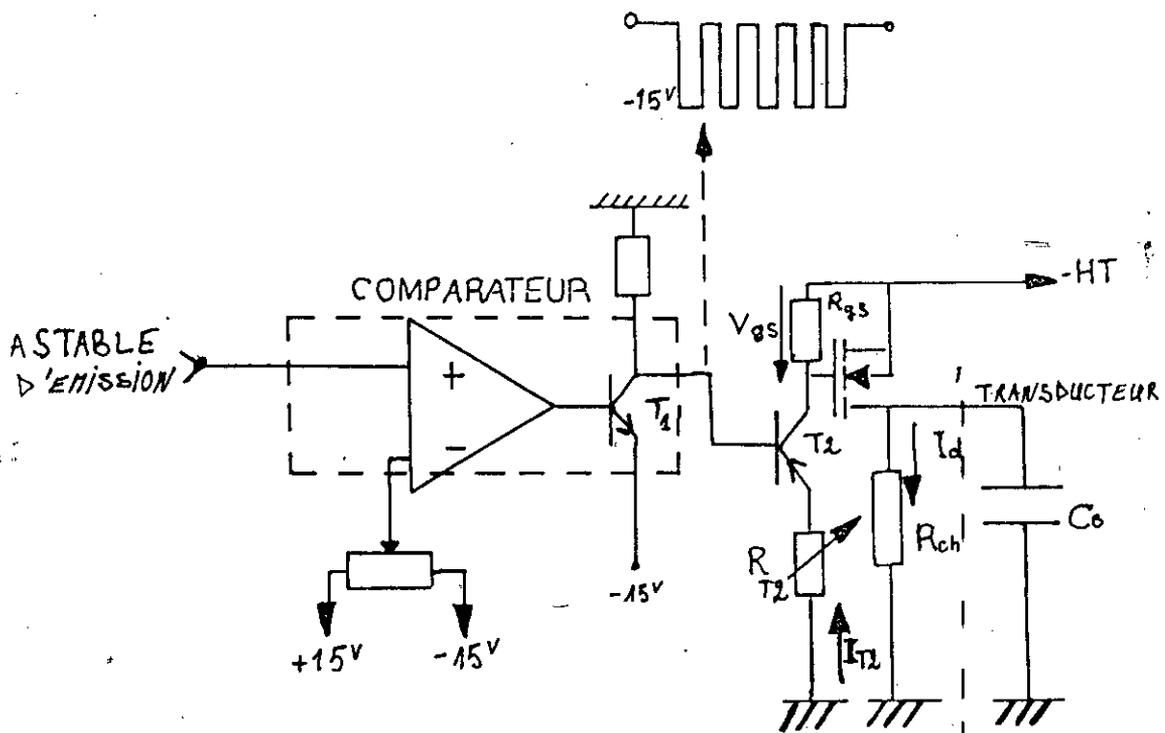


Fig. IV-7 : - Amplificateur d'impulsions -

Nous allons expliquer son fonctionnement :

- Le générateur de trains d'ondes, précédemment décrit, génère des trains d'impulsions d'amplitude 5 V environ.
- Le comparateur, un LM 311, inverse le signal issu de l'oscillateur tout en augmentant son amplitude à 15 V. Ce comparateur comprend une sortie à collecteur ouvert (T1) pouvant délivrer un courant de 50 mA.
- Le transistor haute tension T2 : BF 423 (250 V , $I_{cmax} = 50$ mA) fonctionne en bloqué-conducteur :

* Lorsque T1 est bloqué, T2 est bloqué.

* Lorsque T1 est saturé, T2 fonctionne en générateur de courant variable :

$$I_{T2} \cong \frac{HT}{R_{T2}}$$

- A travers $R_{gs} = 100 \Omega$, ce courant fixe la tension de commande V_{gs} du MOS; la valeur minimale de I_{T2} correspond à une valeur V_{gs} égale au seuil V_T du MOS.

- Le MOS (un IRF 450) fonctionne également en bloqué-conducteur;

* Lorsque T2 est bloqué, le MOS est bloqué.

* Lorsque T2 conduit, le MOS fournit un courant donné par la loi :

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

$$K \approx 5 \cdot 10^{-1}$$

La tension d'alimentation HT du MOS est comprise entre 50 et 100 V. L'amplitude des impulsions est réglé par le potentiomètre R_{T2} : avec $HT = 80 \text{ V}$, on peut atteindre une amplitude de 60 V aux bornes du transducteur. Le MOS n'est en conduction que pendant des temps très courts, à cause du rapport cyclique qui est de l'ordre de 1 %; donc, la puissance dissipée par le transistor et la résistance de charge sont très faibles; donc, on n'a pas besoin de refroidir le transistor par un radiateur.

La forme du signal de sortie est donnée en fig. IV-7, on remarque qu'on a des trains d'impulsions négatifs, ceci est du 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 compression que celles d'élongation.

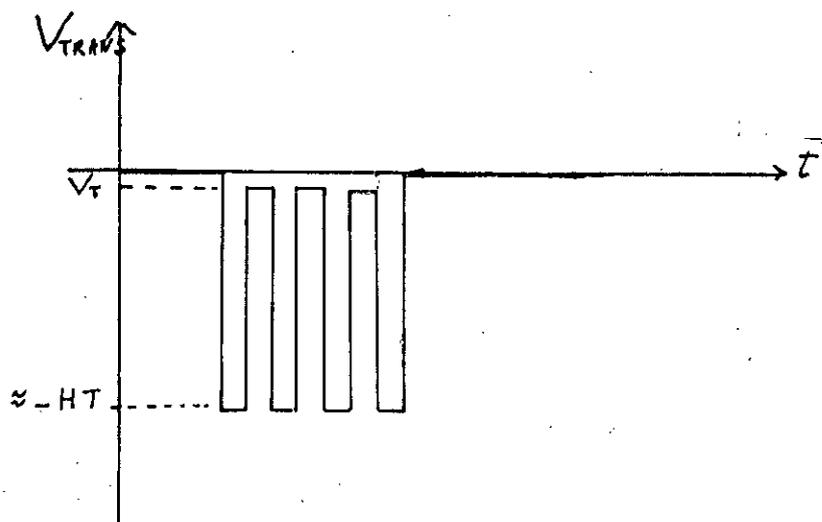


Fig. IV-7 : - Forme du signal d'attaque du transducteur -

IV.2 LE RECEPTEUR :

Cette unité doit réaliser les fonctions suivantes :

- Détecter le signal utile, l'écho du fond ;
- L'amplifier avec un bon rapport signal/bruit ;
- Le traiter afin d'en extraire l'information distance ;
- Calculer et afficher la profondeur.

IV.2.1 SYNOPTIQUE DU RECEPTEUR :

Le synoptique du récepteur est représenté par la fig. IV-8 :

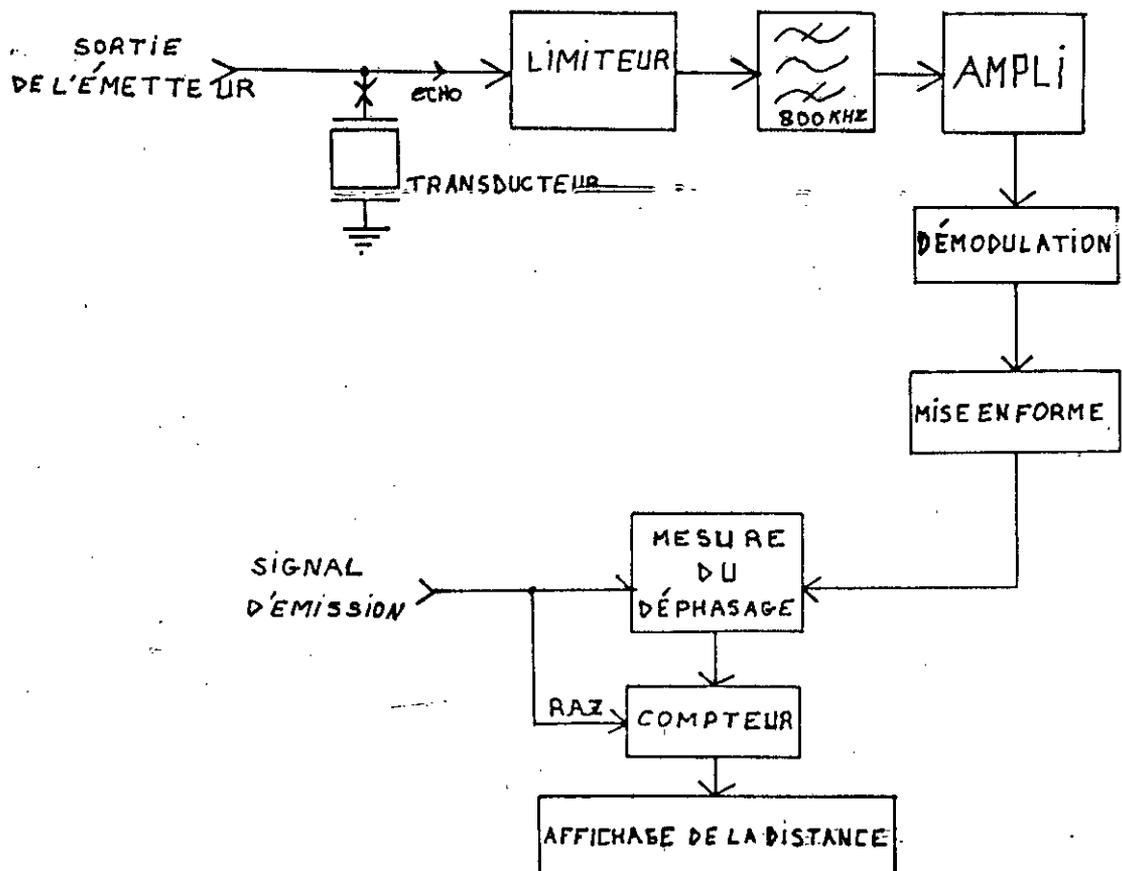


Fig. IV-8 : - Synoptique du récepteur -

Le récepteur donc, se partage en deux parties distinctes :

1. La première est la partie amplificateur et traitement du signal ;
2. La seconde est une partie comptage et affichage numérique de la distance.

IV.2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Du fait de l'utilisation d'un seul transducteur en émission et en réception, un dispositif de protection du récepteur doit être inséré entre le transducteur et le récepteur .

Ce limiteur est immédiatement suivi d'un filtre passe bande calé sur la fréquence de 800 KHz qui va améliorer le rapport signal sur bruit, avant d'attaquer l'amplificateur large-bande. A la sortie de ce dernier un détecteur d'enveloppe va nous permettre de recueillir le signal BF qui contient l'information distance.

Après la démodulation, le signal est mis en forme par un comparateur à seuil réglable.

A la sortie du comparateur, le signal est écrêté et rendu compatible TTL avant d'atteindre l'unité de comptage, laquelle se charge d'éliminer l'influence du signal d'émission et du calcul de la profondeur avant de l'afficher.

1- Le limiteur :

Durant l'émission, le train d'ondes de grande amplitude se retrouve à l'entrée du récepteur du fait de l'utilisation du même transducteur pour l'émission et la réception, le signal d'émission peut endommager l'ampli de réception. Afin de protéger ce dernier un circuit de protection est utilisé pour limiter le signal à l'entrée du récepteur à environ 1 V crête à crête. Il s'agit de diodes à recouvrement rapide et d'une résistance en série, voir fig. suivante :

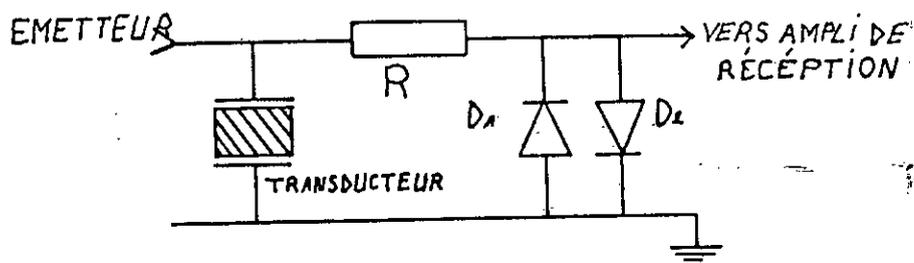


Fig. IV-9 : - Le limiteur -

Pendant l'émission des diodes D1 et D2 vont conduire et la résistance R va apparaître en parallèle avec le transducteur. Donc cette résistance doit avoir une valeur beaucoup plus grande que l'impédance du transducteur afin que son effet soit négligeable.

Mais durant la réception, les diodes resteront bloquées car l'amplitude de l'écho est de l'ordre du mV et donc inférieure au seuil de conduction des diodes.

La résistance de limitation R va être en série avec l'entrée de l'ampli pendant la réception, pour réduire son atténuation du signal, elle doit être de faible valeur par rapport à l'impédance d'entrée de l'ampli de réception.

Donc, deux contraintes majeures existent pour le choix de cette résistance :

1. La résistance R doit être assez élevée afin d'éviter de charger la puissance émise ;
2. La résistance R doit être faible par rapport à l'impédance d'entrée de l'ampli de réception pour éviter une importante atténuation du signal écho reçu.

Ces deux conditions étant opposées, un compromis doit être trouvé, i.e une résistance série $R = 1 \text{ K}\Omega$ a été choisie après plusieurs essais.

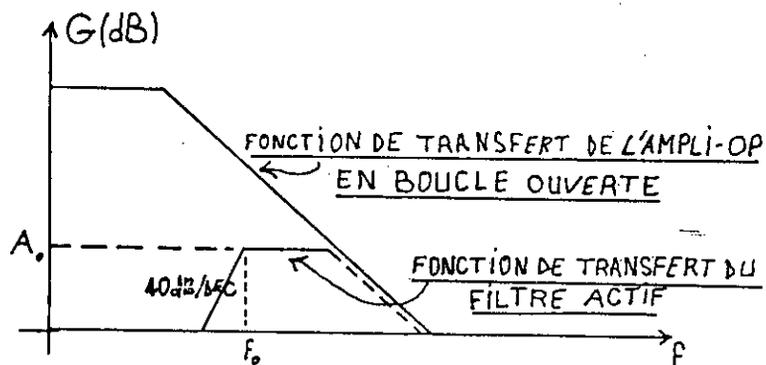


Fig. IV-10 : - Réponse fréquentielle du filtre -

La fonction de transfert est de la forme :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{-H^2}{p^2 + \sqrt{2} \omega_0 p + \omega_0^2}$$

avec $A_0 = H$; gain dans la boucle

$$\omega_0 = 2 \pi f_0$$

Pour le calcul des éléments du filtre on a les équations suivantes :

$$C = K / 2 \pi f_0$$

où K est un coefficient à définir pour avoir l'ordre de grandeur de C.

Ensuite calculer :

$$C1 = C3 = C = K / 2 \pi f_0$$

$$C4 = C / H = C / 1 = C ; (\text{on prend } H = |A_0| = 1)$$

$$R1 = \sqrt{2} / K(2 + 1/H)$$

$$R2 = H(2 + 1/H) / \sqrt{2} \cdot K$$

En prenant $K = 5 \times 10^{-3}$

cela donne : $C1 = C2 = C3 = 10 \text{ nF}$; $R1 = 100 \Omega$; $R2 = 470 \Omega$ (valeurs pratiques)

Le montage réalisé nous a donné une fréquence de coupure basse de l'ordre de 750 KHz et une fréquence de coupure haute de l'ordre de 1.2 MHz, due à la bande passante à gain unité de l'ampli op utilisé (un TL071).

Un ampli opérationnel à large bande passante nous aurait permis de travailler avec un gain supérieur à l'unité et on aurait eu un ampli sélectif en entrée, mais l'indisponibilité de cet ampli-op nous a obligé à recourir au TL071 dont le produit gain x bande passante ne dépasse pas 1.5 MHz.

3- L'amplification :

Cet ampli doit présenter un gain important en raison de l'atténuation rapide (en $1/d^2$) du signal émis, dont le niveau, à la sortie du transducteur est de l'ordre du mV.

En plus du gain, l'ampli doit aussi avoir :

- * Une impédance d'entrée élevée pour ne pas charger l'étage de filtrage le précédant,
- * Un produit gain x bande passante suffisamment élevé pour amplifier le signal de retour dont la fréquence est de 800 KHz,
- * Et être à faible bruit.

Le circuit d'amplification adopté est le suivant :

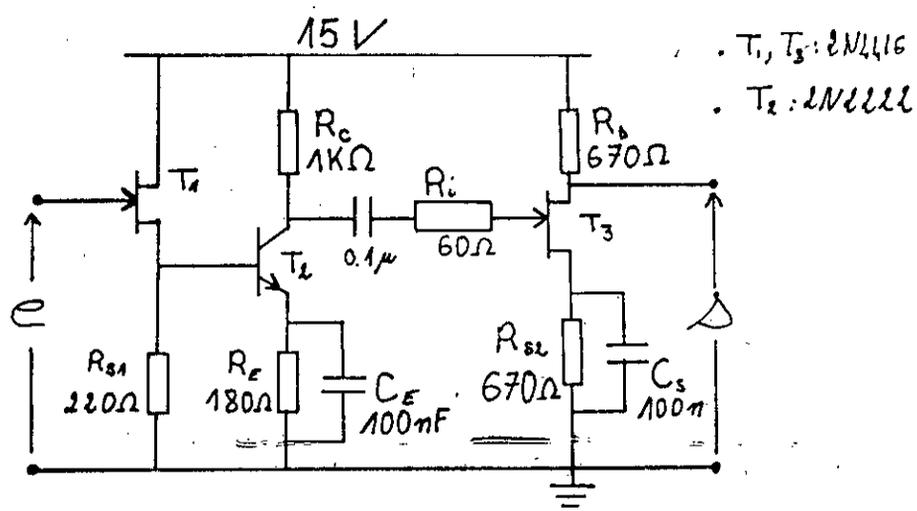


Fig. IV-11 : - Ampli de réception -

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

La bande passante de cet étage est de 20 MHz, son gain en tension est de 28 dB, et présente une impédance d'entrée de l'ordre de $10^{10} \Omega$ (rgs).

Le deuxième étage est un montage source commune construit autour d'un JFET (2N4416) et dont l'impédance d'entrée élevée permet sa mise en cascade avec le premier étage, ses caractéristiques sont :

- * gain de tension : 5 soit 14 dB
- * Bande passante 20 MHz
- * Impédance d'entrée infinie.

Le gain total de l'ampli est donc de l'ordre de 42 dB (soit un gain de 125). Le gain a été volontairement limité à cette valeur, car au delà, le rapport signal sur bruit se détériore de façon notable à cause du bruit de réverbération, particulièrement important par petits fonds, qui aurait été lui aussi fortement amplifié, et ainsi gêné la détection d'enveloppe qui suit cette amplification.

4- Le détecteur d'enveloppe :

On utilise pour la démodulation du signal écho un détecteur d'enveloppe à diode, dont le circuit est représenté ci-après :

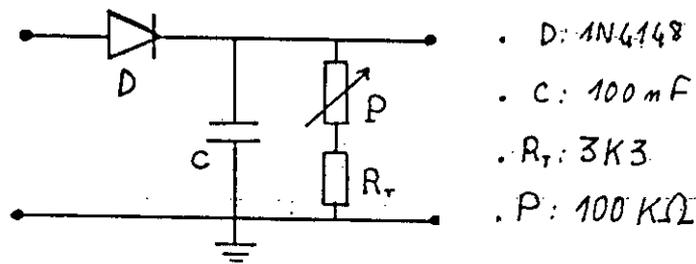


Fig. IV-12 : - Le détecteur d'enveloppe -

La constante de temps RC du détecteur d'enveloppe doit satisfaire à deux conditions à la fois.

$RC \ll T_{BF}$: période du signal HF (ie 800 KHz)

$RC \gg T_{HF}$: période séparant deux échos successifs (de l'ordre de quelques ms)

on a : $T_{HF} = 1.25 \mu s$

et : $T_{BF} \cong 4 ms$

On a choisi une constante de temps RC variant entre ~~200 ns~~ et ~~100 ns~~, ce qui correspond à :

$1,5 \mu s$ $48 \mu s$

* $C = 470 pF$

* $R = 3 K\Omega$ (résistance talon évitant un court-circuit)

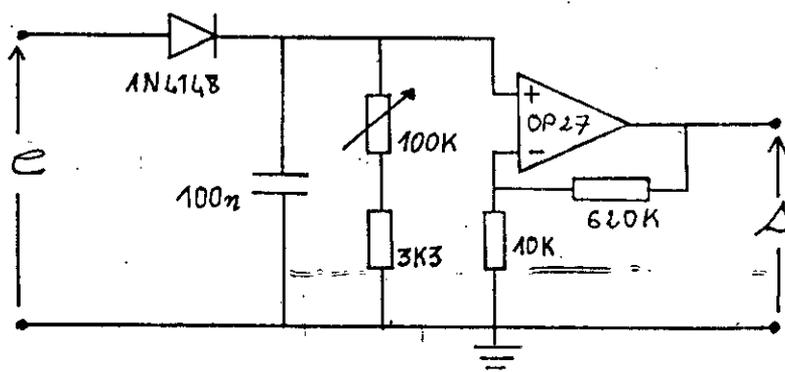
* $P = 100 K\Omega$

Le détecteur d'enveloppe est immédiatement suivi d'un ampli opérationnel monté en ampli non inverseur avec un gain $G = 50 = 34 dB$ qui va nous permettre :

d'amplifier l'enveloppe du signal (basse fréquence donc) à un niveau d'environ 6 V adéquat pour une mise en forme aisée par la suite.

Et d'un autre côté, on bénéficie de sa forte impédance d'entrée, pour ne pas charger le détecteur d'enveloppe, dont la constante de temps dépend aussi de l'impédance d'entrée de l'étage suivant.

Schéma complet du détecteur d'enveloppe :



- L'amplificateur opérationnel utilisé, un ADOP27 a pour caractéristiques :

- Entrée JFET, donc haute impédance d'entrée ;
- très faible bruit ;
- rapide.

5- La mise en forme :

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

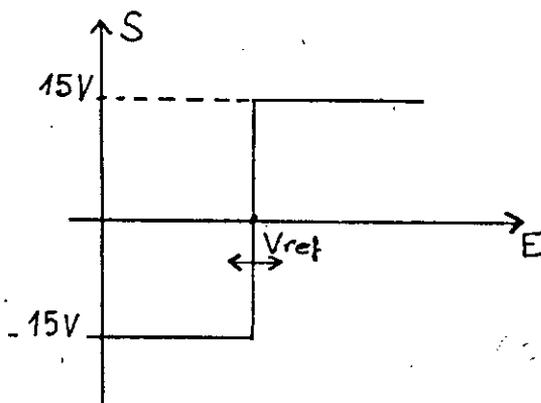
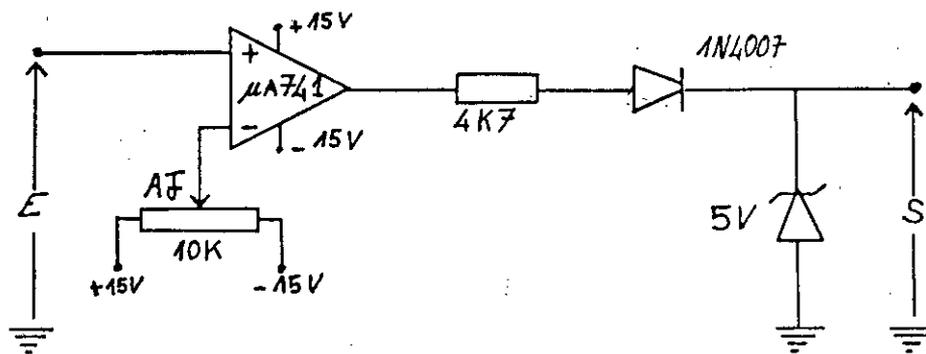


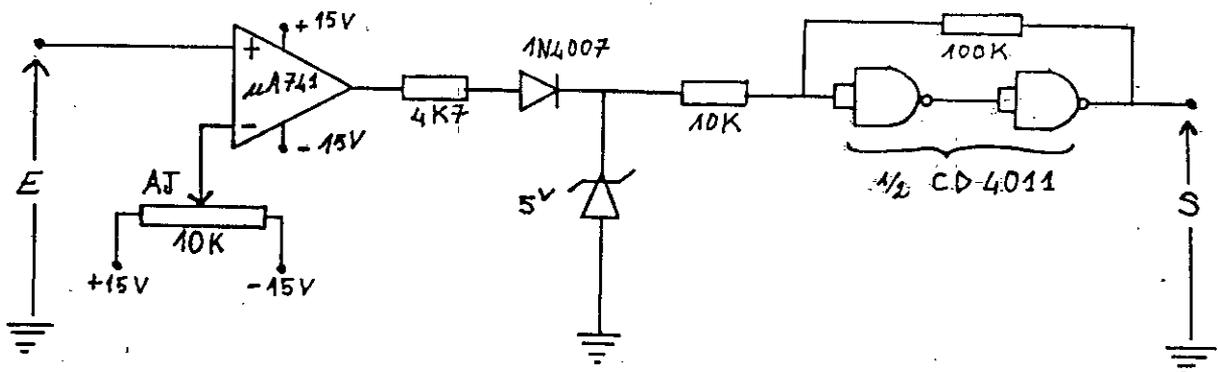
Fig. IV-13 : - Schéma du comparateur et sa fonction de transfert -

La sortie du comparateur est ensuite redressée par une diode en sortie pour ne garder que l'alternance positive, correspondant à l'écho, puis on écrête le signal par une diode Zener dont la tension est de 5 V afin de pouvoir attaquer par la suite les circuits logiques (TTL) de comptage et d'affichage.

La résistance $R = 4\text{ k}\Omega$ limite le courant de sortie de l'ampli-op. Avant d'attaquer l'unité de comptage et d'affichage le signal passe par un trigger de Schmitt réalisé autour de deux postes NAND en technologie CMOS.

Ce trigger va non seulement rendre les fronts de l'impulsion écho plus raides, et ainsi compenser le slew-rate de l'ampli-op, mais va aussi assurer la compatibilité TTL du signal écho.

Schéma complet de la mise en forme :



IV.3 LE CIRCUIT DE COMPTAGE ET AFFICHAGE :

Cette unité a trois objectifs à réaliser :

1. D'abord séparer le signal d'émission de l'écho afin de ne garder que ce dernier ;
2. Chronométrer le temps séparant l'émission du signal ultrasonore et la réception de l'écho ;
3. Affichage numérique de la profondeur mesurée.

IV.3.1 SEPARATION DE L'ECHO ET DU SIGNAL D'EMISSION :

L'utilisation d'un seul transducteur en émission et en réception fait qu'à la sortie du récepteur on aura deux impulsions, la première correspond au signal d'émission et la seconde à l'écho utile.

Afin d'avoir l'écho seul on a pensé au montage suivant :

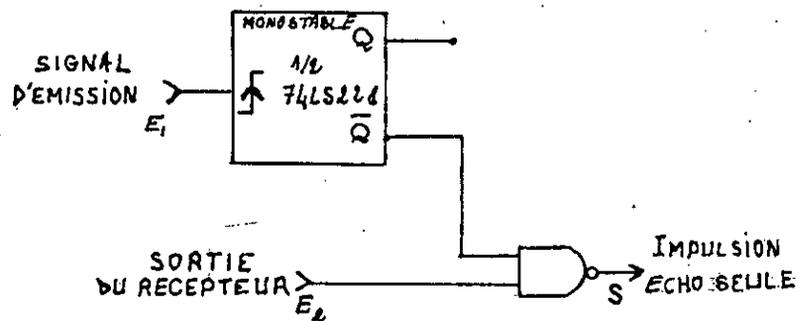


Fig. IV-14 : - Principe de la séparation -

Le principe est de générer une impulsion de durée plus longue que celle de l'émission, car le transducteur, mal amorti, va encore osciller après la fin de l'émission, et de combiner cette impulsion avec le signal reçu issu du récepteur de façon à n'avoir que l'impulsion écho seule en sortie, voir chronogrammes suivants :

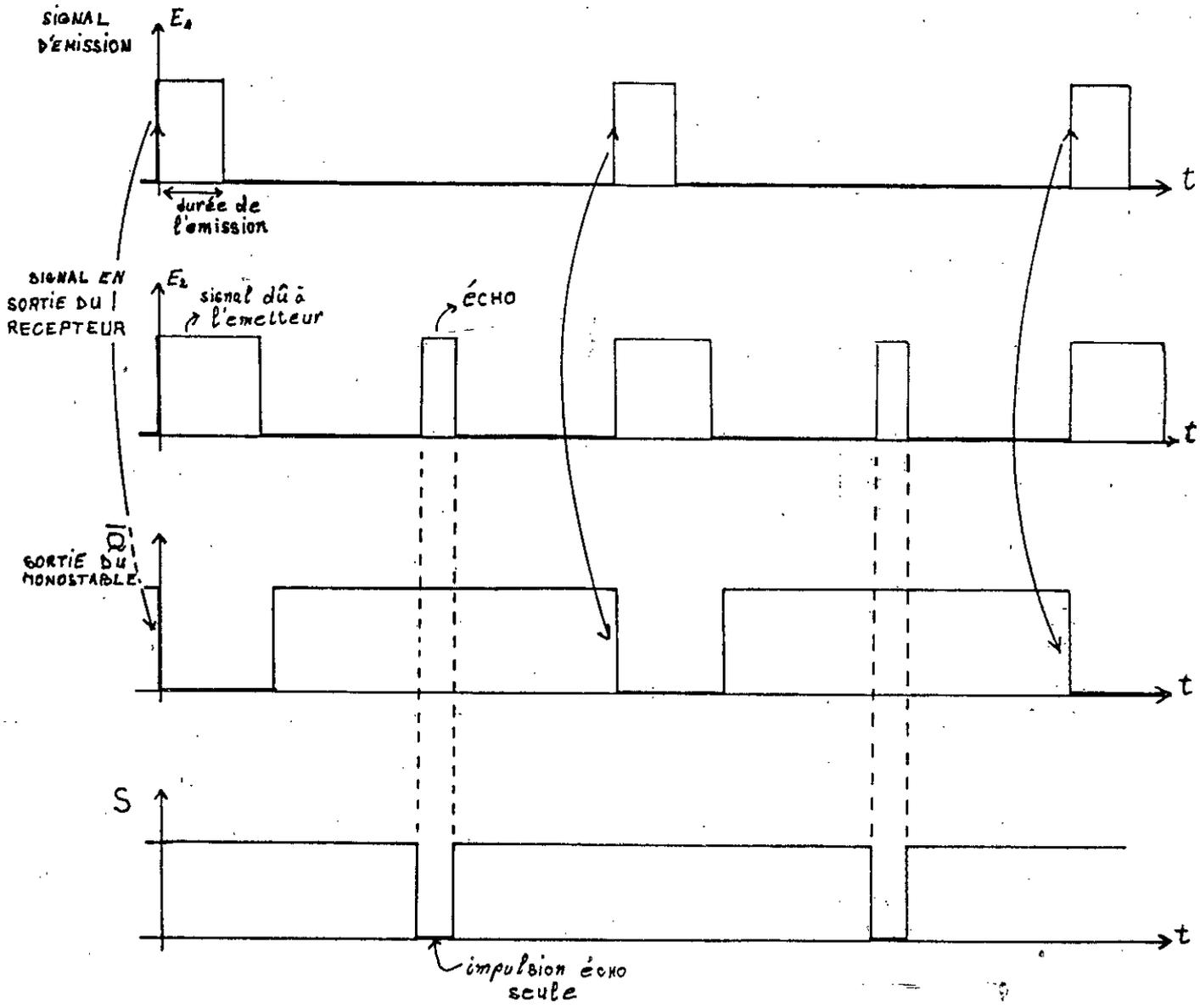


Fig. IV-15 : - Chronogrammes de fonctionnement du montage -

Le monostable utilisé est l'un des deux que contient le 74LS221 dont la durée est déterminée par une résistance et une capacité externe.

$$T = 0.7 R.C$$

IV.3.2 CIRCUIT DE COMPTAGE ET D'AFFICHAGE :

Ce circuit dont le synoptique est donné à la fig. suivante comprend :

- Un détecteur de déphasage ;
- Une horloge ;
- 3 compteurs BCD
- 3 décodeurs BCD 7 segments ;
- 3 afficheurs à anode commune.

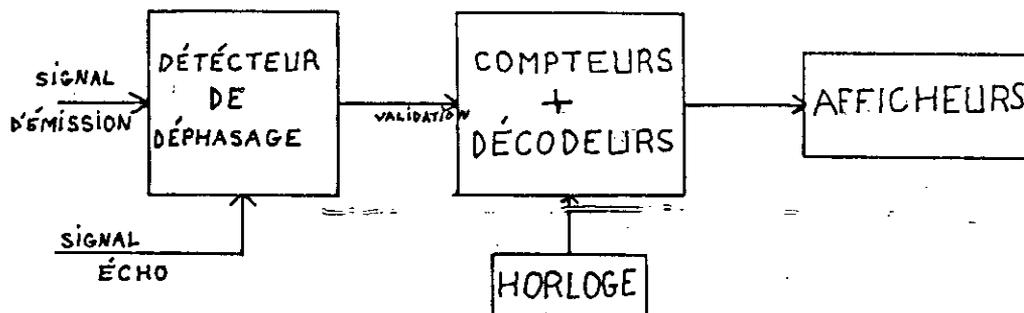


Fig. IV-16 : - Synoptique du compteur afficheur -

1- Le détecteur de déphasage :

On dispose maintenant de l'impulsion d'émission et de celle de la réception correspondant à l'écho, il s'agit à présent de générer un signal dont la durée est égale au temps séparant l'émission et la réception.

Ce détecteur de déphasage est construit autour d'un monostable (74LS221) dont le brochage et les chronogrammes de fonctionnements sont donnés ci-dessous :

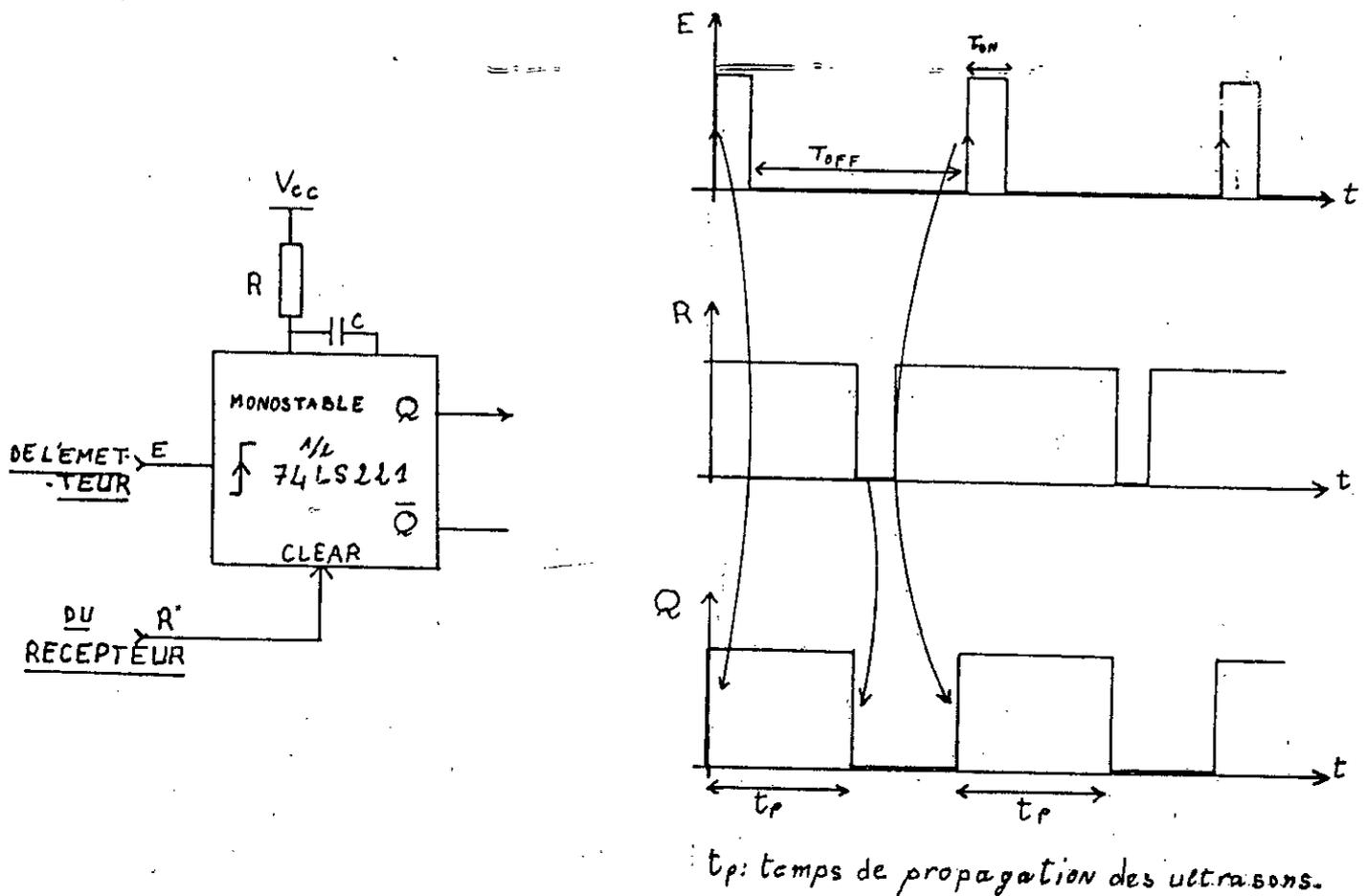


Fig. IV-17 : - Schéma du détecteur de déphasage et ses chronogrammes de fonctionnement -

Le principe de fonctionnement est le suivant :

Le front montant de l'impulsion d'émission déclenche un monostable dont la durée est égale au T_{OFF} de l'émetteur (dans le cas où il n'y aurait pas d'écho).

L'entrée RAZ (clear) du monostable est maintenue à l'état haut tant qu'il n'y a pas d'écho. Dès qu'il y a écho, matérialisé par un état bas en sortie du récepteur, le monostable est remis à zéro, et ne se redéclenche qu'au prochain front montant sur son entrée.

La durée de l'état haut de la sortie Q du monostable est égale en temps de vol du signal ultrasonore émis. La sortie Q va servir à valider le compteur par la suite.

2- L'horloge de comptage :

Cette horloge est construite autour de deux portes NAND (74LS00) montées en multivibrateur astable ;

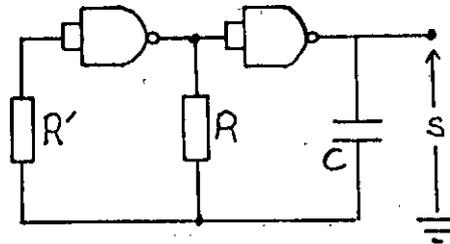


Fig. IV-18 : - Schéma de l'horloge -

La période de cet astable est donnée par :

$$T = 2,2 R \cdot C \text{ soit } f = 1/(2,2 \cdot R \cdot C)$$

*) Choix de la fréquence :

Les compteurs s'incrémentent d'une unité à chaque front montant de l'horloge. Puisque le but est d'afficher la profondeur directement en unité métrique et étant donné que :

- L'on dispose de trois afficheurs ;
- La profondeur maximale mesurable est inférieure à 10 m.

Alors la profondeur affichée sera exprimée en CM. Donc on doit avoir une impulsion d'horloge par centimètre de profondeur.

On a : $p = c \cdot t / 2$

où : - p : profondeur

- t : temps de propagation

- c : célérité du son dans l'eau (≈ 1500 m/s)

Puisqu'on désire 1 impulsion / centimètre de profondeur, alors la période de l'horloge doit être :

$$0,01 \text{ m} = (c / 2) \cdot T_{\text{HOR}}$$

donc, $T_{\text{HOR}} = 2 \times 0,01 / C = 13,33 \mu\text{s}$

soit $f_{\text{H}} = 75 \text{ KHz}$

La période de l'astable utilisé en horloge est donnée par :

$$T = 2,2 R \cdot C$$

ce qui nous amène à choisir : $C = 1 \text{ nF}$

$$R = 6 \text{ K}\Omega$$

R sera en fait une résistance ajustable (10 K) afin de pouvoir ajuster précisément la fréquence de l'horloge et ainsi compenser l'erreur due à la tolérance des composants utilisés.

L'horloge est suivie d'un trigger de Schmitt construit autour d'une autre porte NAND afin de rendre les fronts du signal d'horloge parfaitement raides.

Le schéma complet de l'horloge est donné ci-après :

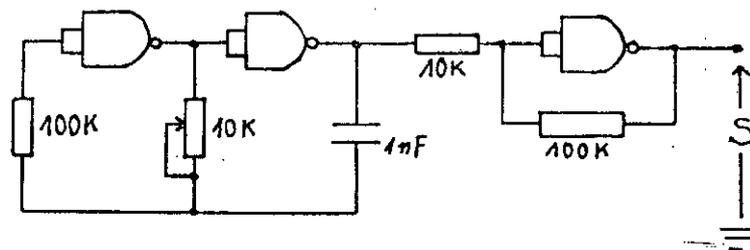


Fig. IV-19 : - Schéma de l'horloge complet -

3- Etage de comptage et affichage :

Cet étage comprend trois compteurs mis en cascades, dont les sorties BCD attaquent 3 décodeurs BCD 7 segments qui vont piloter 3 afficheurs à anode commune, voir schéma ci-dessous :

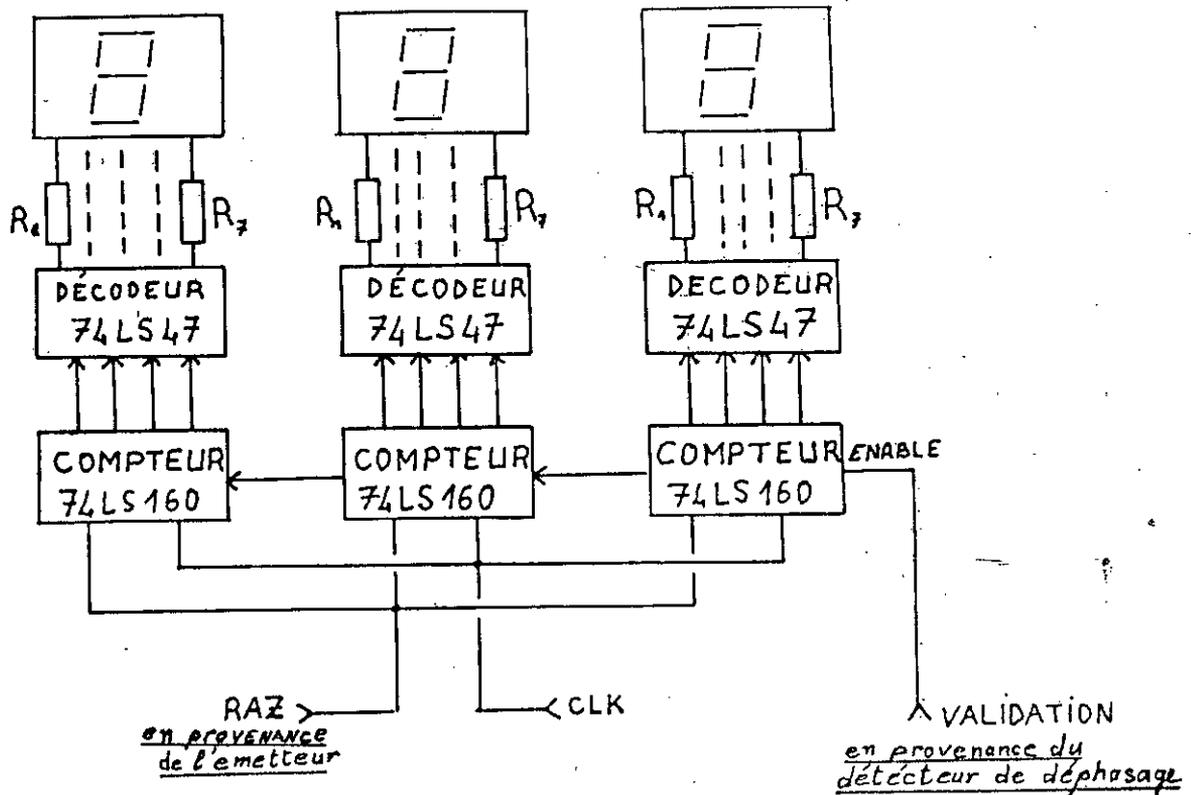


Fig. IV-20 : - Schéma du compteur afficheur -

Les compteurs sont référencés : 74LS160A

Les décodeurs sont référencés : 74LS47

Les afficheurs sont référencés : CQY 84

Pour le brochage et les caractéristiques de ces composants voir l'annexe 2.

*) Principe de fonctionnement :

Pendant l'état haut de l'entrée validation les compteurs avancent au rythme de l'horloge, dès que l'entrée validation est à l'état bas le compteur mémorise son contenu jusqu'à l'impulsion de RAZ qui met toutes les sorties à l'état bas.

Les décodeurs pilotent les afficheurs 7 segments et ont une entrée RBO (broche 4) qui éteint les afficheurs quand elle est à l'état bas, cette entrée est reliée à la sortie Q du détecteur de déphasage (complémentaire du signal de validation des compteurs) afin que les afficheurs soient éteints pendant le comptage (état haut de la validation des compteurs) et allumés pendant l'état bas de l'entrée validation (mémorisation). De cette manière on n'aura sur les afficheurs que la valeur de la profondeur et on ne verra pas la séquence "comptage - remise à zéro", trop rapide pour qu'on puisse lire la valeur de la distance affichée.

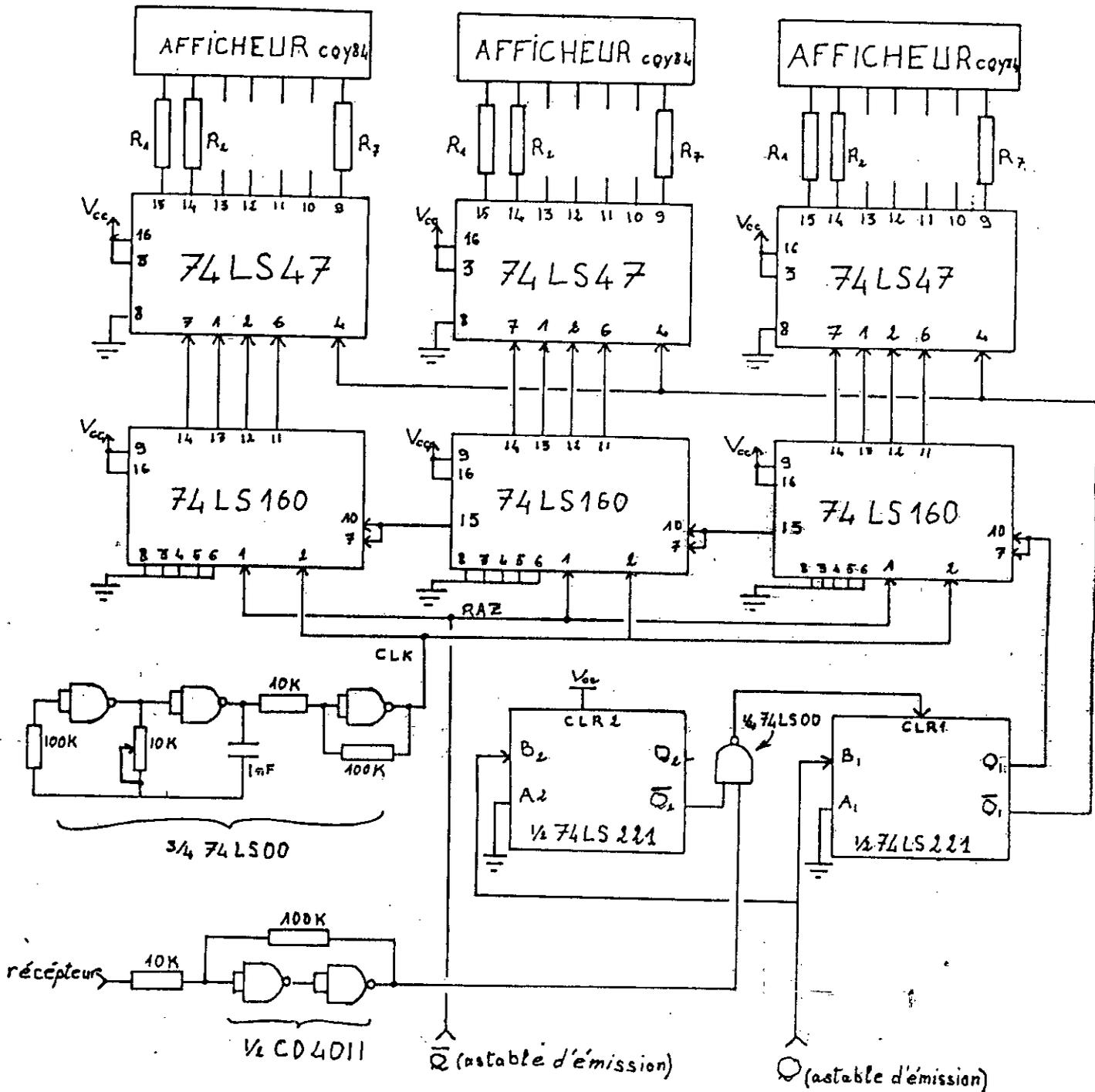


Fig. IV-21 : - Schéma complet de l'unité comptage et d'affichage -

RESULTATS ET MESURES:

Nous avons teste le fonctionnement du dispositif realise , associe a un transducteur travaillant a 800 Khz , en immersion dans deux cuves , l'une profonde de 15 Cm et l'autre profonde de 40Cm .

On peut ainsi avoir une image des differents signaux presents dans le circuit pour HT= 50 V , voir les figures suivantes :

- A) Signal recu apres filtrage ,
- B) Signal recu apres amplification,
- C) Signal recueilli a la sortie du detecteur d'enveloppe ,
- D) Signal recu apres mise en forme ,
- E) Signal en sortie du detecteur de dephasage.

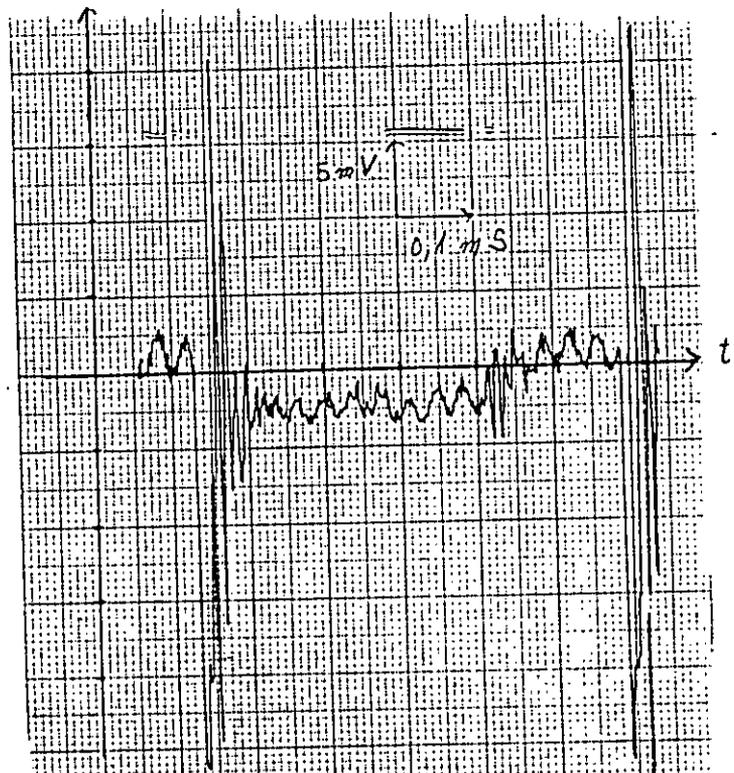
CONCLUSIONS:

La precision des mesures effectuees est de 10% , cette erreur est due auiel de detection du comparateur lors de la mise en forme , et une erreur lors du comptage .

Les circuits d'emission de reception et de comptage affichage fonctionnent toute a fait comme prevue , mais un amplificateur large-bande pour le filtre d'entree du recepteur aurait ete preferable afin de disposer d'un niveau de l'echo plus important lors de la mise en forme .

Les essais d'extension de la portee de notre echo-sondeur a 100 metres n'ont pu etre effectues du fait de l'indisponibilite du transducteur a 200Khz mais au vu des resultats obtenus nous pensons que l'extension de la portee est tout a fait realisable.

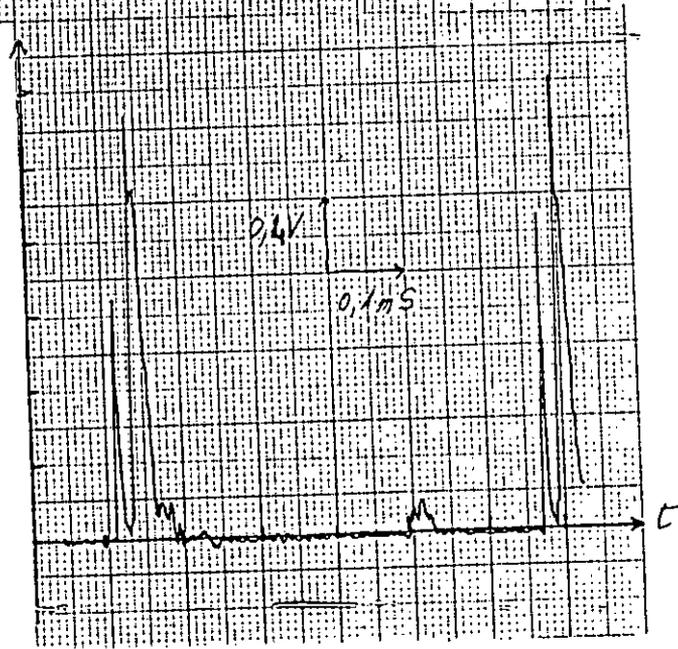
A)



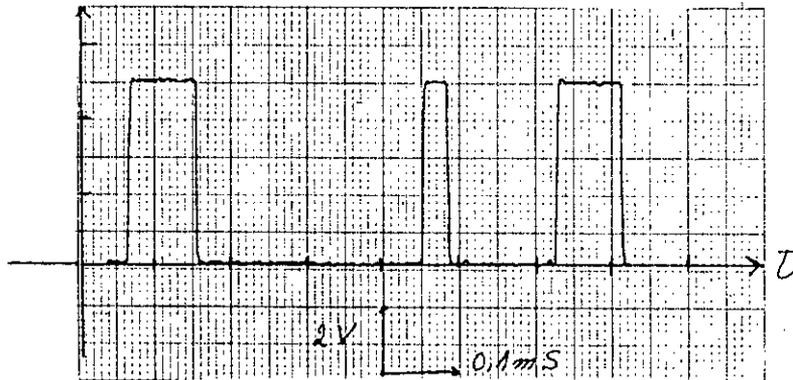
B)



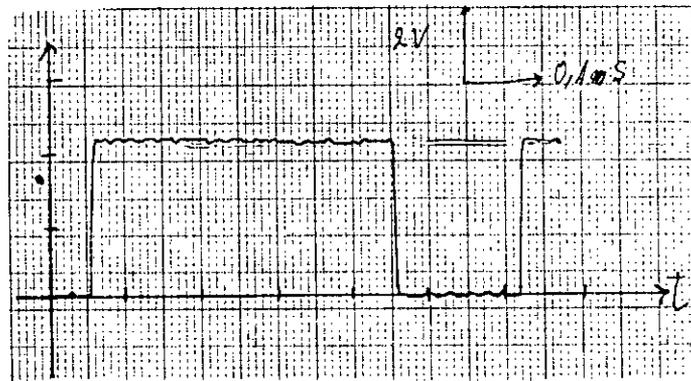
C)



D)



E)





CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous avons étudié les principaux paramètres intervenant dans la conception et la réalisation d'un écho-sondeur de faible coût, en vue d'une application en bathymétrie et ayant une portée de 100 mètres.

L'étude bibliographique et les moyens disponibles nous ont conduits à choisir un télémètre impulsif à ultrasons utilisant un transducteur travaillant à 800 KHz. Les ultrasons étant fortement atténués à cette fréquence, l'objectif initial (avoir une portée de 100 mètres) ne pouvait être atteint avec un transducteur de ce type; on a donc réalisé un prototype d'écho-sondeur ayant une portée de 1 mètre qui a servi à valider les circuits d'émission, de réception et de traitement et d'affichage.

Pour adapter le dispositif réalisé à un transducteur de 200 KHz, seules quelques modifications sont apportées à notre réalisation, à savoir :

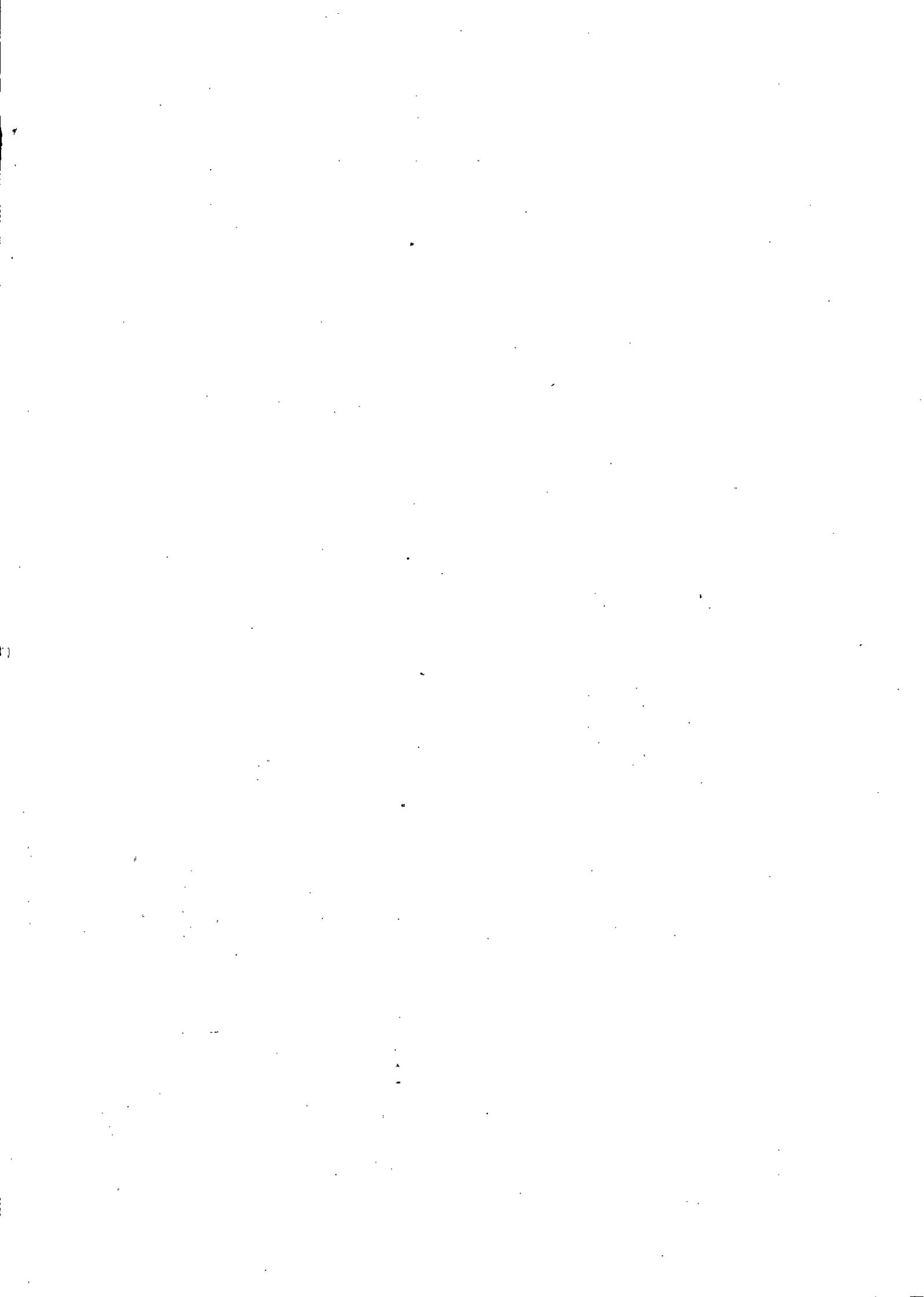
- Modifier la fréquence d'émission,
- Modifier la durée T_{OFF} (temps d'attente de l'écho) de l'horloge de commande (émetteur),
- Modifier la fréquence de coupure du filtre d'entrée à la réception.

Notons que pendant la réalisation de notre projet, nous avons rencontré des difficultés dues essentiellement à :

- La rareté de la documentation concernant tout ce qui est mesure en milieu marin,
- La qualité moyenne du transducteur utilisé (800 KHz), qui était destiné à des manipulations de laboratoire plutôt qu'au sondage de profondeur.
- L'impossibilité d'effectuer les essais d'extension de la portée à cause l'indisponibilité du transducteur à 200 KHz.

Notre réalisation peut être modifiée pour être utilisée en cartographie sous-marine, détection de bancs de poissons, En effet, le circuit de comptage et d'affichage peut, avantageusement, être remplacé par un circuit de commande d'une table traçante, afin de disposer d'un écho-sondeur enregistreur ou amélioré par l'adjonction d'un transistor MOS-FET canal-P à l'amplificateur d'émission et ainsi doubler la puissance du signal d'émission.

Enfin, nous considérons que ce projet a, efficacement, contribué à notre formation d'ingénieur, car il nous a permis d'aborder le vaste domaine qui est la mesure en milieu marin.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] - L'utilisation des ultrasons en mesure de distance,
P. GUEULLE, Electroniques applications, N° 10, pp 43-46.

- [2] - Les ultrasons,
B. CARLIN, Editions EYROLLES.

- [3] - Télémétrie,
A. BAYADROUN, Rapport de stage D.E.A, 1987-1988, E.N.S.E.E.I.H.T.

- [4] - Le laser, principes et techniques d'application,
H. MAILLET, TEC et DOC Lavoisier, 1990.

- [5] - Les méthodes d'exploration de l'espace sous-marin,
A. MICHAUD, L'onde électrique, N° 495, juin 1968, vol. 48.

- [6] - Etude et réalisation d'un système infrarouge de détection d'obstacles à usage automobile,
A. M. ALLAOUI, Thèse de doctorat, Université Paul SABATIER, Toulouse 1991.

- [7] - Ultrasons,
C. GAZANHES, M. JESSEL, Technique de l'ingénieur, E 2690.

- [8] - Etude et réalisation d'un dispositif de positionnement automatique d'un organe de préhension grâce à des capteurs de proximité ultrasonores,
J. CLOT, P. GLIZE, Rapport du projet pilote SPARTACUS, L.A.A.S, Toulouse.

- [9] - Electroacoustique, traité d'électricité vol. 21,
M. ROSSI, Presses polytechniques Romandes 1986.

- [10] - A three channel pulsed doppler skin blood flowmeter,
A. AYATOLLAHI, P.H.D Thesis U.M.I.S.T, Manchester 1989.
- [11] - Biomedical ultrasonics,
P.N.T. WELLS, Academic press, London 1977.
- [12] - La propagation et le milieu marin,
Mme. FAUGERAS, L'onde électrique, N° 495, juin 1968.
- [13] - Principles of underwater sound for enginneers,
URICK.
- [14] - Handbook of ocean and underwater engineering,
MYERS.
- [15] - Automatic equipment for photographing moving objects in the sea,
N.K. ROSSING, CHEN QUANREN, ULTRASONICS, Juillet 1985, pp173,175.
- [16] - Principles of acoustic devices,
M. RISTIC, J. WILEY and Sons, Toronto 1983.
- [17] - Manuel de laboratoire, physique, PHYWE,
- [18] - Instruction manual for DE-719C fathometer precision survey depth recorder,
RAYTHEON, U.S.A 1988.
- [19] - Etude de faisabilité de mesure dans un puis de pétrole en cours de forage,
M. GOUEYGOU, Rapport de stage, L.A.A.S, Toulouse, Sept-Nov 1990.
- [20] - Composants actifs discrets 2,
M. GIRARD, Editions Mc GRAW-HILL, 1990.

- [21] - Amplificateurs de puissance,
M. GIRARD, Editions Mc GRAW-HILL, 1988.
- [22] - L'amplificateur opérationnel,
R. DAMAYE, Editions RADIO, 1974.
- [23] - Traitements des signaux RADAR et SONAR,
CHEVALIER, Editions MASSON, 1991.
- [24] - Considérations techniques sur l'emploi du Q-mètre,
FERISOL, 1963.

ANNEXES

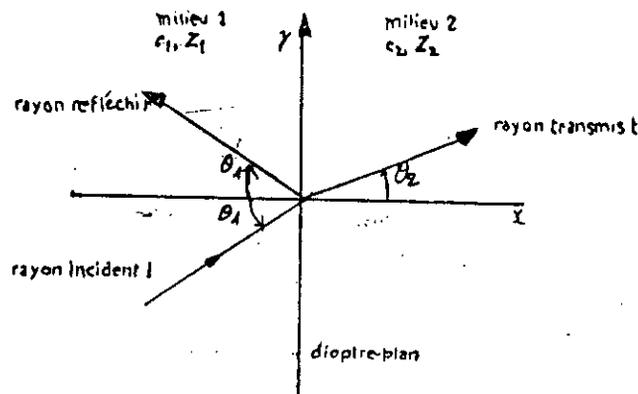
ANNEXE 1

* Effets d'interface :

Comme en optique, on appellera dioptré l'interface séparant deux milieux de propagation différents. Il implique une discontinuité brutale des paramètres de propagation.

Expérimentalement, on observe qu'une onde incidente sur un dioptré donne lieu à une onde réfléchie dans le même milieu et à une transmise dans l'autre.

On considère que les deux milieux sont des fluides d'impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 et de célérités C_1 et C_2 et que le dioptré est plan.



On définit dans le plan du dioptré le coefficient de réflexion R , rapport des pressions acoustiques réfléchie et incidente :

$$R = P_r / P_i$$

Et le coefficient de transmission T , rapport des pressions acoustiques transmise et incidente :

$$T = P_t / P_i$$

On aura alors les relations suivantes :

* Loi de Snell :

$$\sin \theta_1 / C_1 = \sin \theta_2 / C_2 \quad (1)$$

* Relation liant R et T :

$$1 + R = T \quad (2) \text{ (R et T sont complexes)}$$

$$* \text{ Et : } (1 - R) \cdot Z_2 \cdot \cos \theta_1 = Z_1 \cdot T \cdot \cos \theta_2 \quad (3)$$

En combinant (2) et (3), on obtient (valeurs réelles) :

$$R = (Z_2 \cdot \cos \theta_1 - Z_1 \cdot \cos \theta_2) / (Z_2 \cdot \cos \theta_1 + Z_1 \cdot \cos \theta_2)$$

et

$$T = 2 \cdot Z_2 \cdot \cos \theta_1 / (Z_2 \cdot \cos \theta_1 + Z_1 \cdot \cos \theta_2)$$

Remarques :

* Selon le signe de R, les pressions incidentes et réfléchies sont en phase ou non;
pour $R > 0$, P_i et P_r sont en phase,
et pour $R < 0$, P_i et P_r sont en opposition de phase.

* T étant toujours positif, les puissances incidentes et transmises sont toujours en phase

* En incidence normale, on aura :

$$R = (Z_2 - Z_1) / (Z_2 + Z_1)$$

et

$$T = 2Z_2 / (Z_2 + Z_1)$$

- Si $Z_2 \gg Z_1 \Rightarrow R \approx 1 \Rightarrow$ l'onde est complètement réfléchi sans changement de phase.

- Si $Z_2 \ll Z_1 \Rightarrow R \approx -1 \Rightarrow$ l'onde est complètement réfléchi mais la phase s'inverse.

* Loi de conservation de l'énergie : $|R^2| + |T^2| = 1$.

* Les puissances réfléchies et transmises sont proportionnelles à R^2 et T^2 :

$$P_r = P_i \cdot R^2$$

et

$$P_t = P_i \cdot T^2$$

- Réflexion totale :

Il existe un angle limite $\theta_1 = \theta_2$ pour lequel le rayon transmis est tangent au dioptré; à partir de (1) et avec $\theta_2 = \pi / 2$, on déduit :

$$\theta_2 = \arcsin (C_1 / C_2)$$

Lorsque l'angle d'incidence est plus grand ou égal à l'angle limite, il n'y a plus d'onde transmise, c'est la réflexion totale.

- Transmission totale :

Lorsque $R = 0$ et $T = 1$, on a transmission totale.

L'examen de R montre que $R = 0$ pour $Z_2 \cdot \cos \theta_1 = Z_1 \cdot \cos \theta_2$ et à partir de (1), (Loi de Snell), on détermine l'angle de Brewster θ_{1B} pour lequel on a transmission :

$$\theta_{1B} = \text{Arcsin} \left(\left[\left(\frac{\rho_2}{\rho_1} \right)^2 - \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 \right] / \left[\left(\frac{\rho_2}{\rho_1} \right)^2 - 1 \right] \right)^{1/2}$$

ANNEXE 2.

POWER MOSFET TRANSISTORS

500 Volt, 0.4 Ohm
N-Channel

UFN450
UFN451
UFN452
UFN453

FEATURES

- Fast Switching
- Low Drive Current
- Ease of Paralleling
- No Second Breakdown
- Excellent Temperature Stability

DESCRIPTION

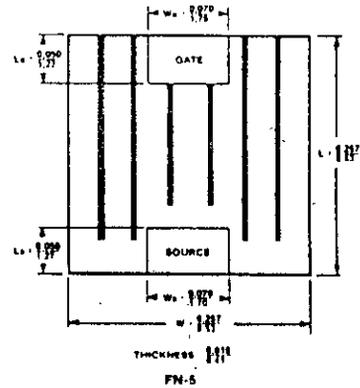
The Unitrode power MOSFET design utilizes the most advanced technology available. This efficient design achieves a very low $R_{DS(on)}$ and a high transconductance.

The Unitrode power MOSFET features all of the advantages of MOS technology such as voltage control, freedom from second breakdown, very fast switching speeds, and thermal stability.

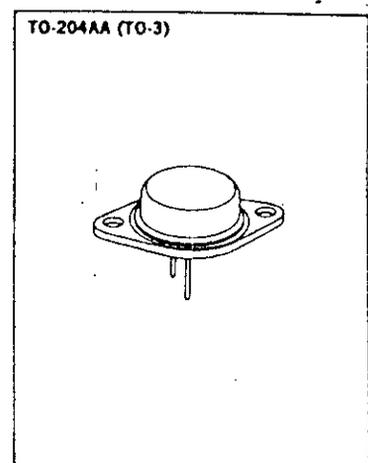
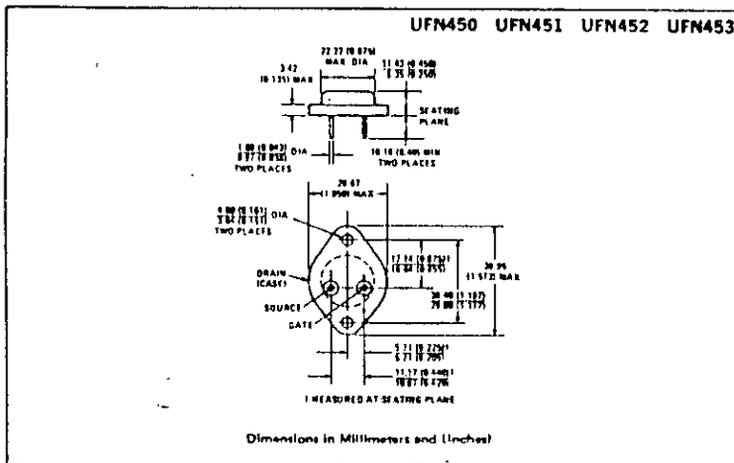
These power MOSFETS are ideally suited for many high-speed, high-power switching applications such as switching power supplies, motor controls, and wide-band and audio amplifiers.

PRODUCT SUMMARY

Part Number	V_{DS}	$R_{DS(on)}$	I_D
UFN450	500V	0.4Ω	13A
UFN451	450V	0.4Ω	13A
UFN452	500V	0.5Ω	12A
UFN453	450V	0.5Ω	12A



MECHANICAL SPECIFICATIONS



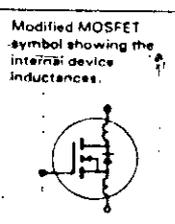
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameter	UFN450	UFN451	UFN452	UFN453	Units
V _{DS} Drain-Source Voltage (1)	500	450	500	450	V
V _{DGR} Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1 MΩ) (1)	500	450	500	450	V
I _D @ T _C = 25°C Continuous Drain Current	13	13	12	12	A
I _D @ T _C = 100°C Continuous Drain Current	8.0	8.0	7.0	7.0	A
I _{DM} Pulsed Drain Current (2)	52	52	48	48	A
V _{GS} Gate-Source Voltage					± 20
P _D @ T _C = 25°C Max. Power Dissipation	150				(See Fig. 14)
Linear Derating Factor	1.2				(See Fig. 14)
I _{LM} Inductive Current, Clamped	52				(See Fig. 14 and 15) L = 100 μH
T _J Operating Junction and Storage Temperature Range					-55 to 150
T _{stg} Lead Temperature	300 (0.063 in. (1.6mm) from case for 10s)				°C

2

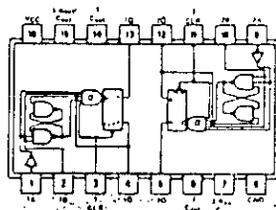
ELECTRICAL CHARACTERISTICS @ T_C = 25°C (Unless otherwise specified)

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
BV _{DSS} Drain-Source Breakdown Voltage	UFN450 UFN452	500	-	-	V	V _{GS} = 0V I _D = 250 μA
	UFN451 UFN453	450	-	-	V	
V _{GS(th)} Gate Threshold Voltage	ALL	2.0	-	4.0	V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA
I _{GSS} Gate-Source Leakage Forward	ALL	-	-	100	nA	V _{GS} = 20V
I _{GSS} Gate-Source Leakage Reverse	ALL	-	-	-100	nA	V _{GS} = -20V
I _{DSS} Zero Gate Voltage Drain Current	ALL	-	-	250	μA	V _{DS} = Max. Rating, V _{GS} = 0V
I _{D(on)} On-State Drain Current (2)	UFN450 UFN451	13	-	-	A	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)} max., V _{GS} = 10V
	UFN452 UFN453	12	-	-	A	
R _{DS(on)} Static Drain-Source On-State Resistance (2)	UFN450 UFN451	-	0.3	0.4	Ω	V _{GS} = 10V, I _D = 7.0A
UFN452 UFN453	-	0.4	0.5	Ω		
g _{fs} Forward Transconductance (2)	ALL	6.0	11	-	S(Ω)	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)} max., I _D = 7.0A
C _{iss} Input Capacitance	ALL	-	2000	3000	pF	V _{GS} = 0V, V _{DS} = 25V, f = 1.0 MHz See Fig. 10
C _{oss} Output Capacitance	ALL	-	400	600	pF	
C _{rss} Reverse Transfer Capacitance	ALL	-	100	200	pF	
t _{d(on)} Turn-On Delay Time	ALL	-	-	35	ns	V _{DD} = 210V, I _D = 7.0A, Z ₀ = 4.7Ω See Fig. 17 (MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature.)
t _r Rise Time	ALL	-	-	50	ns	
t _{d(off)} Turn-Off Delay Time	ALL	-	-	150	ns	
t _f Fall Time	ALL	-	-	70	ns	
Q _g Total Gate Charge (Gate-Source Plus Gate-Drain)	ALL	-	82	120	nC	V _{GS} = 10V, I _D = 16A, V _{DS} = 0.8 Max. Rating. See Fig. 18 for test circuit. (Gate charge is essentially independent of operating temperature.)
Q _{gs} Gate-Source Charge	ALL	-	40	-	nC	
Q _{gd} Gate-Drain ("Miller") Charge	ALL	-	42	-	nC	
L _D Internal Drain Inductance	ALL	-	5.0	-	nH	Measured between the contact screw on header that is closer to source and gate pins and center of die.
L _S Internal Source Inductance	ALL	-	12.5	-	nH	Measured from the source pin, 8 mm (0.25 in.) from header and source bonding pad.



THERMAL RESISTANCE

Parameter	Type	Min.	Typ.	Max.	Units	Notes
R _{thJC} Junction-to-Case	ALL	-	-	.83	K/W	
R _{thCS} Case-to-Sink	ALL	-	0.1	-	K/W	Mounting surface flat, smooth, and greased.
R _{thJA} Junction-to-Ambient	ALL	-	-	30	K/W	Free Air Operation



	Standard	Low Power Schottky	Schottky	Low Power	High Speed
Input clamping diodes	yes	yes			
Variation of output pulse width	20 ns - 28 ns	20 ns - 70 ns			
Min. input pulse width, A, B	50 ns	40 ns			
Min. clear pulse width	20 ns	40 ns			
Typ. propagation delay time of A	47,5 ns	47,5 ns			
Typ. propagation delay time of B	37,5 ns	37,5 ns			
Typ. power dissipation	130 mW	23 mW			

- Triggérable by positive and negative transition
- Min. pulse rise/fall time at A: 1V/ μ s
- Min. pulse rise/fall time at B
- Schmitt-trigger input: 1 V/s
- Clear function is independent of input levels
- Pin assignment equal to '123 and 'LS123

Function table

Clear	Inputs		Outputs	
	A	B	Q	Q̄
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑	[Pulse]	[Pulse]
H	L	H	[Pulse]	[Pulse]

positive logic

Test point	Level	Fan-in/Fan-out			
Inputs					
clear	L	2,0	2,0		
B	L	2,0	2,0		
A	L	1,0	1,0		
Outputs					
	L	10,0	20,0		
	H	20,0	20,0		

Dual monostable multivibrators with Schmitt-Trigger inputs and clear

SN74221 SN74LS221
SN54221 SN54LS221

Nomenclature:

$$R_1 = 1K\Omega$$

$$R_2 = 100\Omega$$

$$R_3 = 470\Omega$$

$$R_4 = 220\Omega$$

$$R_5 = 1K\Omega$$

$$R_6 = 180\Omega$$

$$R_7 = 60\Omega$$

$$R_8 = 670\Omega$$

$$R_9 = 670\Omega$$

$$R_{10} = 3K3$$

$$R_{11} = 10K\Omega$$

$$R_{12} = 620K\Omega$$

$$R_{13} = 4K7$$

$$R_{14} = 100\Omega$$

$$R_{15} = 100\Omega$$

$$R_{16} = 100\Omega$$

$$R_{17} = 100\Omega$$

$$R_{18} = 47\Omega$$

$$R_{19} \dots R_{39} = 330\Omega$$

$$R_{40} = 100K$$

$$R_{41} = 10K$$

$$R_{42} = 100K$$

$$R_{43} = 100K$$

$$R_{44} = 10K$$

$$A_{J1} = 100K$$

$$A_{J2} = 2K2$$

$$A_{J3} = 10K$$

$$A_{J4} = 10K$$

$$A_{J5} = 10K$$

$$A_{J6} = 10K$$

$$A_{J7} = 10K$$

$$A_{J8} = 5K$$

$$A_{J9} = 10K$$

$$A_{J10} = 10K$$

$$A_{J11} = 10K$$

$$C_1 = 1mF$$

$$C_2 = 1m$$

$$C_3 = 1m$$

$$C_4 = 0,1\mu F$$

$$C_5 = 100m$$

$$C_6 = 100m$$

$$C_7 = 0,1\mu F$$

$$C_8 = 100mF$$

$$C_9 = 10m$$

$$C_{10} = 470m$$

$$C_{11} = 0,1m$$

$$C_{12} = 0,1m$$

$$C_{13} = 100m$$

$$C_{14} = 470m$$

$$C_{15} = 1m$$

$$D_1, D_2 = 2A, 300V$$

$$D_3 = 1N4148$$

$$D_4 = 1N4003$$

$$D_5 = BZX 4.7V$$

$$T_1 = 2N4416$$

$$T_2 = 2N2222$$

$$T_3 = 2N4416$$

$$T_4 = BF423$$

$$T_5 = IRF 450$$

$$IC_1 : TL071$$

$$IC_2 : ADOP27$$

$$IC_3 : \mu A741$$

$$IC_4, IC_5 : 74LS221$$

$$IC_6 : LM311$$

$$IC_7, IC_8, IC_9 : 74LS47$$

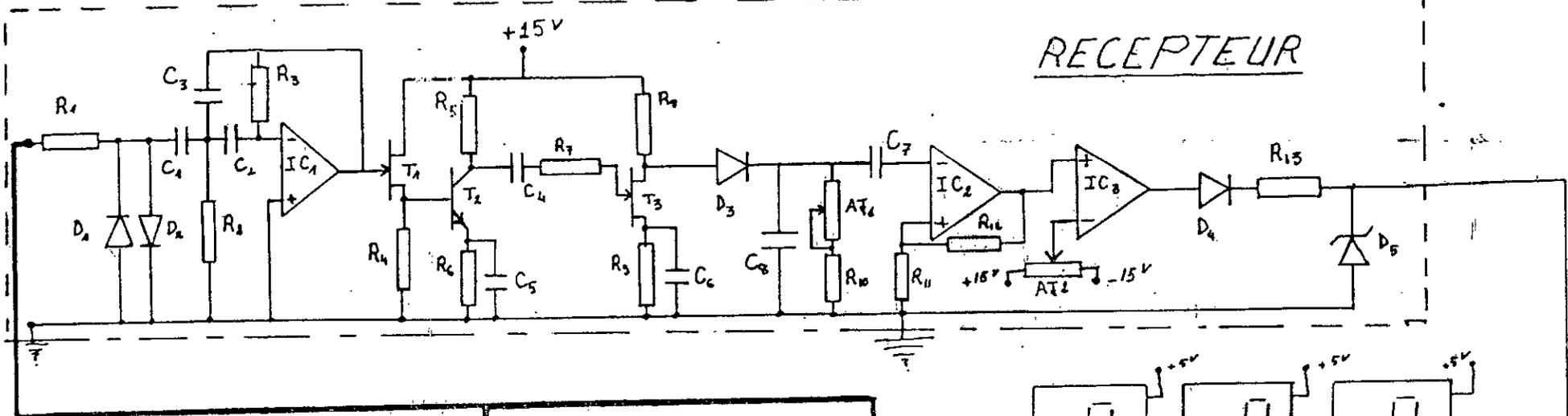
$$IC_{10}, IC_{11}, IC_{12} : 74LS160A$$

$$IC_{13} : 74LS221$$

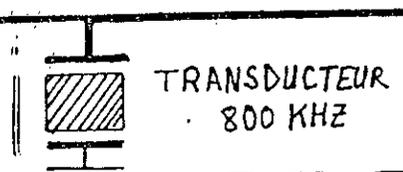
$$IC_{15} : CD4011$$

$$IC_{16} : 74LS00$$

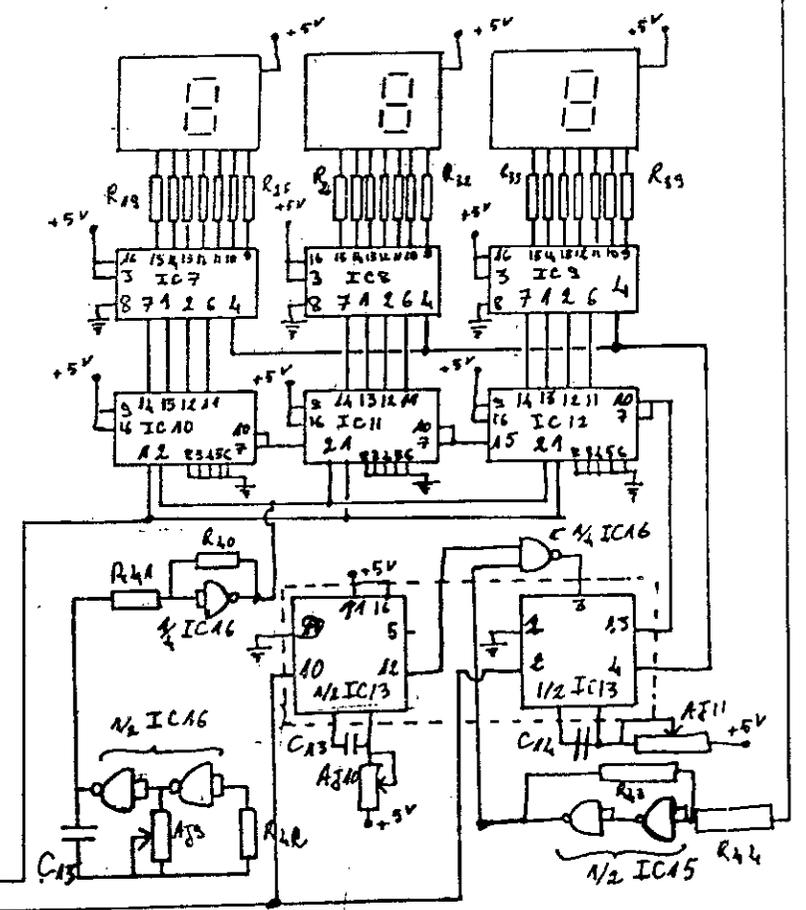
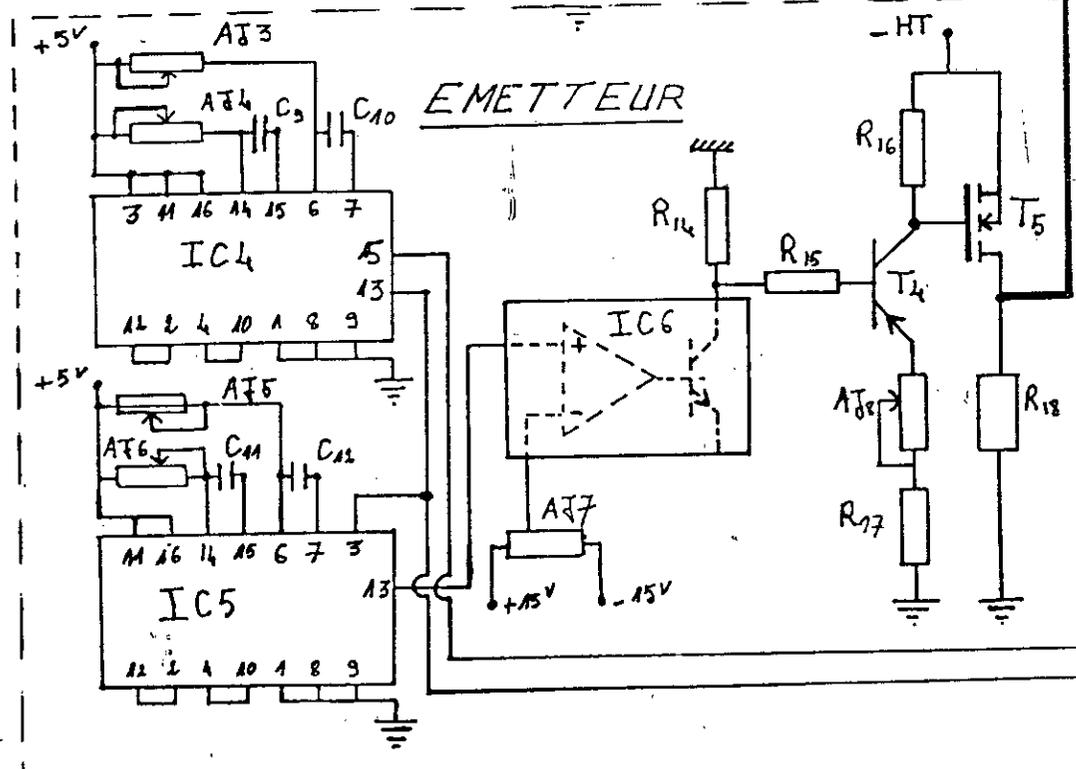
RECEPTEUR



91



EMETTEUR



RESUME

Nous proposons l'étude et la réalisation d'un écho-sondeur à ultrasons afin de mesurer des profondeurs d'eau allant jusqu'à 1 mètre. Le dispositif développé, basé sur l'utilisation d'un transducteur ultrasonore travaillant à la fréquence de 800 Khz et adaptable à un transducteur de fréquence plus basse (de 150 à 200 Khz), permettant une portée de 100 m, tout en étant de faible coût et peu encombrant.

L'étude a pris en compte les perturbations de propagation dans l'eau, les caractéristiques des transducteurs ultrasonores; ce qui nous a permis de mieux cerner les difficultés liées à la mesure de profondeur marine. Nous en avons déduit le choix de la méthode de mesure, de l'utilisation d'un seul transducteur en émission et en réception.

Nous étudions ensuite les fonctions électroniques analogiques et digitales nécessaires à la réalisation de notre dispositif : circuit d'émission, circuit de réception, circuit de comptage et d'affichage de la distance. Puis, nous concluons sur les résultats expérimentaux et les perspectives de développement de notre prototype.