

## ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

### S U J E T

*Conception et réalisation d'un  
detecteur d'obstacles à ultrasons avec  
commande par microprocesseur 6809*

Proposé par :  
DJEFEL Idir

Etudié par :  
SAADAOUI Hadjira  
ABINA Nadia

Dirigé par :  
DJEFEL Idir

PROMOTION : JANVIER 1985



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**S U J E T**

*Conception et réalisation d'un  
detecteur d'obstacles à ultrasons avec  
commande par microprocesseur 6809*

Proposé par :  
DJEFEL Idir

Etudié par :  
SAADAoui Hadjira  
ABINA Nadia

Dirigé par :  
DJEFEL Idir

PROMOTION : JANVIER 1985

Dédicaces

A ma mère , à mon père  
A mouni, Amine et Badis

NADIA

A ma mère, à mon père  
A mes chers freres: Mohamed et Sid-Ali  
A mes cheres soeurs: Fatiha, Djaouida, Nadia et Amel  
A tous mes amis

Hadjira

## //R}} E M E R C I E M E N T //

Nous remercions M o n s i e u r A B D E L L A O U I , Directeur du C D T A de nous avoir acceptées dans son centre.

Nous remercions Monsieur OUGUINI, pour nous avoir si aimablement accueillies en son laboratoire.

Nous remercions Monsieur DJEFEL pour nous avoir suivies et conseillées tout au long de notre travail.

Nous remercions vivement Monsieur ABDELOUCHE et Monsieur IATMAI du CNI pour leur disponibilité et leurs conseils.

Nous remercions également l'équipe du laboratoire du CND pour leur aide documentaire et leurs conseils.

Nous n'oublierons pas de remercier M<sup>elle</sup> Z. ATTMEKIDECHE et Monsieur A. ATTMEKIDECHE pour les soins portés à la frappe de ce polycopié.

Que tous ceux qui nous ont aidées dans la réalisation de notre travail ou du polycopié trouvent ici l'expression de notre profonde reconnaissance.

Nous n'oublierons pas de remercier également tous les enseignants ayant contribué à notre formation.

--oo00oo-- //     O M M A I R E     --oo00oo--

<u>I N T R O D U C T I O N</u> .....	1 1
Chap tre 1 : Principe de fonctionnement du détecteur.....	3
1 : But de la réalisation.....	3
2 : Synoptique et principe de fonctionnement.....	3
3 : Choix des paramètres de fonctionnement .....	5
4 : Signaux du microsysteme.....	7
5 : Justification du choix des boitiers de la carte C.P.U.....	8
Chapitre 2 : Ultrasons .....	11
1 : Introduction .....	11
2 : Propriétés des ultrasons .....	11
3 : Production et détection des ultrasons .....	17
4 : Application des ultrasons .....	20
Chapitre 3 : Réalisation matérielle du système micro- ordinateur .....	21.
1°: réalisation de la carte C.P.U :.....	21
2 : Traitement du signal à l'émission et à la réception .....	33
Chapitre 4 : Partie logicielle du détecteur .....	46
1 : Signaux du détecteur .....	46
2 : Initialisation des interfaces .....	48
3 : Réinitialisation.....	52
4 : Répartition de la zone mémoire de l'eprom....	52
5 : Fonctionnement du détecteur .....	55
Chapitre 5 : Résultats obtenus .....	63

C O N C I U S I O N .

Annexe 1 : Présentation des circuits de la famille 6800 utilisés  
Annexe 2 : Brochage et caractéristique des circuits utilisés.  
Bibliographie .

7 INTRODUCTION.

L'une des toutes premières applications des ultra-sons, fut en 1912, la détection des iceberg; puis lors de la première guerre mondiale on vit un développement rapide de la détection des sous-marins et du sondage maritime.

En 1935, la technique de détection par ultra-sons fut développée pour le contrôle des aciers. Elle est connue sous le nom de contrôle non destructif (C.N.D).

Enfin l'année 1951 vit les premières applications cliniques des ultra-sons par l'utilisation d'un échographe.

Ainsi que nous le voyons, les ultra-sons n'ont été utilisés, comme source de détection, que dans les corps solides ou les corps liquides.

Pour la détection, on a toujours préféré aux ultra-sons les ondes électro-magnétiques-c'est le principe du radar-ou les ondes infra-rouges. Ce dédain pour l'onde ultra-sonore est dû à sa très forte atténuation <sup>dans</sup> l'air ce qui limite grandement la portée du signal et donc ses possibilités de détection.

C'est ce qui fait que, jusqu'à présent, c'est seulement pour les courtes distances que les ultra-sons ont pu donner la pleine mesure de leurs possibilités.

Dans notre étude nous avons essayé de réaliser un détecteur à ultra-sons performant. Ce détecteur servira à la navigation terrestre d'un robot mobile. Il permettra à ce dernier de détecter les obstacles se trouvant sur son passage lui évitant ainsi d'éventuelles collisions si l'obstacle est proche. Le champ de détection est de 10 mètres.

Nous présenterons dans le premier chapitre la conception et le principe de fonctionnement de notre détecteur.

En chapitre deux, nous verrons les propriétés principales des ondes ultra-sonores, ainsi que les contraintes imposées par ces dernières.

En chapitre trois, nous présenterons la réalisation matérielle de la carte numérique et de la carte analogique.

La carte numérique ou CPU servira à générer l'onde ultra-sonore et à analyser le signal reçu pour la connaissance de la distance de l'obstacle. La carte analogique servira à amplifier les signaux émis et reçus et à traiter le signal écho pour qu'il puisse être accepté par le micro-système.

En chapitre quatre, nous présenterons la partie logicielle du détecteur. Nous présenterons dans ce chapitre les programmes de gestion des interfaces et de traitement.

En chapitre cinq, nous présenterons les résultats obtenus avec notre détecteur.

En annexe, nous avons présenté brièvement les circuits de la famille 6800 utilisés et nous avons donné les caractéristiques et les brochages des principaux circuits adoptés.

# CHAPITRE I

## PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU DETECTEUR .

### 1)) But de la réalisation .

Nous nous proposons de réaliser un appareil utilisant des ultrasons dans l'air pour détecter les obstacles .

Notre appareil est constitué d'un circuit de base, le micro-processeur 6809, intégré dans un système d'interface analogique et numérique . Le système complet constituera notre micro-ordinateur.

L'utilisation de la logique programmée dans notre étude, est justifiée par la souplesse et la facilité d'intégration dans un ensemble complexe qu'elle apporte .

Le détecteur à réaliser, devra avoir une portée maximale de dix mètres . Il devra , de plus, afficher la distance des obstacles par rapport au détecteur et déclencher une alarme lorsque l'obstacle sera très proche, soit à dix centimètres .

### 2°)- Synoptique et principe de fonctionnement .

Le fonctionnement du détecteur est basé sur le principe :

Un train d'impulsion est émis par un transducteur et se propage dans l'air à la vitesse  $c = 340 \text{ m/s}$  .

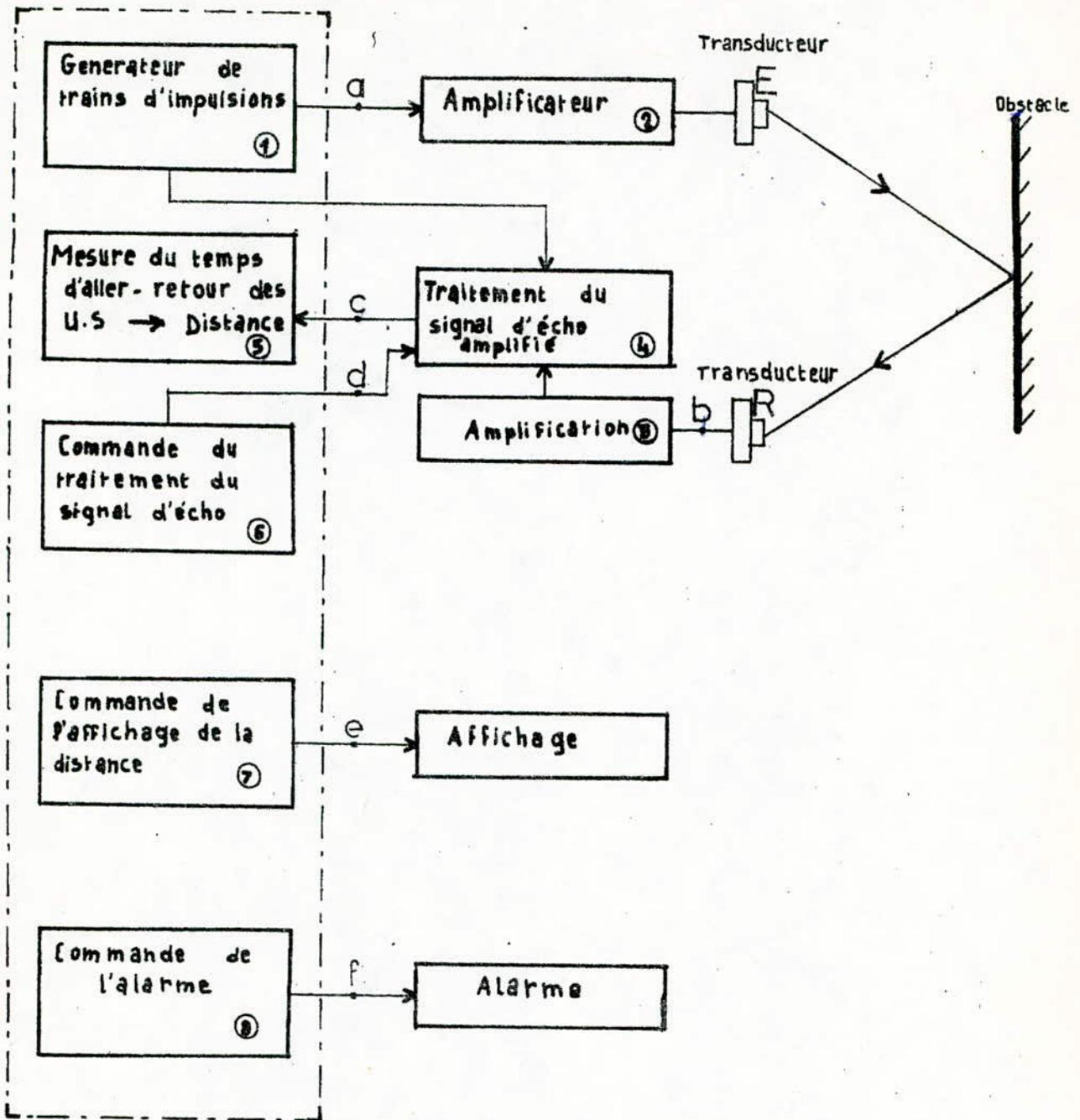
Le réflexion de ce train sur l'obstacle crée un écho qui est capté par un autre transducteur situé dans un même plan.

La mesure du temps d'aller retour du train d'impulsion nous permettra de déduire deux fois la distance  $x$  existant entre l'obstacle et le détecteur par la relation :

$$x = ct/2 .$$

Les amplifications, qui se feront à différents stades du fonctionnement, seront destinées à compenser la très forte atténuation par absorption des ultrasons dans l'air .

Systeme à  $\mu$ .processeur



SCHEMA SYNOPTIQUE DU SYSTEME

2.1)- Rôles des étages du synoptique .

Le schéma synoptique du système montre les différentes étapes du fonctionnement :

- Le signal arrivant d'un générateur de train d'impulsion (1) est amplifié en tension et en puissance (2), avant d'attaquer le transducteur émetteur . Ce dernier transformera le signal électrique amplifié en un signal acoustique ( ultrasonore ) .

L'amplification à l'émission, a pour but d'augmenter la portée du signal .

- Le signal écho, recueilli par le transducteur récepteur est transformé en un signal électrique .

Ce dernier étant d'amplitude très faible ( quelques millivolts ), sera amplifié par l'étage (3).

- Le traitement du signal (4), consiste à le mettre en forme de manière à pouvoir déduire le temps d'aller-retour des ultrasons , et donc la distance de l'obstacle (5) .

Le transducteur récepteur, capte en même temps, un signal induit par le signal émis, et l'écho de ce signal émis .

Notre information étant portée par l'écho, nous ne déclencherons donc le traitement que lorsque l'émission sera terminée.

la commande de déclenchement de traitement du signal se fera par l'étage (6) .

- La distance de l'obstacle sera affichée par commande (7) .

- L'alarme nous annoncera que l'obstacle est proche, elle sera commandée par l'étage (8) .

3°)- Choix des paramètres de fonctionnements .

Les performances des émetteurs récepteurs à ultrasons sont fonction de la fréquence des vibrations émises, du type d'émission et de la distance de l'obstacle .

3.1)- Fréquence d'émission

Deux contraintes nous ont imposées notre fréquence de travail:

- L'atténuation qui est proportionnelle au carré de la fréquence .
- La fréquence de résonance de nos transducteur, qui est de 41,6 KHZ .

Donc, pour un minimum d'atténuation et une bonne attaque du transducteur, nous avons fixé la fréquence à 41,6 KHZ .

3.2)- Types d'émission

Il existe deux types d'émission :

- Mono-impulsive /: ce type d'émission exige une amplitude de signal importante ( 100 à 200 v ) pour pouvoir exciter efficacement le transducteur .

- Par train d'ondes :

Ce type exige une amplitude sensiblement moins grande ( 24v ) puisque le transducteur est attaqué à sa fréquence propre .

Nous avons retenu le deuxième type d'émission pour des raisons pratiques évidentes .

3.3)- Influence de la distance

Pour une bonne réception de l'écho, nous agirons à l'émission par :

- Une amplification en tension et en puissance .
- Une amplification consistant à augmenter le temps d'émission en fonction de la distance à parcourir par l'onde ultrasonore .

Pour cela, nous avons divisé notre champ d'action en quatre zones distinctes  $( 0 , X_i )$  avec  $i = 1$  à 4 .

A chaque zone correspondra un temps d'émission  $E_i$  et un temps d'attente  $T_i$  fixé de façon à recevoir l'écho de tout obstacle situé dans la zone considérée . cette méthode permet de ne pas gaspiller d'énergie, ce qui aurait été le cas si nous avions émis pour une distance maximale .

Mais surtout, elle nous permet d'éviter des chevauchements entre *Les échos successifs.*

3.3.1)- Durée de l'émission  $E$ .

Pour avoir un bon pouvoir séparateur entre le train d'onde émis et l'écho, il est nécessaire que la durée d'émission soit très courte .

Nous avons donc quatre valeurs de  $E$  :

$$E_1 = 144 \mu s .$$

$$E_2 = 576 \mu s .$$

$$E_3 = 1440 \mu s .$$

$$E_4 = 2880 \mu s .$$

3.3.2)- Temps d'attente  $T$  .

Un temps d'attente  $T_i$  est prévu pour chaque émission  $E_i$  . Il doit être grand (  $T_i \gg E_i$  ), pour que l'écho ait le temps d'arriver avant l'émission d'une nouvelle impulsion .

$$T_i = 2x_i / c$$

où  $c$  est la vitesse de propagation du son dans l'air .

Nous aurons quatre valeurs de  $T$  .

$$T_1 = 3 \text{ m s}$$

$$T_2 = 12 \text{ m s}$$

$$T_3 = 30 \text{ m s}$$

$$T_4 = 60 \text{ m s}$$

4°) Signaux du microsysteme .

La génération de signaux, leur traitement et leur contrôles, représenté en fait le but principal de notre travail .

Nous allons voir, les différents signaux existant en différentes étape de fonctionnement de notre détecteur .

#### 4.1)° Signaux d'émission et de réception

##### 4.1.1 Emission

Le signal au point A du synoptique, est le signal d'émission .  
Le signal astable et un signal monostable reliés par une porte A N D, nous donneront notre signal d'émission ( Fig 1.1 ) .

##### 4.1.2°) Réception .

L'acquisition de données se faisant grâce à l'écho, tout autre signal superposé à l'écho sera considéré comme étant un parasite .

Or, le signal reçu aux bornes du transducteur ( Point B du synoptique ) comporte en plus de l'écho, le signal d'émission qui sera à éliminer .

Le traitement de l'écho permet la formation d'un signal ( point c ) nous donnant le temps d'aller-retour des ultrasons .

Ce signal ( Fig 1.3 ) sera obtenu à partir des signaux ( fig 1.1 ) et ( fig 1.2 ) .

##### 4.2.°) Signaux de commandes .

Tout signal parasite précédant l'écho sera supprimé par la commande de traitement du signal d'écho ( point D du synoptique ) .

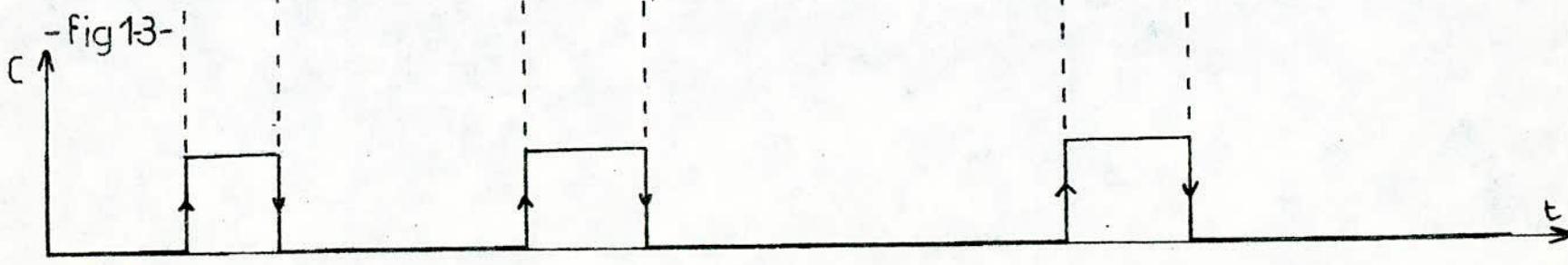
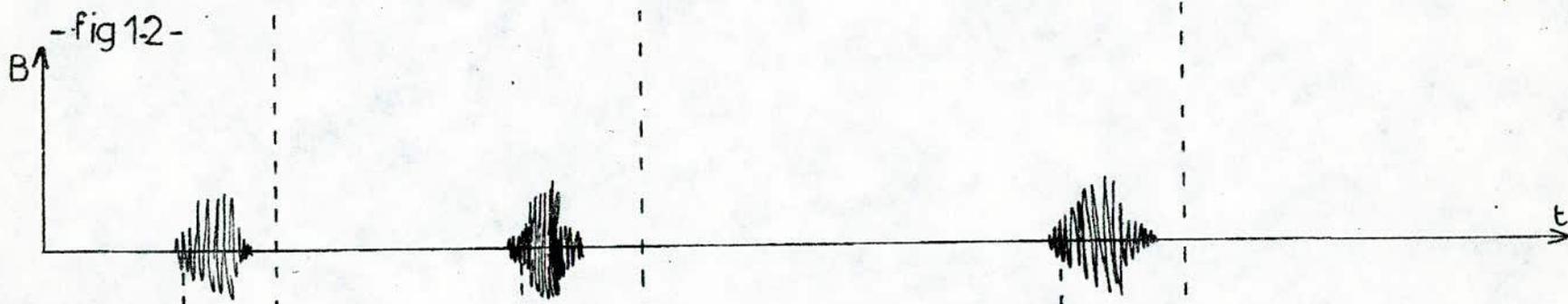
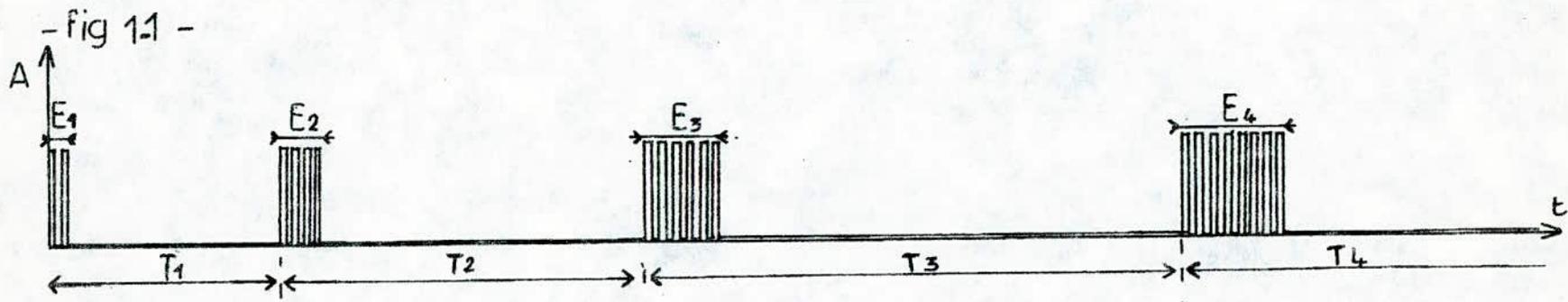
##### 5°)- Justification du choix des boîtiers de la carte CPU .

##### 5.1.°) Circuit générant les signaux .

Nous avons à réaliser les fonctions suivantes :

- Générer un signal astable de fréquence 41,6 KHZ .
- Générer un signal monostable qui, combiné au précédent, donnera le signal émetteur de durée  $E_i$  et de période  $T_i$  .
- Générer un signal astable de période de 0,5ms pour l'alarme .
- Compter un intervalle de temps .
- générer un monostable servant à masquer ou à valider l'écho .
- générer un monostable servant à la commande du changement  $T_i$  et  $E_i$  .

Il existe un circuit pouvant réaliser ces fonctions longicelle-ment, c'est le PTM. 6840 .



Le PTM est un circuit comprenant trois timers pouvant travailler indépendamment et simultanément .

Nous avons six fonctions à générer, donc six timers à utiliser .

Pour cela nous prendrons 02 PTM pour notre réalisation .

5.2/)- Circuit de commande .

- Nous avons à afficher la distance des obstacles .

- A commander une alarme .

- A commander l'entrée de mise à 1 d'un bistable .(Voir chap 3)

Nous avons jugé que le circuit d'interface parallèle programmable PIA 6821 était le mieux adapté pour réaliser ces fonctions .

En effet, le PIA et le circuit qui permet l'interfacage avec les afficheurs sept segments , et les interfaces de commandes .

Comme nous avons quatre digits afficheurs à quatre entrées, et que nous utilisons la commande continue, nous utiliserons un PIA seulement pour l'affichage .

Il nous faudra donc un second PIA pour les deux autres commandes

### 5.3/ Circuits de gestion

#### 5.3.1/Le PICU 6828

Nos interruptions sont générées par 2 PTM. Chaque PTM en gère une. Nos interruptions n'ont pas le même ordre de priorité. Par la propriété du PICU 6828 de reconnaître le demandeur d'interruption, et de classer les interruptions par ordre de priorité, nous allègerons le logiciel.

#### 5.3.2/ Les décodeurs

Les décodeurs utilisés, les 74LS139, peuvent adresser 8 boîtiers d'interfaces différents.

Dans notre réalisation, nous avons utilisés six boîtiers: la RAM, l'EPROM, 2 PIA, 2 PTM.

Nous voyons donc qu'un seul boîtier décodeur aurait suffi. Mais comme il est prévu une extension future du système nous avons utilisé 2 boîtiers décodeurs.

## CHAPITRE II

- 11 -

### U L T R A S O N S .

#### I) Introduction .

Les ondes acoustiques sont les vibrations mécaniques de la matière fluide ou solide .

Les ultrasons constituent la partie supérieure du spectre des ondes acoustiques à partir du seuil d'audibilité ( qui se situe en moyenne vers 15 KHZ , pour l'espèce humaine .), Jusqu'à 150 MHZ qui est le seuil des hypersons .

Les ultrasons possèdent donc dans l'air des longueurs d'ondes allant de quelques centimètres à quelques microns, ce qui les met parallèle avec les ondes hertziennes millimétriques et infrarouges .

Comme ces derniers et contrairement aux sons audibles, les ultrasons peuvent se propager en faisceaux rectilignes avec peu de diffraction . Les ultrasons comme toutes les ondes acoustiques se propagent à l'intérieur des matières conductrices, comme et mieux que les rayons X , et leurs propriétés physiques complètent souvent celles des ondes électro-magnétiques . Si on ajoute à cela que les ultrasons peuvent véhiculer des densités d'énergies importantes, on en déduit aisément leurs vastes possibilités d'application industrielle .

#### II): Propriétés des ultrasons .

##### 2.1)- Propagation des gaz .

Dans ces milieux les ultrasons se propagent sous forme d'ondes longitudinales. La vitesse  $c$  de propagation est fonction uniquement des propriétés du milieu . Dans notre application, nous avons utilisé l'air comme milieu de propagation dans lequel la vitesse de propagation est /:  $c = 340 \text{ m/s}$

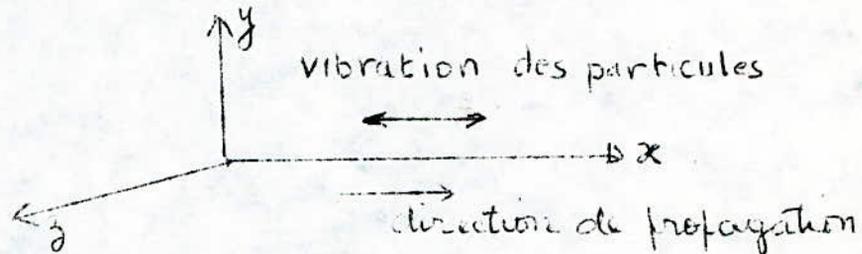
2.2)- Propagation d'un milieu à l'autre .

2.2/1)- Modes de vibration :

Deux sortes de vibrations peuvent se propager dans un milieu donné .

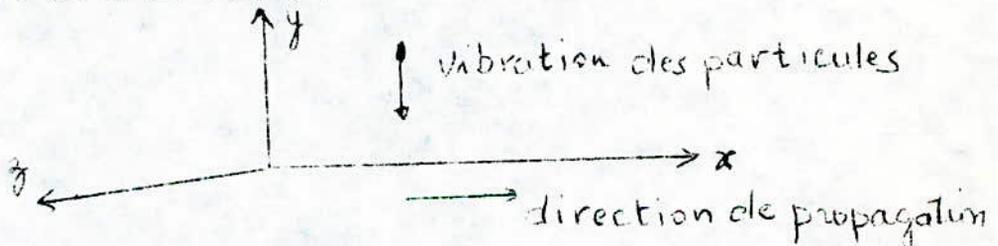
a- Vibrations longitudinales .

Le mouvement des particules est parallèle à la direction de propagation du front d'onde .



b- Vibrations transversales .

Le mouvement des particules est perpendiculaire à la direction de propagation du front d'onde .



2.2.2)- Réflexion et réfraction .

- Notion d'impédance acoustique :

On appelle impédance acoustique spécifique d'un milieu la quantité  $Z = \rho c$ .

Où  $\rho$  : masse volumique du milieu .

$c$  : célérité des ondes dans le milieu .

- L'onde incidente ( Voir fig 21, ), est celle produite par le transducteur à l'émission, plongé dans l'air ( Milieu 1 )

Lorsque cette onde rencontre le plan de séparation de deux milieux d'impédance acoustique différente, il apparaît deux autres systèmes d'ondes : réfléchies et réfractées ( transmises ) .

On définit les coefficients de transmission ( T ) et de réflexion ( R ) en énergie, comme suit :

$$T = \frac{\text{Amplitude de l'onde transmise}}{\text{Amplitude de l'onde incidente}} ..$$

$$R = \frac{\text{Amplitude de l'onde réfléchie}}{\text{Amplitude de l'onde incidente}} .$$

2.2.3)- Incidence normale :

Une onde longitudinale incidente, se propageant avec une célérité  $c_1$ , tombe perpendiculairement sur la surface plane séparant les milieux (1) et (2) ( Fig 2.1 ) .

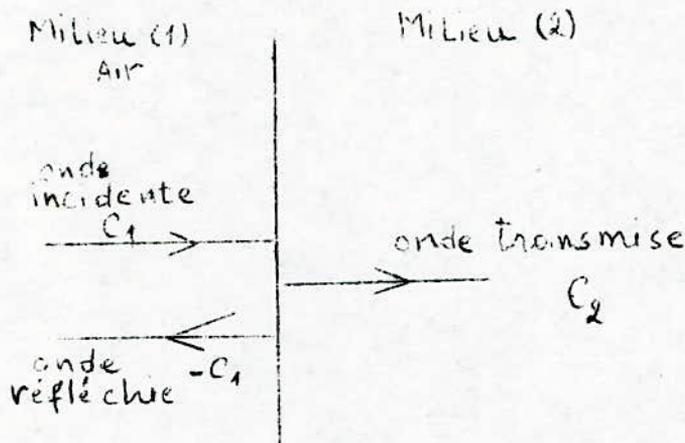
L'onde réfléchie aura une célérité  $c_1$  dans le milieu (1) .

L'onde transmise aura une célérité  $c_2$  dans le milieu (2) .

Le coefficient de réflexion R de l'onde à l'endroit de discontinuité est :

$$R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

Où  $Z_1$  et  $Z_2$  sont respectivement les impédances acoustiques des milieux (1) et (2) .



- Figure 2.1 -

Nous remarquons, à partir de l'expression du coefficient de reflexion, trois cas:

- 1er cas:  $Z_1 = Z_2$  donc  $R = 0$ . Aucun obstacle n'est rencontré par l'onde incidente.
- 2ème cas:  $Z_2 \gg Z_1$  donc  $R = 1$ . Un autre milieu (obstacle) est rencontré par l'onde incidente. Cette dernière est complètement réfléchiée sans changement de phase. Cette phase se conservera tant que  $Z_2 > Z_1$ .
- 3ème cas:  $Z_2 \ll Z_1$  donc  $R = -1$ . Un obstacle est rencontré. L'onde est complètement réfléchiée avec inversement de phase à partir de  $Z_2 \leq Z_1$ .

Remarques:

1/ comme notre milieu (1) est l'air, le 3ème cas ne se présentera pas ( Voir tableau n°1 ).

2°)- Dans notre étude nous <sup>ne</sup> tiendrons compte que de l'onde réfléchiée, puisque nous ne détecterons que les obstacles tels que  $Z_2 \gg Z_1$ .

IMPEDANCES CARACTERISTIQUES DE QUELQUES MILIEUX .

-o- T A B L E A U N° 1 -o-

$Z \times 10^5$ kg.m <sup>-2</sup> .5 <sup>-1</sup>	Milieu
500	Nickel
470	Acier
410	Cuivre
390	Fer
360	Laiton
255	Plomb
195	Mercure
170	Aluminium
93	Magnésium
36	Bakelite
29	Polystyrene
25	Glycerine
14,5	Eau
12,5	Huile
0,00425	Air

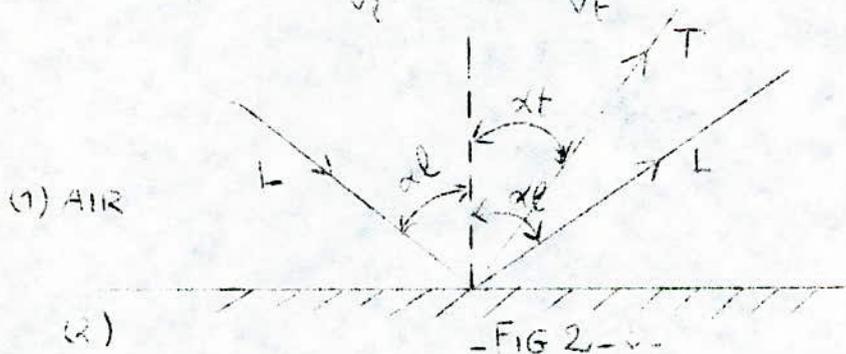
2.2.4/- Incidence oblique .

-15-

L'onde incidente longitudinale sous incidence  $\alpha_l$ , est réfléchie sous forme d'une onde longitudinale de même angle  $\alpha_l$ , et d'une onde transversale d'angle  $\alpha_t$ , ( Voir fig 2.) .

$V_l, V_t$ , étant les vitesses des ondes longitudinales et transversales dans le milieu (1), une relation liant ces vitesses aux angles  $\alpha_l$  et  $\alpha_t$  est donnée par :

$$\frac{\sin \alpha_l}{V_l} = \frac{\sin \alpha_t}{V_t}$$



Remarques :

1)- Dans notre cas, nous ne prendrons en compte que les ondes longitudinales car :

- Le transducteur utilisé génère des ondes longitudinales.
- Le milieu de propagation étant l'air, seules les ondes longitudinales peuvent s'y propager .

2°)- La vitesse de propagation de l'onde ultrasonore est constante pour un milieu donné . Il ne faut pas la confondre avec la vitesse des particules , qui, elle, dépend de la distance parcourue et du temps mis pour la parcourir .

En effet :

$$V_l = \frac{\partial f(x,t)}{\partial t} \quad ; \quad V_t = \frac{\partial f(y,t)}{\partial t}$$

$C = 340 \text{ m/s}$  dans l'air .

### 2.3 / Atténuation des ondes ultrasonores .

Si l'amplitude de l'onde à l'origine est  $U_0$ , à une distance  $2x$  ( distance d'aller retour des ultrasons ), elle a pour valeur

$$U = U_0 e^{-2\alpha x}$$

Où  $\alpha$  : Coefficient d'atténuation, qui est une caractéristique du milieu de propagation . Dans l'air :

$$\alpha = 1,24 f^2 \cdot 10^{-13} \text{ cm}^{-1}$$

Où  $f$  est la fréquence ultrasonore .

### 2.4/ Intensité ultrasonore et directivité .

Intensité acoustique :

Intensité acoustique  $I$ : C'est le flux d'énergie qui passe par unité de temps à travers la surface unité .

$$I = 1/2 \rho c v_1^2$$

Où :  $c$  : vitesse de propagation de l'onde .

$v_1$  vitesse de vibration longitudinale des particules

$U_0$  : déplacement maximal des particules .

$$\begin{aligned} v_1 &= \omega U_0 \cos(\omega t - k_1 x) \\ &= 2\pi f U_0 \cos(\omega t - k_1 x) \end{aligned}$$

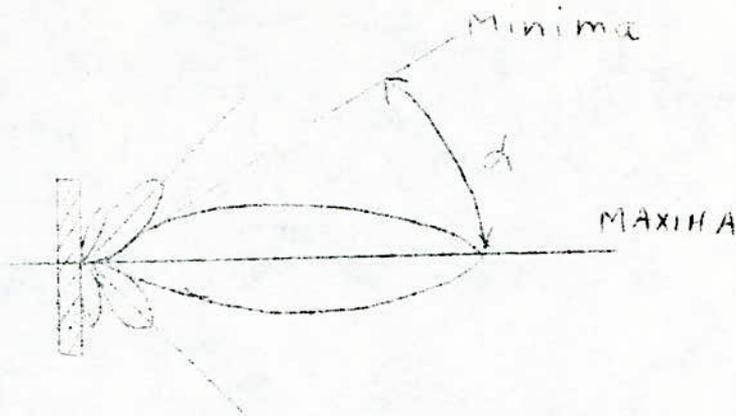
Avec  $k_1 = 2\pi/\lambda_L$  : Nombre d'ondes .

Nous voyons bien par cette relation de l'intensité sonore qu'avec des fréquences élevées, des énergies considérables sont mises en jeu .

Directivité :

Au fur et à mesure que la fréquence croît, le rayonnement devient plus directif .

Pour des sources ultrasonores planes, de dimensions finies, l'intensité est maximale suivant l'axe de la source, elle décroît jusqu'à s'annuler et passe ensuite par des maxima secondaires .



On appelle ouverture du faisceau, l'angle formé par les droites passant par le centre de la source et le premier zéro de l'intensité .

L'angle d'ouverture est donné par les formules de FRAUHOFFER :

$$\sin \alpha = K \frac{\lambda}{D}$$

Dans laquelle K est une constante dépendant de la limite de diffusion du faisceau, c'est à dire de l'énergie qu'on veut considérer .

K = 1,22            pour 100% du faisceau .

K = 1,08            pour 90% du faisceau .

K = 0,56            Pour 50% du faisceau .

Plus le diamètre de l'émetteur, et la fréquence du faisceau ultrasonore sont élevés, plus la propagation est dirigée .

On voit ici apparaître tout l'avantage des ultrasons, car ces ondes permettent d'obtenir, pour des diamètres d'émetteur acceptables, des propagations dirigées .

### III) Production et détection des ultrasons .

La production et la détection des ultrasons reposent sur les transducteurs .

D'une manière générale, on appelle transducteur, tout système qui permet de convertir une forme d'énergie sous une autre forme .

Les transducteurs électroacoustiques ont pour rôle de transformer l'énergie d'un système électrique en une énergie acoustique (à l'émission ), ou inversement ( à la réception ) .

### 3.1. /- La piezà électricité .

Les phénomènes exploités dans les transducteurs électroacoustiques sont la piezo-électricité, l'électrostriction, la magnétostriction .....

Dans notre étude , nous nous intéresserons seulement au type utilisé, c'est à dire au transducteur piezo électrique .

Définition .

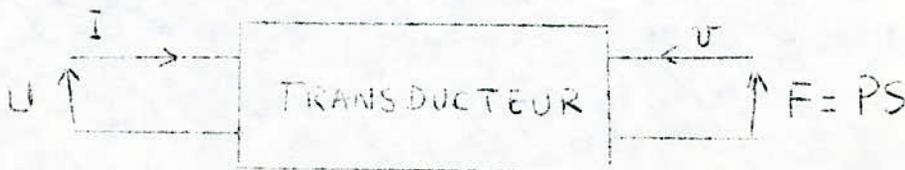
Un cristal est dit piezo électrique, lorsqu'une contrainte mécanique appliquée dans une direction, fait apparaître une polarisation électrique proportionnelle à la force .

Ce phénomène est réciproque, c'est à dire que l'application d'un champ électrique crée une contrainte mécanique dans le cristal .

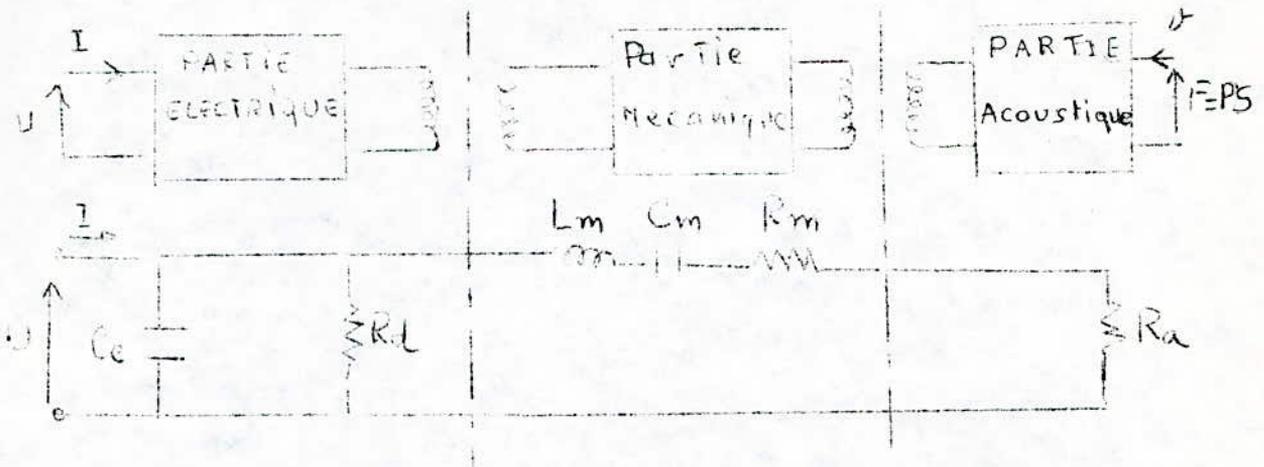
### 3.2 / Schéma équivalent du transducteur .

Du point de vue énergétique, les transducteurs sont des transformateurs hybrides, se caractérisant à la fois par des équations électriques et des équations mécaniques .

Une représentation sommaire peut être faite à l'aide d'un quadripôle : d'un côté les grandeurs électriques ( la tension  $U$ , et l'intensité  $I$  ), et de l'autre côté les grandeurs mécaniques ( force  $F$  ) provoquant le mouvement et donc la vitesse de vibration  $v$  .



La transformation d'énergie électrique, en énergie acoustique utilise un intermédiaire mécanique .



Ce schéma a été obtenu à partir des analogies électro-mécano-acoustique données par le tableau de Ux .

$C_e$  : correspond à la capacité entre les électrodes du cristal .

$R_d$  : correspond aux pertes diélectriques dans le cristal .

$L_m, R_m, C_m$  : élément du circuit mécanique résonnant .

$R_a$  : correspond à la résistance de rayonnement du transducteur .

Quantité mécanique	Quantité électrique	Quantité acoustique
Force $F$	Force électro motrice $E$	Pression acoustique $P$
déplacement $x$	Charge $Q$	Variation Volume $X$
Impédance $Z_m = F/V$	Impédance $Z_e = E/i$	Impéd acoust $Z_a = P/V$
Vitesse $\frac{v}{v}$	Courant $i$	Flux de vitesse $V$
Masse $M$	Inductance $L$	Inertance $M_a$
Résistance $R_m$	Résistance $R_e$	Résistance $R_a$
Elasticité $C_m$	Capacité $C_e$	Elasticite $C_a$

ANALOGIES ELECTRO - MECANO - ACCUSTIQUE .

TABEAU N° 02 .

Remarque.

Ce schéma n'est valable que dans la gamme de fréquence située autour de la résonance ( autour de 41,6 KHZ avec une bande passante de 1KHZ, pour notre transducteur)

Cependant cette gamme s'avère intéressante, puisqu'on a le maximum d'amplitude des vibrations mécaniques.

### 3.3/ Impédance du transducteur en fonction de la fréquence

En négligeant les pertes diélectriques  $R_d = 0$  donc :

$$jC_e \omega // R_d = 0 \quad \text{d'où:}$$

$$Z_E = ( R_m + R_a ) + j( L_m \omega - \frac{1}{C_m \omega} )$$

Le cristal est à la fréquence de résonance , lorsque l'impédance passe par un maximum. Elle devient purement résistive :

$$L_m \omega_r - \frac{1}{C_m \omega_r} = 0 \quad \text{donc } \omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}}$$

### IV/ Application des ultrasons

Le domaine d'application des ultrasons est très développé de nos jours.

Nous pouvons distinguer: d'une part, les applications qui mettent en jeu des énergies ultrasonores élevées, afin de profiter des phénomènes thermiques pour modifier les propriétés physiques ou chimiques des milieux soumis à des énergies, et d'autre part, les applications où au contraire on n'utilise que des vibrations de faible amplitude aux fins de mesures, de contrôle, et d'analyse.

Il y a enfin la propagation et le sondage sous-marin qui sont actuellement en plein développement grâce à leurs applications dans la recherche du pétrole et en océanographie.

## REALISATION MATERIELLE DU SYSTEME MICROORDINATEUR

### 1/Réalisation de la carte CPU

Le schéma d'implantation des circuits montre que notre carte CPU est composée des éléments suivants:

- Un microprocesseur 6809 base de tout le montage.
- Des buffers
- Des circuits annexes: VMA, réinitialisation, horloge.
- Des mémoires RAM et EPROM composant l'unité mémoire
- Des décodeurs et des portes logiques
- Des circuits d'interface: 2PIA, 2PTM, 1PICU composant l'unité interfaces.
- l'affichage et l'alarme

#### 1.1/ Microprocesseur 6809

Les lignes HALT, NMI, FIRQ, DMA/BREQ et MRDY ne seront pas utilisés pour notre réalisation. Toutes les entrées des lignes de contrôle étant actives au niveau bas, elles seront reliées à 5V à travers des résistances de rappels.

De cette façon, elles ne pourront pas être activées accidentellement par une tension parasite.

#### 1.2/ Les buffers

Les buffers ou interfaces de bus servent à amplifier les signaux du 6809 donc à augmenter leurs sortances. Ils ont aussi pour rôle d'isoler les bus lorsqu'ils sont à l'état haute impédance, ce qui protège le microprocesseur.

#### 1.2.1/ Buffers de données

Ce sont des buffers bidirectionnels. Nous avons utilisé les 74LS645 qui sont des buffers non inverseurs. La broche de direction est commandée par le signal  $\overline{R1W}$  qui indique le sens de transfert des données.



La broche de validation est commandée par toutes les lignes selectives de boîtiers  $\overline{CS}$  réunies à travers une porte AND à 8 entrées.

### 1.2.2/ Buffers d'adresses et de contrôle

Ce sont des buffers unidirectionnels. Nous avons utilisé les 74LS541 qui sont des buffers non inverseurs. Les entrées de validation 1 et 19 sont reliées à la masse, ce qui fait que les buffers sont toujours validés.

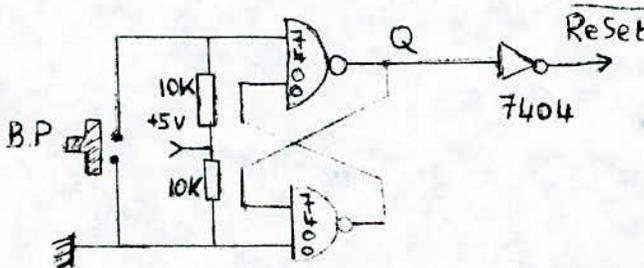
### 1.3/ Circuits annexes

#### 1.3.1/ Circuits de réinitialisation

Nous avons utilisé un circuit manuel anti-rebondissement

Il est composé d'une bascule R.S (Reset-set) réalisée à l'aide de portes NAND 74LS00 associées à un bouton poussoir.

La sortie Q est inversée. Ainsi quand nous presserons le bouton, la broche  $\overline{RESET}$  du 6809 recevra un état bas, et de cette façon initialisera le système.



#### 1.3.2/ Signal VMA

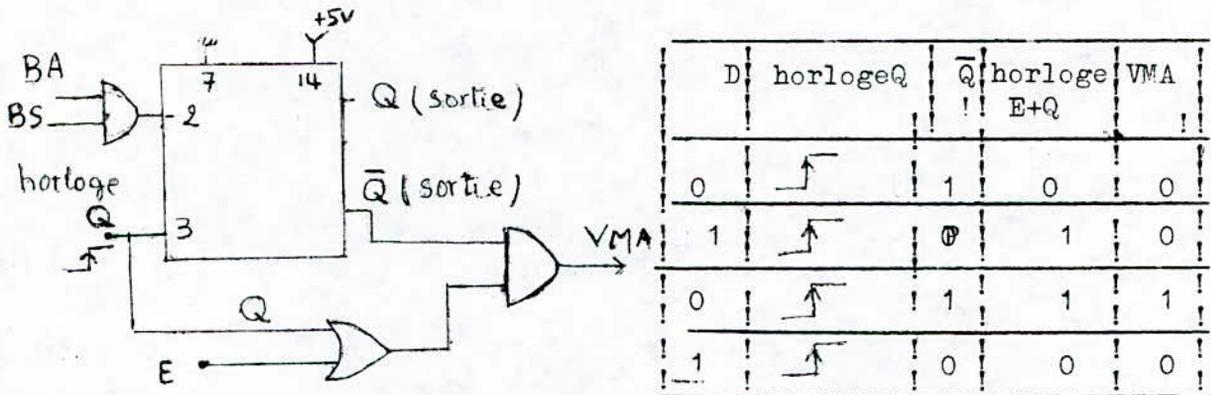
Le signal VMA, à l'état haut, valide les adresses présentes sur le bus. Nous utiliserons principalement la bascule D de type 74LS74.

La sortie  $\overline{Q}$  de la bascule prend l'état inverse de celui d'entrée, à chaque front montant de l'horloge Q. La donnée est mémorisée en  $\overline{Q}$  jusqu'au prochain front montant de l'entrée horloge Q.

De cette façon pour  $E+Q = 1$  et  $(BA, BS) = (1, 1)$  le signal VMA sera toujours à l'état haut.

$E+Q = 1$  signifie que les données sont présentes et les adresses validées.

$(BA, BS) = (1, 1)$ : les bus ne sont pas en haute impédance.



### 1.3.3/ Circuit horloge

Nous avons utilisé un quartz de 4MHZ pour avoir la fréquence des bus à 1MHZ. Le quartz sera connecté au microprocesseur par les deux entrées horloge XTAL et EXTAL.

### 1.4/ L'unité mémoires

#### 1.4.1/ La RAM

Les données dans la RAM occupent une zone maximale de 0,25K-octets. Pour une bonne marge de sécurité et pour une possibilité d'extension future du système, nous avons choisi une mémoire statique de capacité 2K-octets.

#### 1.4.2 L'EPROM

Les programmes de traitement et de gestion des échanges occupent une zone mémoire de 2K-octets.

Nous avons choisi une TMM 2732 de capacité 4K-octets.

## Tableau d'adressage

Fonctions	A <sub>15</sub>	A <sub>14</sub>	A <sub>13</sub>	A <sub>12</sub>	A <sub>11</sub>	A <sub>10</sub>	A <sub>9</sub>	A <sub>8</sub>	A <sub>7</sub>	A <sub>6</sub>	A <sub>5</sub>	A <sub>4</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>0</sub>
RAM	0	0	0	0	0	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
PROM	1	1	1	1	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
PTM <sub>1</sub>	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	x	x
PIA <sub>1</sub>	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	x	x
PTM <sub>2</sub>	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	x	x	x
PIA <sub>2</sub>	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	x	x

## Répartition de l'espace mémoire

FFFF	EPROM 4K OCTETS
FD00	
8F33	PIA <sub>2</sub> 4 octets
8F30	
8F27	PTM <sub>2</sub> 8 octets
8F20	
8F13	PIA <sub>1</sub> 4 octets
8F10	
8F07	PTM <sub>1</sub> 8 octets
8F00	
07FF	RAM 2K OCTETS
0000	

## 1.5/ Le décodage

- 26 -

### 1.5.1/ Répartition du champ mémoire.

Le tableau de répartition montre l'occupation de l'espace mémoire du 6809 par les circuits utilisés. Cette répartition répond à quelques critères :

- Garder la zone mémoire allant de F000 à FFFF, pour l'EPROM. Ce choix s'est imposé puisque la capacité de l'EPROM est de 4K-octets et de plus il faut sauvegarder la zone mémoire allant de FFF0 à FFFF (16 octets) aux vecteurs d'interruptions.

De cette dernière zone, nous n'avons utilisé que deux adresses, puisque nous n'avons que deux interruptions : Reset (réinitialisation), et  $\overline{IRQ}$  (interrupt request) se situent respectivement aux adresses FFFE/FFFF et FFF8/FFF9. Dans notre montage, FFF8/FFF9 adressera le PICU 6828 qui est le contrôleur d'interruption.

- Garder les adresses allant de 0000 à 07FF pour la RAM.

### 1.5.2/Circuits de décodage

Pour le microprocesseur, tout boîtier périphérique est considéré comme une mémoire, et est donc adressable.

Pour faciliter l'adressage, nous avons utilisé les circuits décodeurs 74LS139, qui contiennent deux décodeurs dans un seul circuit.

Nous avons utilisé deux boîtiers de décodage. Pour le premier boîtier 74LS139, nous avons utilisé un décodeur pour la RAM et un autre pour l'EPROM. Pour le deuxième boîtier de décodage 74LS139, nous avons utilisé un même décodeur pour tous les circuits d'interface.

### 1.5.3/ Adressage des boîtiers

Le tableau d'adressage, montre les adresses à connecter aux décodeurs pour adresser le boîtier voulu.

Nous associerons toujours aux adresses le signal VMA pour les valider.

#### 1.5.3.1/ Adressage de la RAM

Les lignes  $\bar{A}_{15}$ ,  $\bar{A}_{14}$ ,  $\bar{A}_{13}$ , reliées par une porte NAND vont à l'entrée de validation du premier décodeur.

Les lignes  $A_{11}$  et  $A_{12}$  vont aux entrées d'adresse du 1<sup>er</sup> décodeur. La sortie 4 de ce décodeur sera reliée à l'entrée  $\overline{CS}$  de la RAM.

#### 1.5.3.2/ Adressage de l'EPRM

Les lignes  $A_{15}$   $A_{14}$ , reliées par une porte NAND, vont à l'entrée de validation du deuxième décodeur.

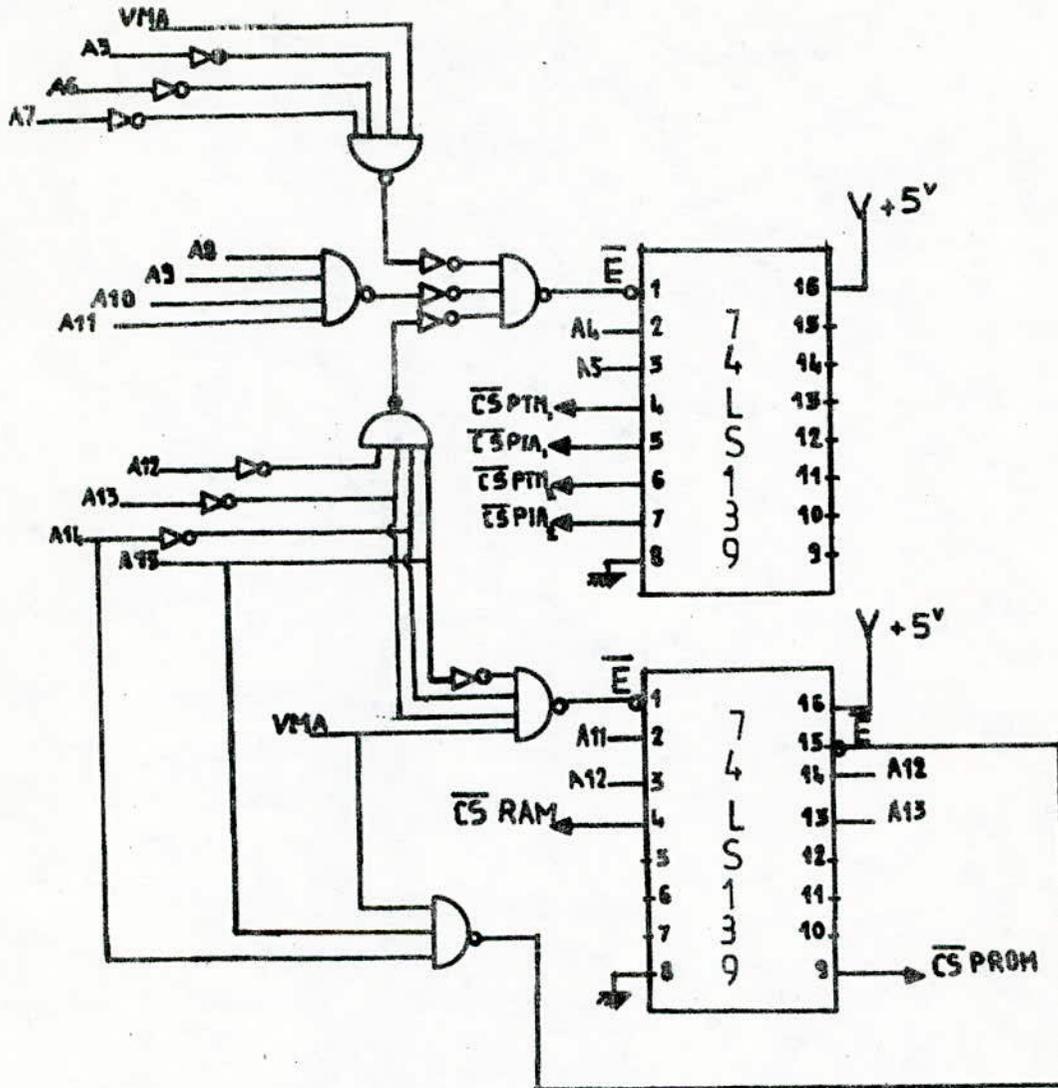
Les lignes  $A_{12}$  et  $A_{13}$  vont aux entrées d'adresse du deuxième décodeur. La sortie 9 de ce décodeur sera reliée à l'entrée  $\overline{CS}$  de l'EPRM et du PIC 6820.

#### 1.5.3.3/ Adressage des interfaces

Les lignes  $A_{15}$   $\bar{A}_{14}$   $\bar{A}_{13}$   $\bar{A}_{12}$   $A_{11}$   $A_{10}$   $A_9$   $A_8$   $\bar{A}_7$   $\bar{A}_6$   $\bar{A}_3$  sont reliées par trois portes NAND à 4 entrées, les sorties sont reliées à leur tour à travers une autre porte NAND à l'entrée de validation d'un des décodeurs du deuxième boîtier 74LS139.

Les lignes  $A_4$  et  $A_5$  vont aux entrées d'adresse du décodeur. La ligne  $\bar{A}_2$  est reliée à l'entrée  $\overline{CS}_1$  des PIA.

La combinaison des Lignes  $A_4$  et  $A_5$  adressera chacun des interfaces comme le montre le tableau suivant.



CIRCUIT DE DECODAGE

A <sub>4</sub>	A <sub>5</sub>	Circuit adressé
0	0	PTM1
0	1	PIA1
1	0	PTM2
1	1	PIA2

### 1.6/ Unité d'interfaces

#### 1.6.1/Le PIA1

Le premier PIA est utilisé pour l'affichage. Nous avons relié les ports de communication à 4 digits afficheurs.

#### 1.6.2/Le PIA2

Une ligne du port A (PA0) est utilisée pour commander l'alarme. Une seconde ligne du port A (PA1) est utilisée pour commander l'entrée de mise à 1 du bistable.

#### 1.6.3/ Le PTM1

Les sorties des timers 2et 3 sont reliées à travers une porte AND à un amplificateur de puissance.

La ligne  $\overline{IRQ}$  est reliée au PICU 6828.

#### 1.6.4 Le PTM2

L'entrée  $\overline{G}$  du timer 1 est reliée à l'unité de traitement. La sortie du timer 3 est utilisée pour l'alarme. La ligne  $\overline{IRQ}$  est reliée au PICU 6828.

#### 1.6.5/ Le PICU

Le PICU 6828 reçoit 2 lignes d'interruption. Nous avons connecté  $\overline{IRQ}$  du PTM1 sur  $\overline{IN6}$  et  $\overline{IRQ}$  du PTM2 sur  $\overline{IN7}$ .

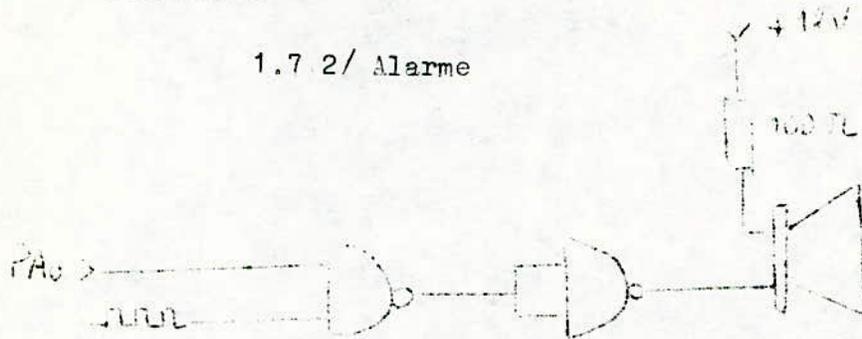
### 1.7/ Affichage et alarme

#### 1.7.1/ Affichage

Nous avons choisi pour l'affichage la commande continue. Pour ce type de commande, chaque digit doit avoir son propre registre tampon, son propre décodeur et son propre driver.

Notre affichage se faisant sur 4 digits, nous avons choisi des afficheurs du type TJI 30<sup>0</sup> ( voir annexe II). Ces derniers ont tous les éléments exigés pour une commande continue intégrés. Leur utilisation allège beaucoup le circuit d'affichage.

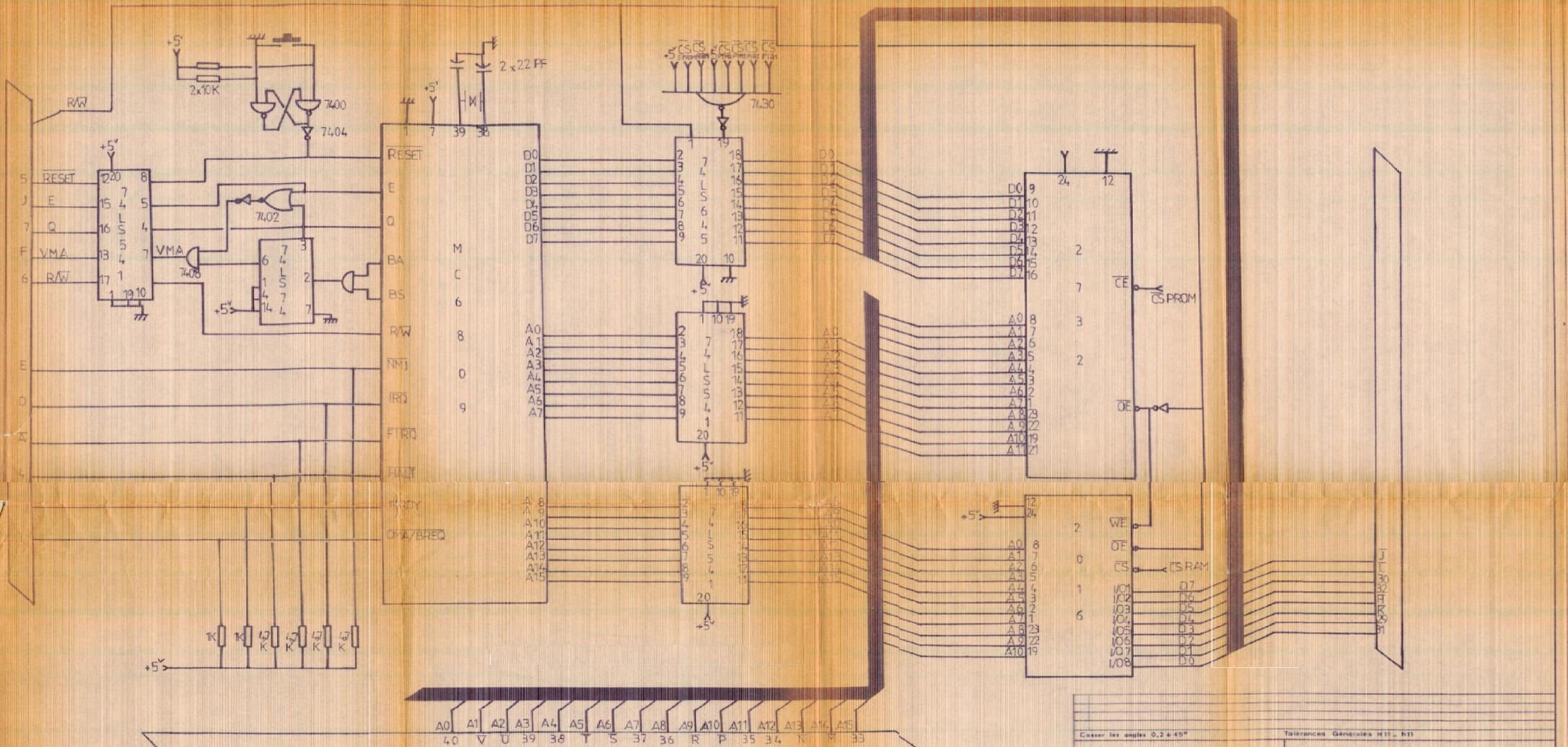
1.7 2/ Alarme



La sortie 03 du PIM2 délivre un signal de fréquence audible 2KHZ. Il a été utilisé pour exciter le hautparleur.

L'alarme ne sera actionnée que lorsque l'obstacle sera proche. La commande de cette alarme se fera par la ligne PA0 du PIA2.

Ainsi nous n'aurons notre alarme que si PA0 = 1.



**MODULE MPU ET CARTE MÉMOIRE**

Casser les angles 0,2 à 45°		Tolérances Générales H11 - h11	
Matière		Indice de Rugosité	
Traitement		Protection	
Etalon L.C.A			
Il n'est permis d'utiliser ce dessin qu'avec l'assentiment spécial ou autorisation expresse (loi du 11 Mars 1957)			
Echelle		Dessiné par: SARGAULE-ABWA	
Date: 30-01-85		Vérifié par:	
		Modifications	
		Ind Date Visa	
		A	
		B	
		C	
		D	
		E	
		F	
		G	
		H	
		I	

2/ Traitement du signal à l'émission et à la réception

1/ Emission

La fonction globale de l'émetteur, est de générer un signal électrique, capable d'exciter le transducteur.

Le circuit émetteur, doit délivrer des impulsions répondant aux caractéristiques suivantes:

a)- Amplitude 24 v .

b)- Une fréquence de 41,6 KHZ pendant  $E_i$  :  $i= 1,2,3,4$ .

$$E_1 = 144 \mu s$$

$$E_2 = 576 \mu s$$

$$E_3 = 1,440 ms$$

$$E_4 = 2,880 ms$$

c)- Une période de recurrence  $T_i$  ( $i= 1,2,3,4$ ) égale à :

$$T_1 = 3ms$$

$$T_2 = 12 ms$$

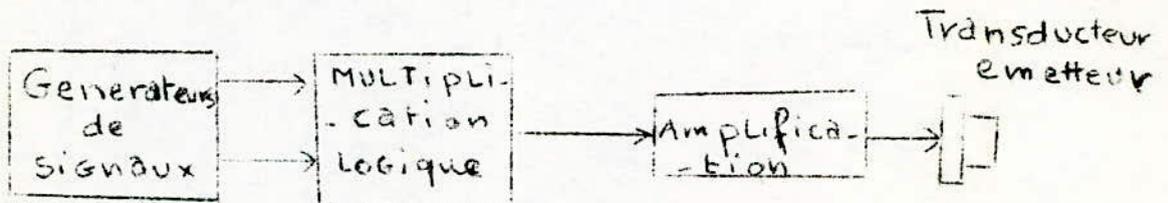
$$T_3 = 30 ms$$

$$T_4 = 60 ms$$

Pour le choix des valeurs de  $E_i$  et  $T_i$ , Voir chapitre 1 ( paragraphe 3.3 ) .

1.1)- Principe de fonctionnement de l'émetteur .

- Synoptique de l'émetteur .



- Fonctionnement .

- Le timer 3<sup>e</sup> du PTM 1, nous délivre en sortie ( O<sub>3</sub> ), un signal astable de fréquence 41,6 KHZ ( fig 3.1 ) .

- Le timer 2 du PTM 1, nous délivre en sortie ( O<sub>2</sub> ), un signal monostable ( fig 3.2 ) .

Pour les deux points précédent, voir partie programmation du PTM ( chapitre 4 paragraphe 1.2 ) .

- Les sorties O<sub>2</sub> et O<sub>3</sub> attaquent les entrées d'une porte AND qui effectue le produit des deux signaux ( Fig 3.3 ) .

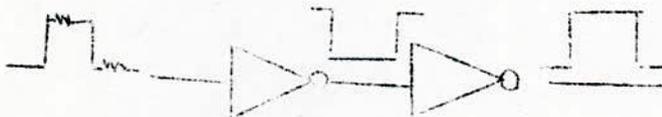
- Le signal ainsi combiné, n'étant pas d'amplitude suffisante, pour assurer un maximum de portée, nous l'avons amplifié avant d'attaquer le transducteur . Ce dernier le transformera en un signal acoustique ( fig 3.4 ) .

#### 1.2 )- Réalisation de l'amplificateur de puissance .

L'étage d'amplification est réalisé à l'aide d'un amplificateur double push-pull à transistors complémentaires .

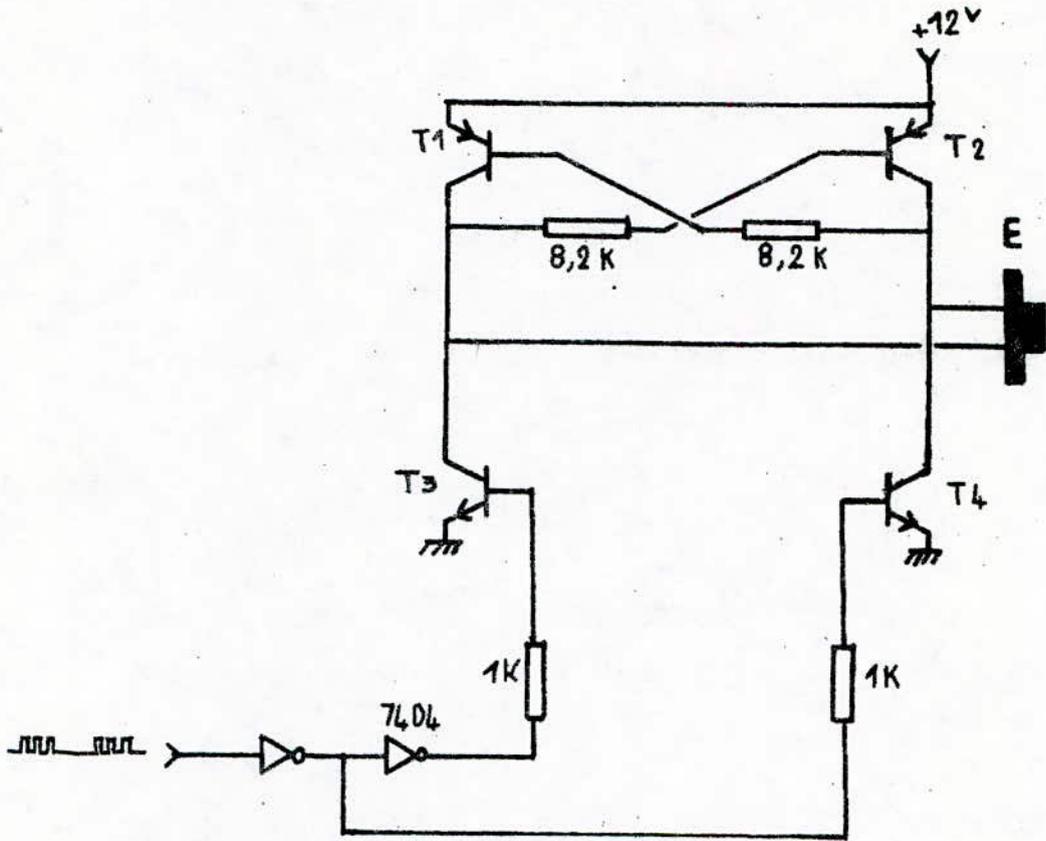
La cellule est alimentée sous plus 12 v , mais travaille sous 24V d'amplitude . Puisque, lorsque T<sub>1</sub> et T<sub>4</sub> conduisent pendant une alternance du signal d'attaque, T<sub>2</sub> et T<sub>3</sub> sont bloqués . Et inversement pendant la demie période suivante . Ce doublement de tension permet d'obtenir une puissance supplémentaire au transducteur.

Deux portes inverseuses ( 74 LS 04 ) permettent l'obtention du déphasage nécessaire sur chaque base de commande et de réduire les légères suroscillations du signal fourni par le PTM .



L'émission se fait en tout ou rien .

# Schema de l'émetteur



T<sub>1</sub> , T<sub>2</sub> : 2N4919

T<sub>3</sub> , T<sub>4</sub> : 2N4922

Transducteur E : MA 40L15

2°)- RECEPTION .

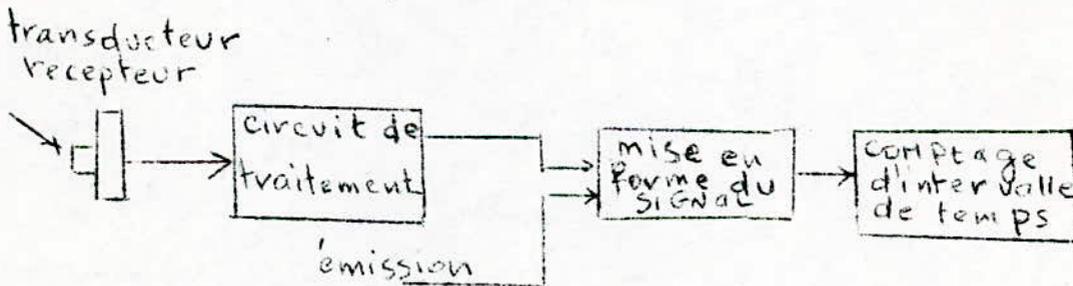
2.1)- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU RECEPTEUR .

La première tâche du récepteur, est de capter le signal acoustique puis de le convertir en un signal électrique, qui se prête plus facilement au traitement .

Cette opération est réalisée par le transducteur qui utilise cette fois, l'effet piezoelectrique inverse .

L'écho tel qu'il est recueilli aux bornes du transducteur ne peut être exploité sans un traitement préalable. C'est là la seconde tâche de la réception . Après traitement, le signal attaquera l'entrée du timer 1 (  $\bar{G}_1$  ) du PTM 2, programmé en mode comptage d'intervalle de temps . Il nous donnera le temps d'aller-retour des ultrasons, d'où la distance à laquelle se trouve notre cible .

Schéma synoptique du récepteur .



Nous nous limiterons dans ce chapitre à la description du circuit de traitement, puisque le transducteur et le PTM ont fait l'objet des chapitres précédents .

Circuit de traitement :

Le traitement consiste à transformer le signal recueilli aux bornes du transducteur, en un signal bien défini, pouvant être interprété par le timer .

Caractéristiques du signal recueilli aux bornes du transducteur.

- La fréquence du signal reçu est la même que celle du signal émis, soit,  $F = 41,6 \text{ KHZ}$  .
- Son allure est celle d'une sinusoïde amortie ( à cause de la bande passante du transducteur ) .
- Son amplitude est très faible ( quelques millivolts ) .

Signal qu'on veut obtenir après traitement .

Ce signal doit avoir l'allure suivante :



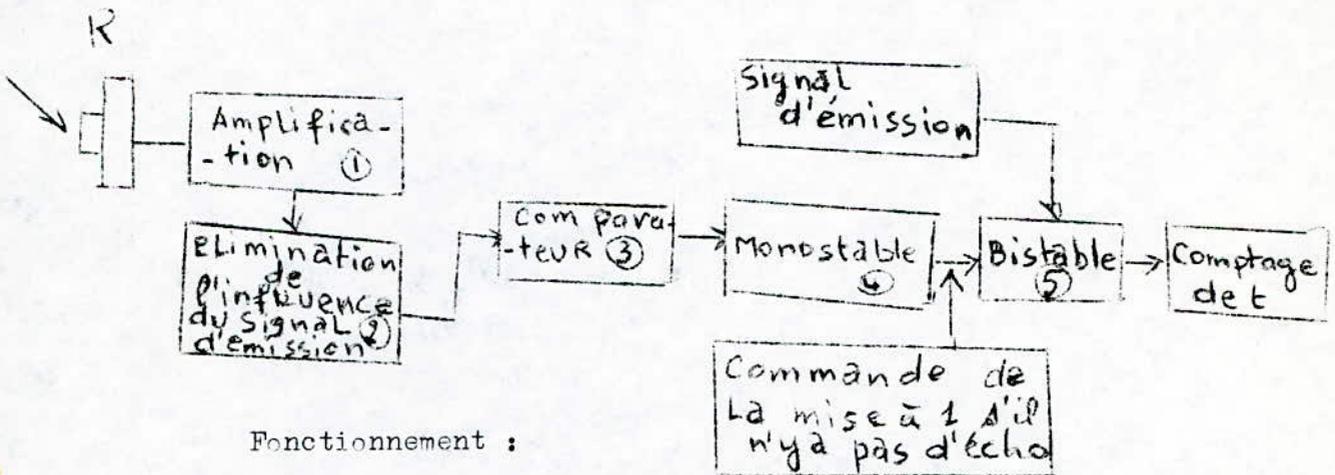
Le saut à zéro correspondra au début de l'émission .

Le saut à 1, correspondra à l'arrivée de l'écho .

Au cas où l'écho n'arrive pas une mise à 1 du signal doit quand même être faite juste avant la nouvelle émission .

Puisque, la réinitialisation du compteur d'intervalle de temps ne se fait qu'aux fronts descendants .

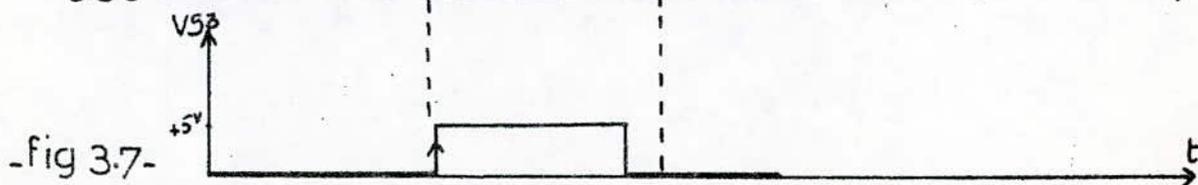
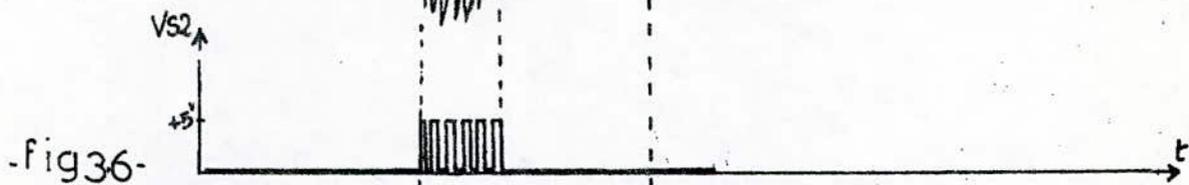
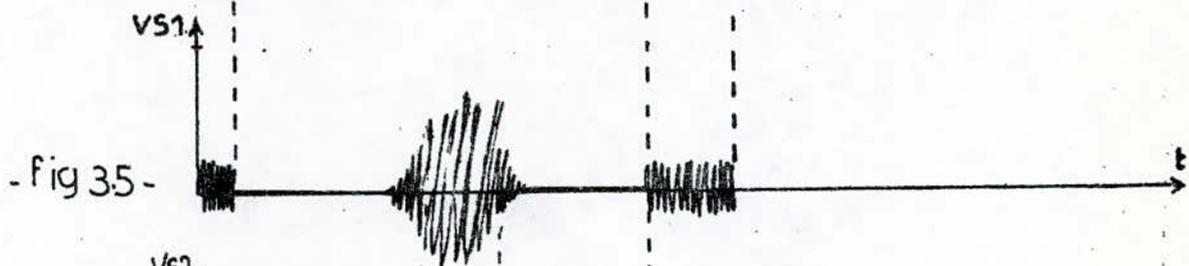
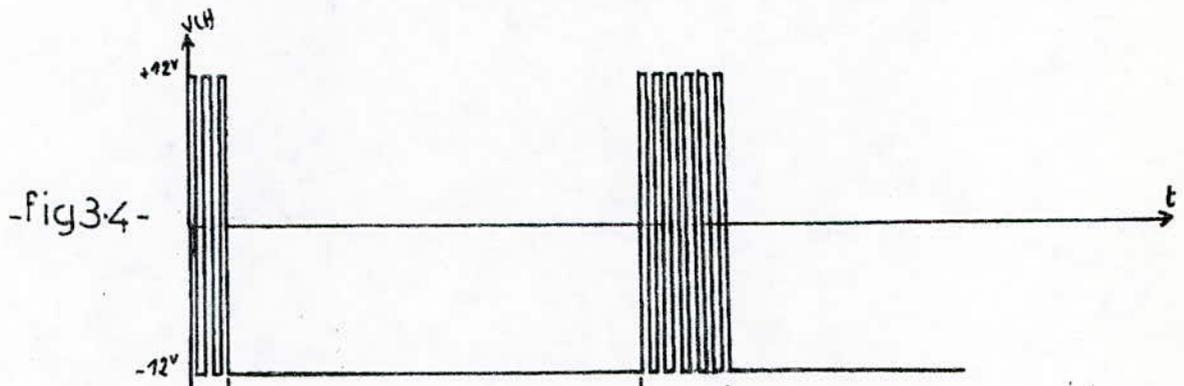
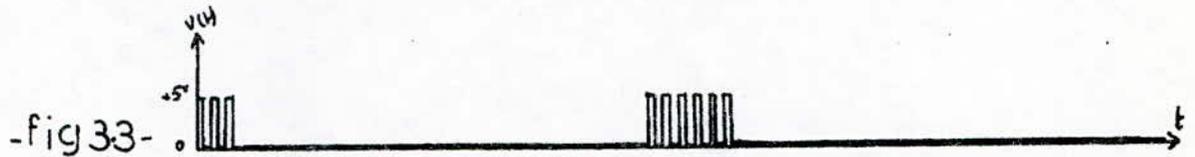
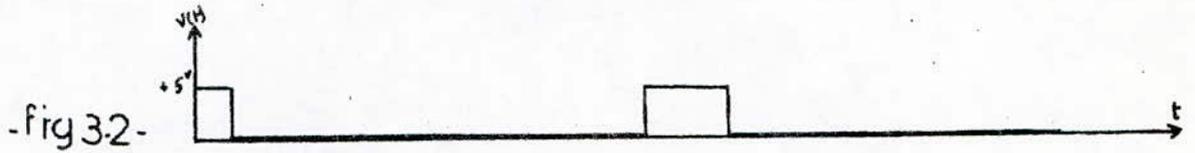
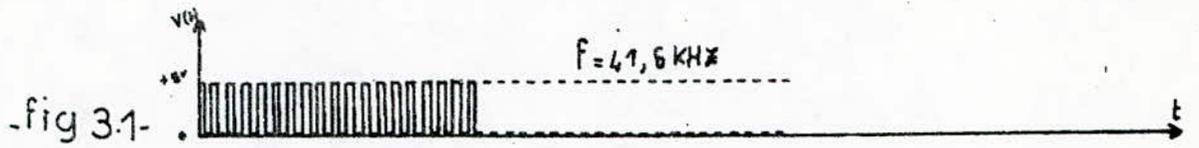
Compte tenu de ces caractéristiques, nous avons réalisé le récepteur, conformément au schéma synoptique suivant :



Fonctionnement :

- L'amplificateur de gain constant, nous permet de passer d'un écho de quelques mV , à un écho de quelques volts : (fig 3.5)
- Tout signal reçu, autre que l'écho est considéré comme parasite . Le plus gênant de ces derniers est l'influence du signal d'émission . Il sera éliminé par l'étage (2) .
- Un comparateur, recevant à son entrée l'écho amplifié le transformera en créneaux ( fig 3.6 ) .
- Un monostable réduira ces impulsions en une seule, qui attaquera une des entrées du bistable pour une mise à 1 du signal de sortie ( fig 3.7 ) .
- La mise à 1 devra être faite, même si on ne reçoit pas d'écho ( pas d'obstacle ) . Elle doit précéder la réinitialisation du signal d'émission ( fig 3.8 ) .
- Le signal monostable d'émission servira <sup>à la mise</sup> à zéro du signal en sortie du bistable .
- Ce signal sera injecté à l'entrée  $\bar{C}_1$  du PTM 2 programmé en mode comptage d'intervalle de temps .

# Signaux en différents Points du montage



2.2)- ETUDE ET REALISATION DES DIFFERENTS ETAGES UTILISES.

2.2/1)- Amplification :

A cause du fait que les ultrasons sont atténués dans l'air, une amplification du signal analogique délivré par le capteur, s'avère nécessaire . En effet, soit  $V(x)$  la tension aux bornes du récepteur .

$$V(x) = V_0 e^{-2x\alpha} = V_0 e^{-t/\tau} \quad \text{ou} \quad \tau = 1/\alpha C$$

$V_0 = V(x=0)$  tension maximale à l'émission .

$\alpha$  : coefficient d'absorption des ultrasons dans l'air .

$x$  ( resp .  $t$  ) distance( resp . temps ) entre les transducteurs et l'obstacle .

Réalisation .

Nous avons utilisé l'amplificateur en circuit intégré MC1741 A cause du gain très important (  $G = 1545$  ), nous avons utilisé trois étages amplificateurs en cascade .

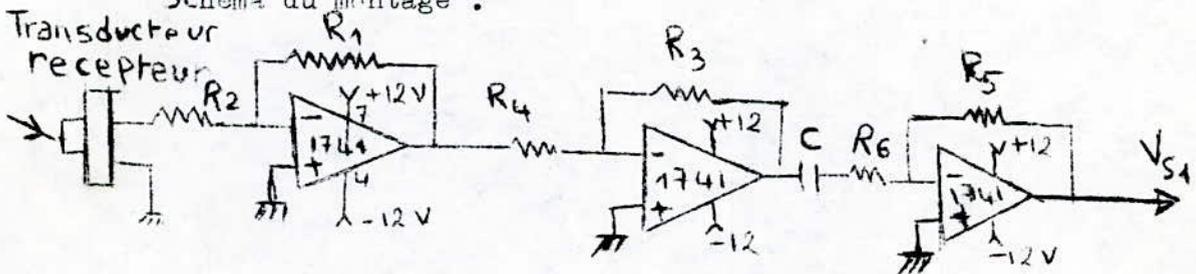
Le gain total sera le produit des gains de chaque amplificateur.

Pour garder notre signal centré autour de zéro, une capacité de couplage est placée entre le deuxième et le troisième étage .

REMARQUE :

Les bruits étant du même ordre que le signal reçu, un filtrage se serait imposé, si le transducteur n'était pas très sélectif .

Schéma du montage .



$$R_1 = 47 \text{ K}$$

$$R_2 = 4,7 \text{ K}$$

$$R_3 = 51 \text{ K}$$

$$R_4 = 3,3 \text{ K}$$

$$R_5 = 47 \text{ K}$$

$$R_6 = 4,7 \text{ K}$$

$$C = 12 \text{ nF}$$

$$G = G_1 G_2 G_3 = (-10) (-15,45) (-10) = -1545 .$$

2.2./2)- ELIMINATION DE L'INFLUENCE DU SIGNAL D'EMISSION SUR LE RECEPTEUR .

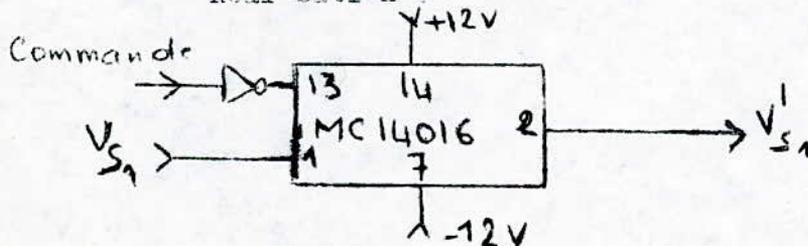
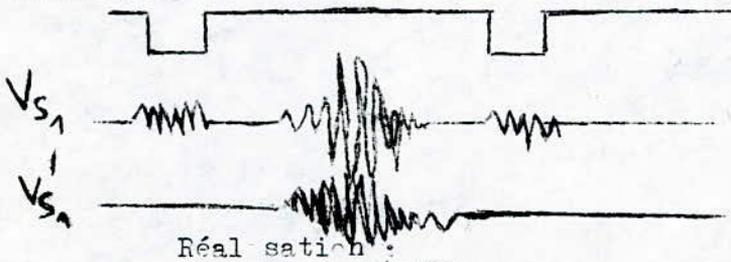
Cette influence est due essentiellement à :

- La proximité des transducteurs émetteur et récepteur .
- A l'utilisation de la même alimentation .

Nous l'avons éliminée par l'utilisation d'un interrupteur programmable, le CI, MC 14016. Il nous donnera en sortie le produit des deux signaux présents aux entrées .

La commande se fera par le signal monostable de l'émission inversé, comme le montrent les chronogrammes suivants .

Commande



### 2.2/3)- Comparateur :

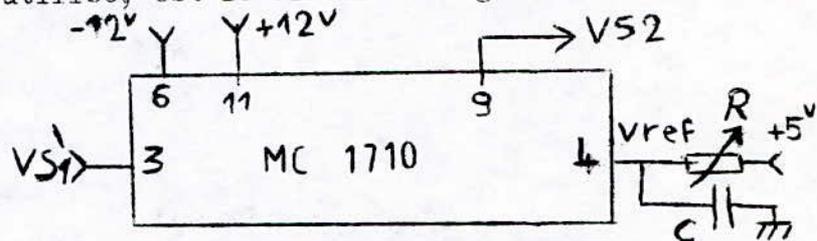
Un comparateur est un organe analogique, dont la sortie ne peut prendre que deux valeurs : l'une lorsque le signal d'entrée est supérieur à un certain seuil ( tension de référence ), l'autre lorsque le signal d'entrée est inférieur à ce même seuil . On l'a utilisé pour réduire l'écho en un train d'impulsion.

#### Réalisation

Le comparateur utilisé, est le circuit intégré MC 1710 .

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

$$C = 10 \mu\text{F}$$



Le potentiometre R sert à régler la tension de référence de telle façon à avoir :

$$V_{\text{réf}} > V_{\text{parasite}} \quad V_{\text{réf}} = 1,5 \text{ v .}$$

La capacité c sert à STABILISER  $V_{\text{réf}}$  .

### 2.2/3)- Monostable :

Sa fonction est de produire une impulsion de durée parfaitement définie par des composants internes ou externes .

On l'utilise dans notre application , pour réduire le train d'impulsions issu du comparateur en une seule impulsion puisqu'il n'y a que le premier front de l'écho qui nous intéresse .

#### Réalisation

Le monostable utilisé est le CI 74 LS 121 .

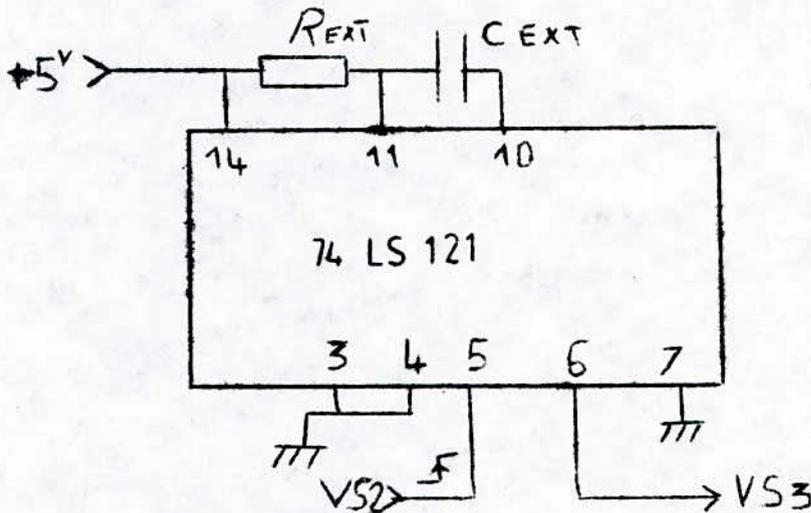
C'est un circuit TTL, non retriggerable .

La durée de l'impulsion T est définie par les deux composants externes  $R_{\text{ext}}$  ,  $C_{\text{ext}}$  .

$$R_{\text{ext}} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$C_{\text{ext}} = 22 \mu\text{F}$$

$$T = 0,7 R_{\text{ext}} \cdot C_{\text{ext}} = 0,7 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-6} = 15,2 \text{ ms} .$$



Remarque .

Nous avons utilisé une résistance externe, bien que ce circuit possède une résistance interne ( $R_{\text{int}}$ ) .

Car nous recherchons une bonne stabilité de la durée de l'impulsion: et comme  $R_{\text{int}}$  fait partie de la puce de Silicium du CI, elle varie de manière importante avec la température .

### 2.2/4)- Bistable ( ou flip-flop )

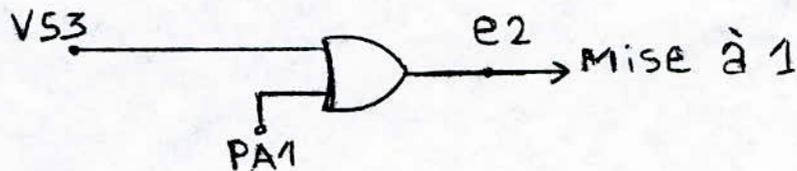
Le bistable est un oscillateur commandé, comportant deux états stables . Il passe d'un état à un autre par l'action d'une impulsion de déclenchement . La mise à zéro du signal est déclenchée par le signal monstable d'émission .

La mise à un du signal doit être faite, que l'on reçoive un écho ou pas .

En effet, si l'écho est reçu, la mise à un sera déclenchée par le signal  $V_{S3}$  .

Si on ne reçoit pas d'écho, la mise à un devra être faite juste avant de réinitialiser le signal d'émission .

L'entrée de mise à 1 sera donc commandable . Elle le sera par la ligne de port PA 1 du PI A 2 . Cette ligne sera reliée à travers une porte or à  $V_{s3}$

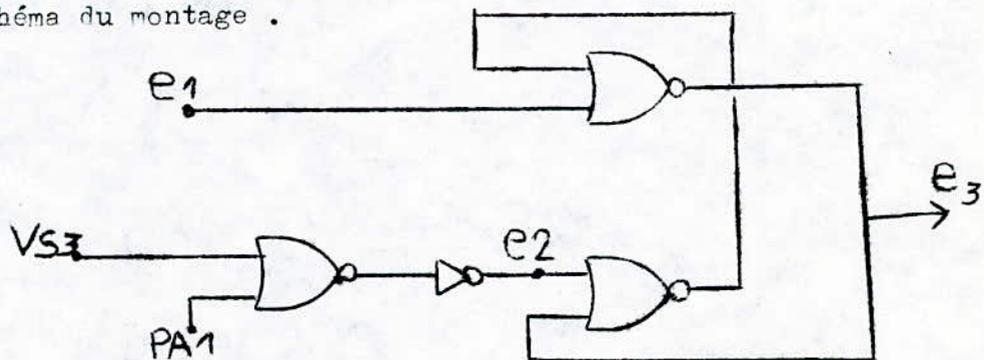


Réalisation :

On obtient un circuit bistable, en rebouclant en croix les entrées-sorties de deux portes NOR . La sortie de la porte A est rebouclée sur l'entrée de la porte B . et la sortie de la porte B à une entrée de la porte A ;

Les deux entrées libres sont utilisées pour les commandes " remise à zéro " et " remise à un " . Le circuit intégré 74 LS 02 ( quadruple porte NOR à deux entrées ) est utilisé .

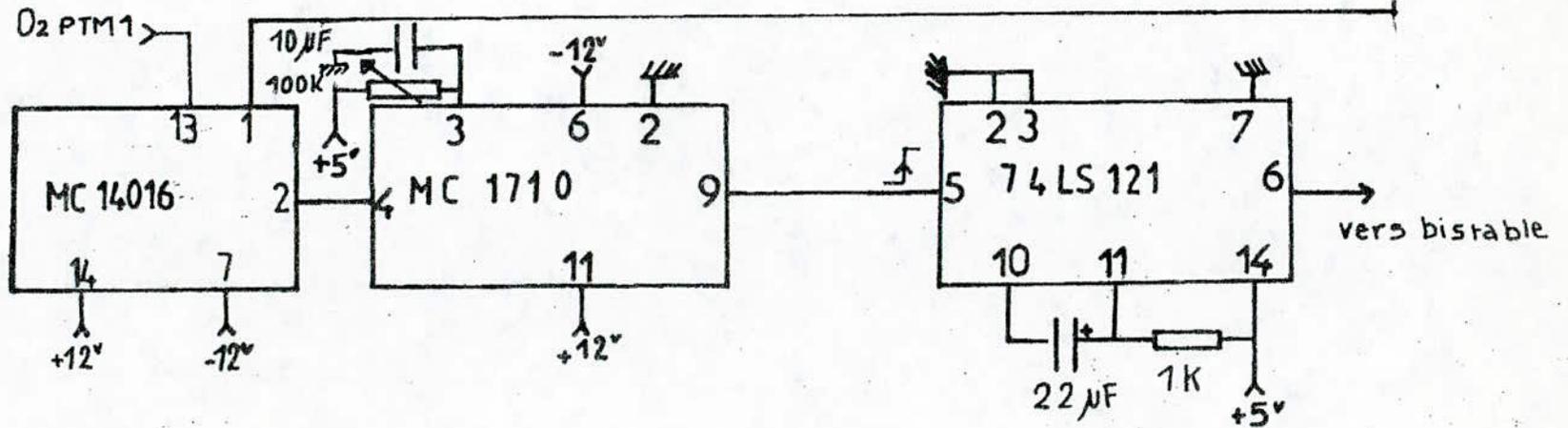
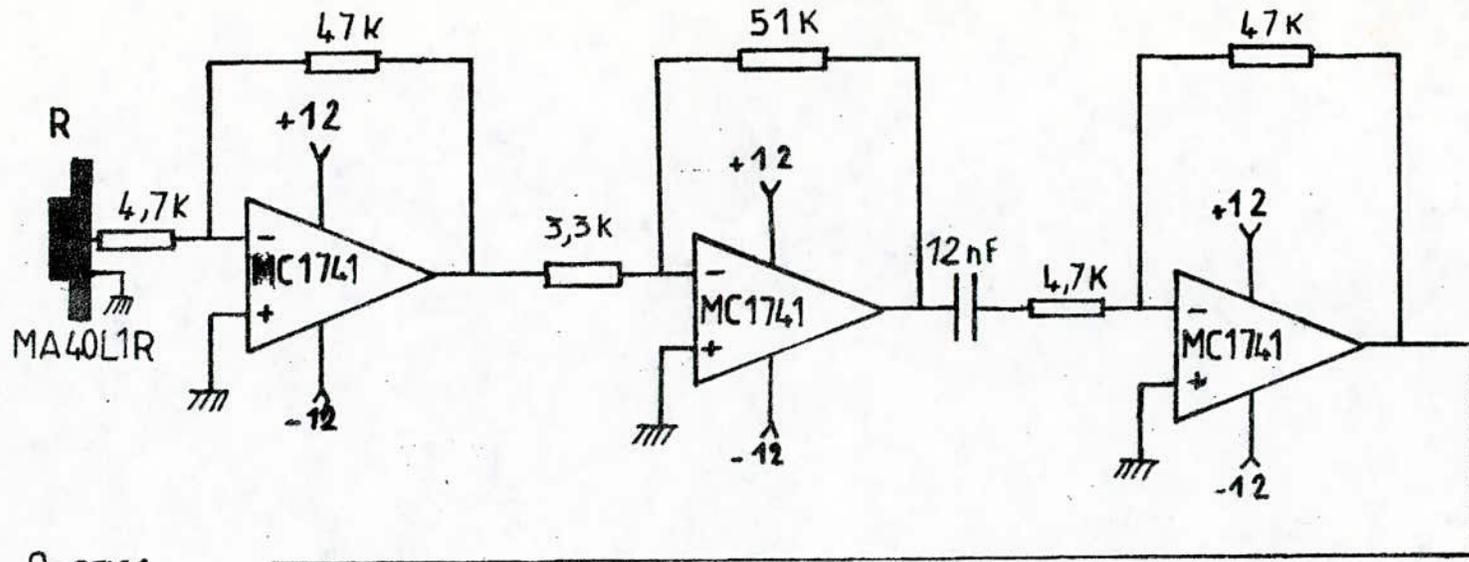
Shéma du montage .



$e_1$  : entrée de mise à zéro .

$e_2$  : entrée de mise à un .

$e_3$  : Signal portant l'information intervalle de temps .



Circuit de traitement à la reception

### 1/ Signaux du détecteur

#### 1.1/ Signal à émettre

Le signal d'émission (fig 4.1) dépendra de la distance que devra couvrir le train d'ondes ultrasonores. En effet, nous augmenterons notre temps d'émission  $E_i$  et donc le temps d'attente  $T_i$  de l'écho progressivement. Nous émettrons pendant  $E_i$  et si au bout du temps  $T_i$  nous n'obtenons pas d'écho nous augmenterons le temps d'émission.

Si au bout d'un temps  $T_4$  pour une émission de durée  $E_4$  nous n'obtenons pas d'écho c'est que notre champ ne comporte aucun obstacle (voir chapitre I paragraphe 3).

De plus nous devrons, puisque nous émettrons chaque fois du même endroit, réinitialiser logiciellement les compteurs des timers pour afficher une distance correcte: c'est à dire relative à l'origine.

#### 1.2/ Signal de validation

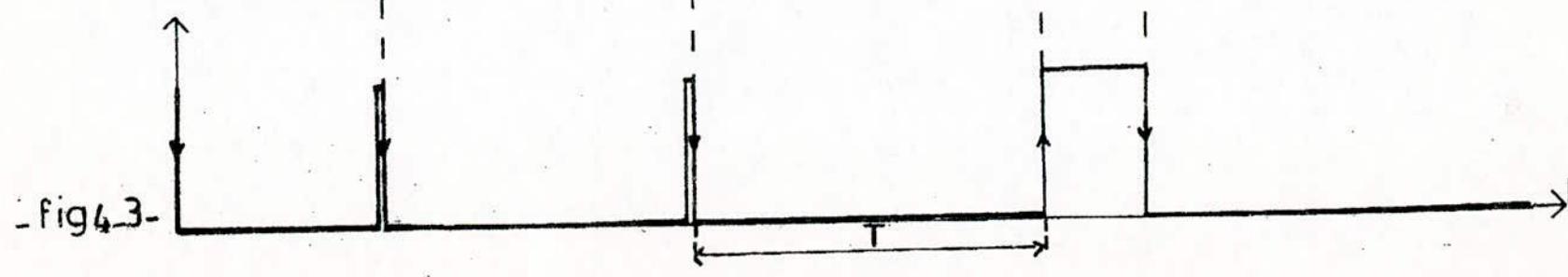
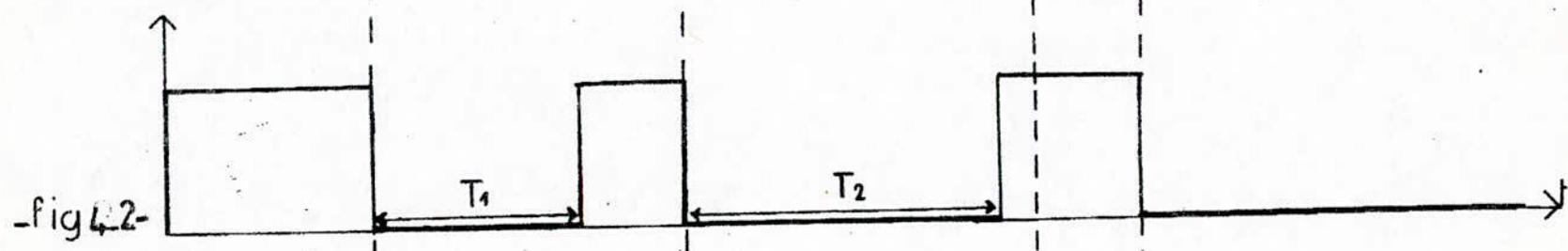
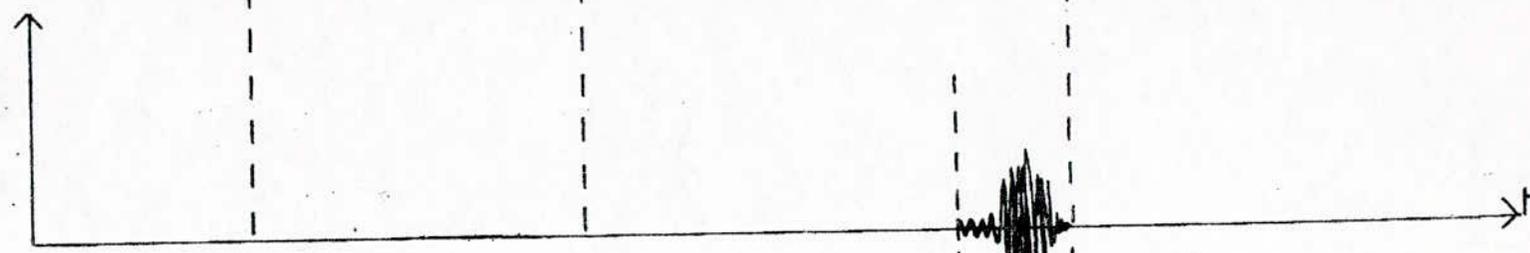
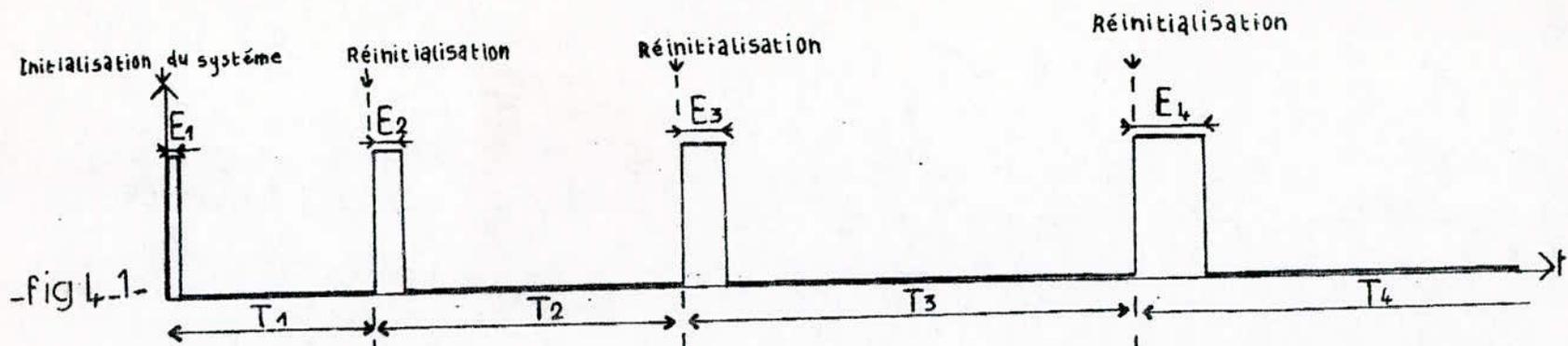
Le signal de validation de l'écho (fig 4.2) n'est pas à générer ou à émettre mais il schématise le rôle de la validation de l'écho. Ce signal sera à 1 pour montrer que nous pouvons tenir compte de l'écho. Et il sera à 0 lorsque nous ne pourrons pas tenir compte de la présence de l'écho.

En effet il se pourrait que l'écho parvienne au récepteur après le temps d'attente que nous nous serons permis.

La prise en compte d'un tel écho ferait que la distance affichée serait erronée étant donné que nous aurons remis à zéro nos compteurs de distance dès la fin du temps d'attente.

Pour cela nous procéderons de la façon suivante:

Si à l'émission  $E_i$  nous n'avons pas eu d'écho au bout d'un temps d'attente  $T_i$ , en émettant  $E_{i+1}$  nous n'aurons pas d'écho tant que nous n'avons pas dépassé le temps  $T_i$ .



Notre écho sera donc validé entre les temps  $T_i$  et  $T_{i+1}$  pour une émission de durée  $E_{i+1}$ .

### 1.3/ Signal temps.

Nous appellerons signal temps, le signal à partir duquel nous déduirons le temps d'aller-retour des ultra-sons.

Ce signal est obtenu grâce à l'étage de traitement de la carte analogique.

Cet étage nous mettra le signal temps à 0 à chaque début d'émission, et il y restera tant que nous n'aurons pas d'écho relatif à cette émission (voir fig 4.3). L'écho voudra dire qu'il y a un obstacle dans la zone considérée et il nous mettra le signal temps à 1.

C'est le temps  $T$  existant entre le front descendant (dû à l'émission) et le front montant (dû à l'écho) qui nous permettra de déduire la distance de l'obstacle.

## 2/ Initialisation des interfaces

### 2.1/ Les PTM

#### 2.1.1/ Le PTM1

Q. Le timer 1 est utilisé pour indiquer au processeur que le temps de masquage de l'écho s'est écoulé.

Le chargement du compteur du timer 1 dépendra du temps de masquage de l'écho. Ainsi à l'initialisation le compteur n'est pas chargé puisque nous acceptons tous les échos pour l'émission  $E_1$  (voir fig 4.1).

Le registre de contrôle sera chargé par:

0	1	1	0	0	1	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

 CR1 = ~~1~~66

Donc pour nous:

- La sortie est masquée.

- L'interruption de ce timer est validée. le sous-programme relatif à cette interruption validera tout écho arrivant au processeur.

- Le timer travaille en mode monostable.

- Le compteur du timer 1 travaille sur 16 bits et utilise l'horloge interne. Le compteur contiendra la valeur hexadécimale du temps  $T_i$  pendant lequel l'écho sera masqué pour une émission  $E_{i+1}$ . L'interruption arrivera au processeur au bout de ce temps  $T_i$ .

b. Le timer 2 combiné au timer 3 par une porte AND nous donnera notre signal d'émission. Le timer 2 est utilisé pour donner le temps d'émission  $E_i$ .

Son registre de contrôle est chargé par:

1	0	1	0	0	0	1	1
---	---	---	---	---	---	---	---

 CR2 = ~~3~~A3

Donc pour nous:

- La sortie est validée
- L'interruption est masquée
- Le compteur du timer 1 travaille en mode monostable sur 16 bits. Il utilise l'horloge interne.

c. Le timer est utilisé pour nous donner la fréquence de résonance des transducteurs  $f = 41,6$  Khz.

Son registre de contrôle est chargé par:

1	0	0	0	0	0	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

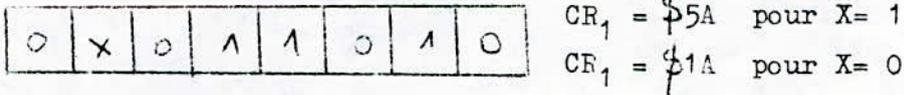
Pour nous :

- La sortie est validée
- L'interruption est masquée
- Le compteur travaille en mode astable, sur 16 bits et il utilise l'horloge interne sans la diviser par 3.

2.1.2/ Le PTM2

a. Le timer 1 est utilisé pour signaler la présence d'un écho par la génération d'une interruption. En effet une interruption est générée si le retour à l'état haut du signal d'entrée en  $\bar{G}$  apparaît afin la fin du comptage;

Le registre de contrôle est chargé par:



Pour nous

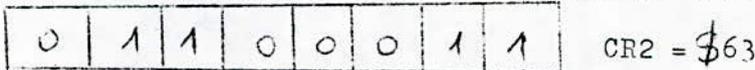
- La sortie est masquée
- L'interruption est masquée (CR<sub>1</sub>= 1A) tant que nous n'aurons pas reçu d'interruption venant du timer 1 du PTM1. Alors l'interruption sera validée: les échos sont acceptés.
- Le compteur travaille en mode de comparaison de largeurs d'impulsions sur 16 bits et il utilise l'horloge interne.

Le compteur contiendra la valeur hexadécimale du temps d'attente T<sub>1</sub> pour une émission E<sub>1</sub>. Le temps d'aller-retour des ultra-sons sera donné par la différence entre les valeurs initiales et finales du compteur.

b. Le timer est utilisé pour indiquer, par l'interruption qu'il génère, que le temps d'attente s'est écoulé.

Donc il n'y a pas d'obstacle dans la zone considérée.

Le registre de contrôle est chargé par:



Pour nous:

- La sortie est masquée
- l'interruption est validée. Le sous-programme relatif à cette interruption augmentera le temps d'émission et donc le temps d'attente.

- Le compteur du timer 2 travaille en mode monostable, sur 16bits et il utilise l'horloge interne.

-Le compteur contient la valeur hexadécimale du temps d'attente que nous nous permettons. A la fin de ce temps, l'interruption arrivera au processeur.

c. Le timer 3 est utilisé pour donner la fréquence audible de  $f=2\text{KHz}$  utilisée pour l'alarme.

Le compteur du timer 3 contiendra donc la valeur hexadécimale de la période  $T = 1/f$ .

Le registre de contrôle du timer3 est chargé de la valeur  $CR_3 = 82$  comme pour le timer 3 du PTM1.

#### 2.2/ le PIA

Le PIA1 a toutes les lignes de port utilisées en sortie pour l'affichage. Le PIA2 utilise les lignes P40 et PA1 en sortie. La ligne P40 est utilisée pour commander l'alarme et la ligne PA1 pour la remise à 1 du signal temps dans le cas où il n'existerait pas d'écho ( fig 4.3). En effet le compteur du timer 1 du PTM2 ne peut se déclencher que si nous avons un front descendant sur son entrée. Le registre de contrôle des PIA sera chargé par  $CRA = CRB = 04$  car nous n'utilisons pas les lignes d'interruption des PIA.

#### 2.3/ Le PICU 6828

Le masque du PICU 6828 a été chargé à 0 par l'adresse FFE0 donc toutes les interruptions arrivant au PICU seront validées. L'interruption venant du PTM2 sera prioritaire sur celle venant du PTM1.

L'adresse de début du sous-programme relatif à l'interruption venant du PTM2 est donnée par les adresses FFF6/FFF7.

Les adresses FFF4/FFF5 contiendront l'adresse de début du sous-programme relatif à l'interruption venant du PTM1.

Comme deux timers du PTM2 génèrent des interruptions il faudra chercher le timer demandeur d'interruption. Cette recherche se fera au début du sous-programme 1 relatif à l'interruption par une lecture du registre d'état du PTM2.

### 3/ Réinitialisation

La réinitialisation des PTM se fera à chaque changement de durée de l'émission. Elle consistera à changer la valeur N des compteurs. Ainsi à l'initialisation nous aurons  $N(3ms) = 0BB7$  et à la réinitialisation  $N(12ms) = 2EDF$ ,  $N(30ms) = 752F$  et  $N(60ms) = 0E5F$ .

La réinitialisation des compteurs se fera grâce à une remise à zéro logicielle CR10=0.

L'instruction de réinitialisation se fera dans le sous-programme 1 relatif à l'interruption venant du PTM2.

### 4. / Répartition de la zone mémoire de la PROM

Ainsi que le montre le tableau, le processeur ira aux adresses:

- FFFE/FFFF pour avoir l'adresse de début du programme principal lors d'un reset manuel.
- FFF4/FFF5 et FFF6/FFF7 pour avoir les adresses de début de sous-programme lors d'une interruption IRQ.
- FFEI/FFEC pour avoir le contenu d'une table de 12 nombres utilisée pour la conversion binaire / binaire codé décimal.

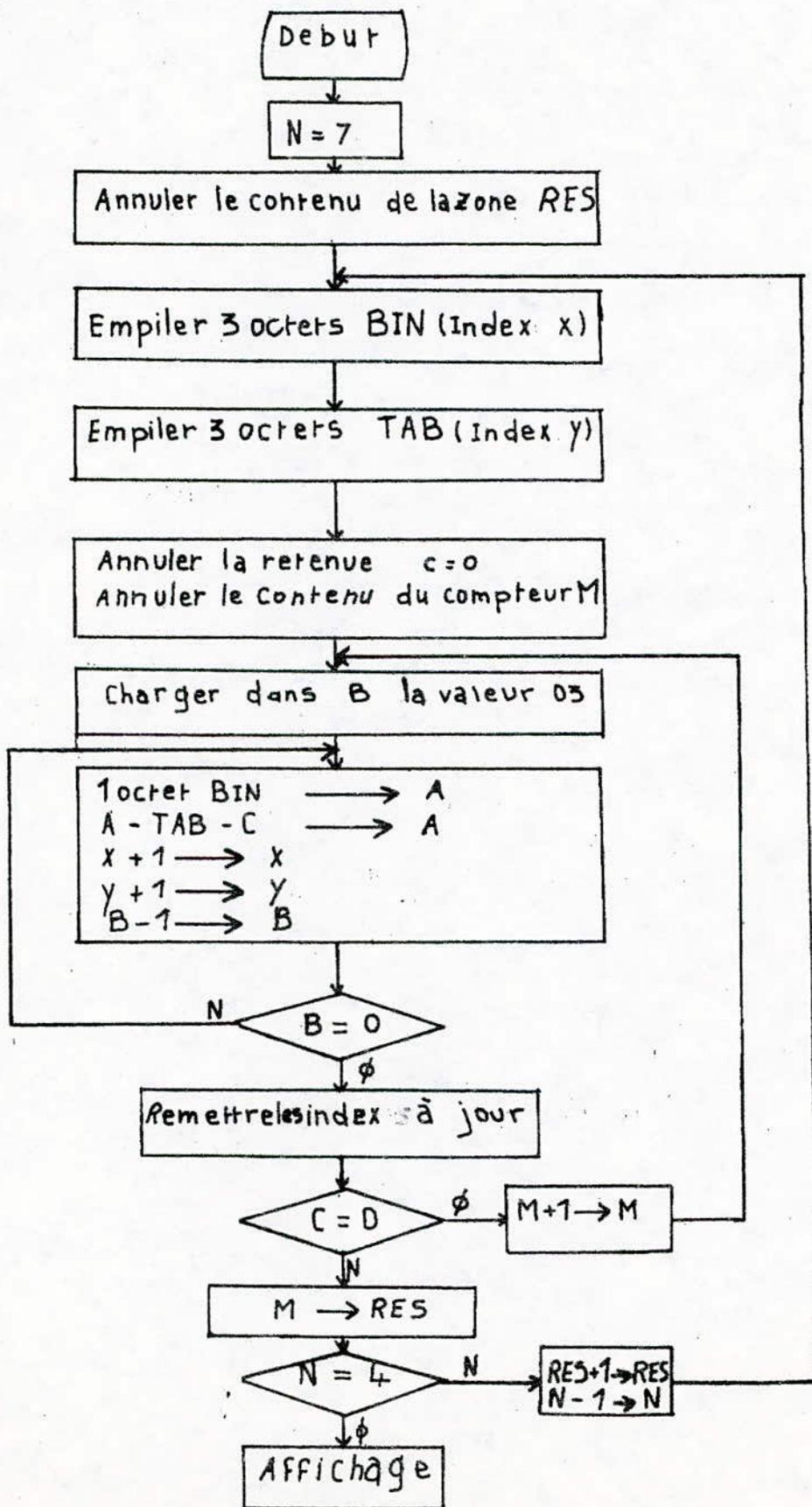
La table contient des valeurs hexadécimales correspondant aux puissances de  $10:10^7$ ,  $10^6$ ,  $10^5$ ,  $10^4$ . Chaque valeur de puissance est contenue dans 3 octets. L'organigramme de conversion montre le principe utilisé.

A la valeur binaire (BIN) à convertir contenue dans 3 octets nous soustrayons 3 octets de la table (TAB) jusqu'à l'obtention du nombre converti que nous rangerons dans une zone résultat (RES).

Répartition de l'espace memoire  
dans l'EPROM

F800	Programme Principal
F92F	
F93L	Sous - Programme 1
F9F8	
FA00	Sous - Programme 2
FA0A	
FFE1	Table de Conversion
FFEC	
FFF4/FFF5	Adresse du sous-programme 2
FFF6/FFF7	Adresse du sous-programme 1
FFF8/FFF9	Adresse du PICU 6828
FFFE/FFFF	Adresse du Programme Principal

# Organigramme de conversion HEX-BCD



#### 5/ Fonctionnement du détecteur

L'organigramme de fonctionnement montre le principe utilisé:

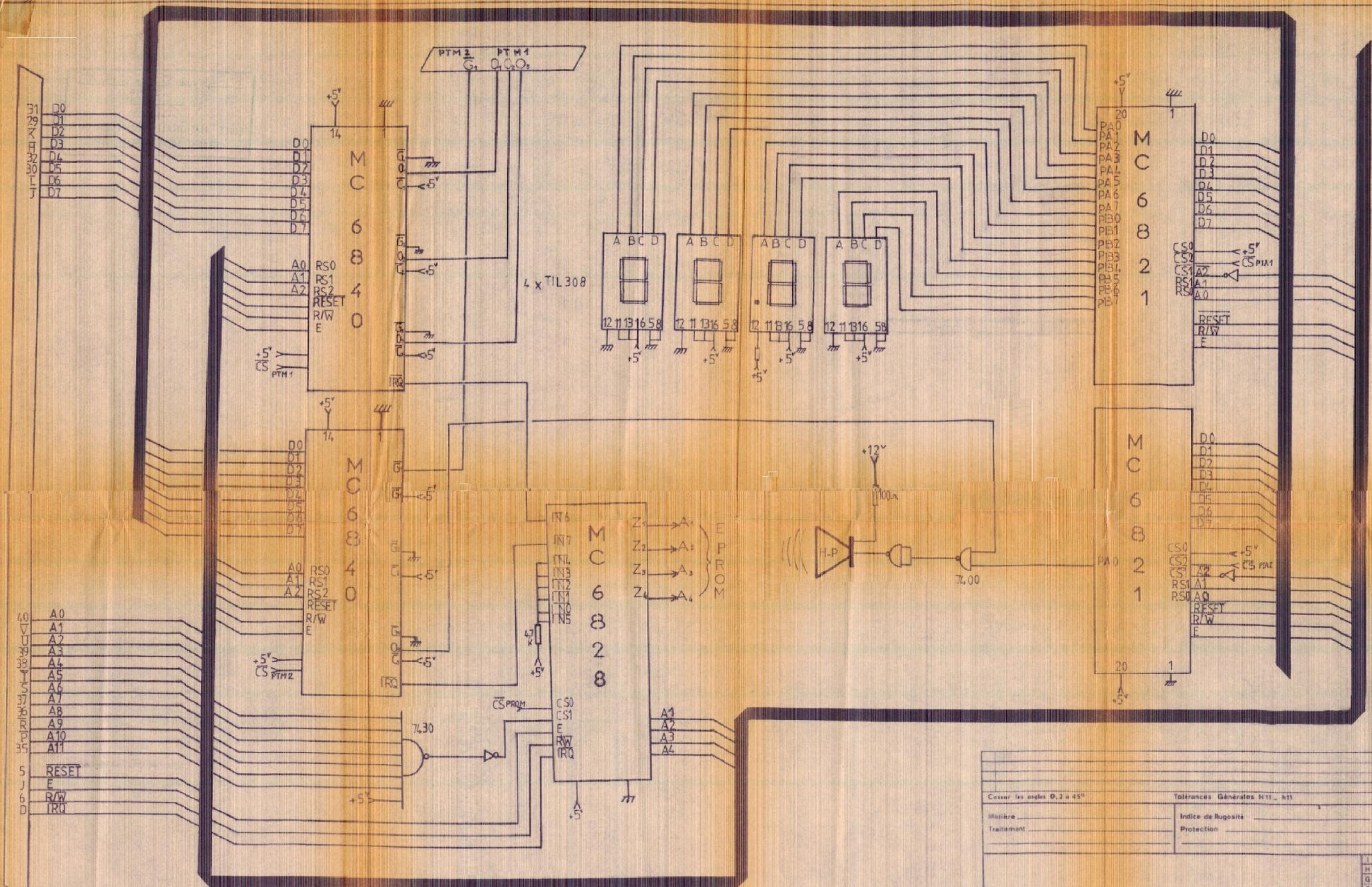
Le détecteur commence à fonctionner dès que nous pressons le bouton RESET. Au début du fonctionnement les afficheurs marquent 00.00 signe de début de recherche. Si nous avons une alarme cela voudra dire que l'obstacle est à une distance inférieure à 10 centimètres.

L'alarme ne cessera que lorsque nous presserons le bouton RESET ce qui voudra dire que le détecteur reprend la recherche dans une autre zone et donc que le robot s'est déplacé.

Si les afficheurs marquent 4 <sup>ticks</sup> cela voudra dire qu'il n'y a aucun obstacle dans la zone considérée. Donc selon l'utilisation du robot que nous voudrons faire, le robot continuera à avancer ou alors il changera de zone de recherche d'obstacle.

Si les afficheurs marquent un nombre, ce sera le signe que nous avons détecté un obstacle et le nombre affiché sera la distance dde l'obstacle par rapport au détecteur.

Dans tous les cas le RESET fera l'initialisation complète du microprocesseur.



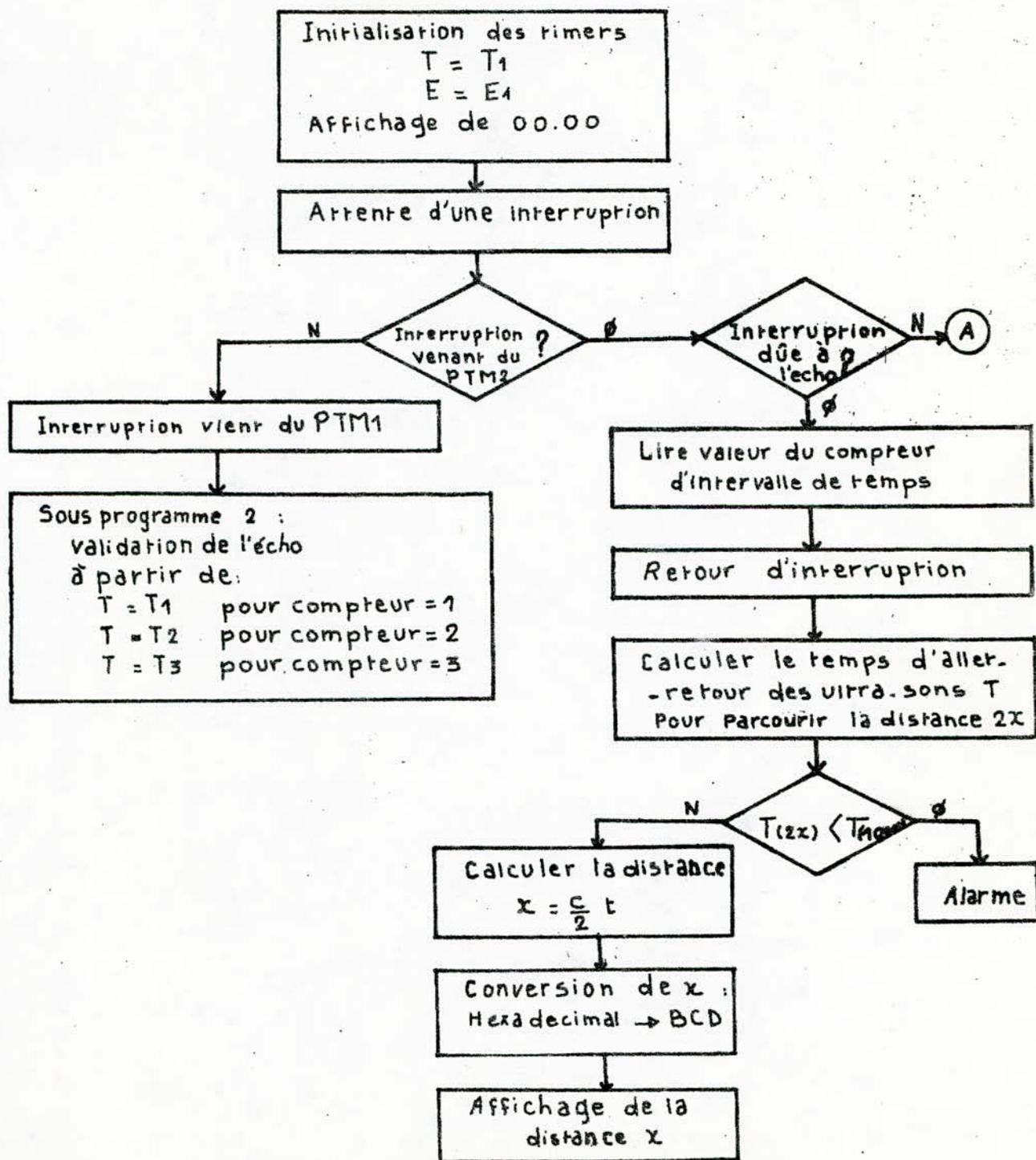
CARTE D'INTERFACES D'ENTRÉES-SORTIES

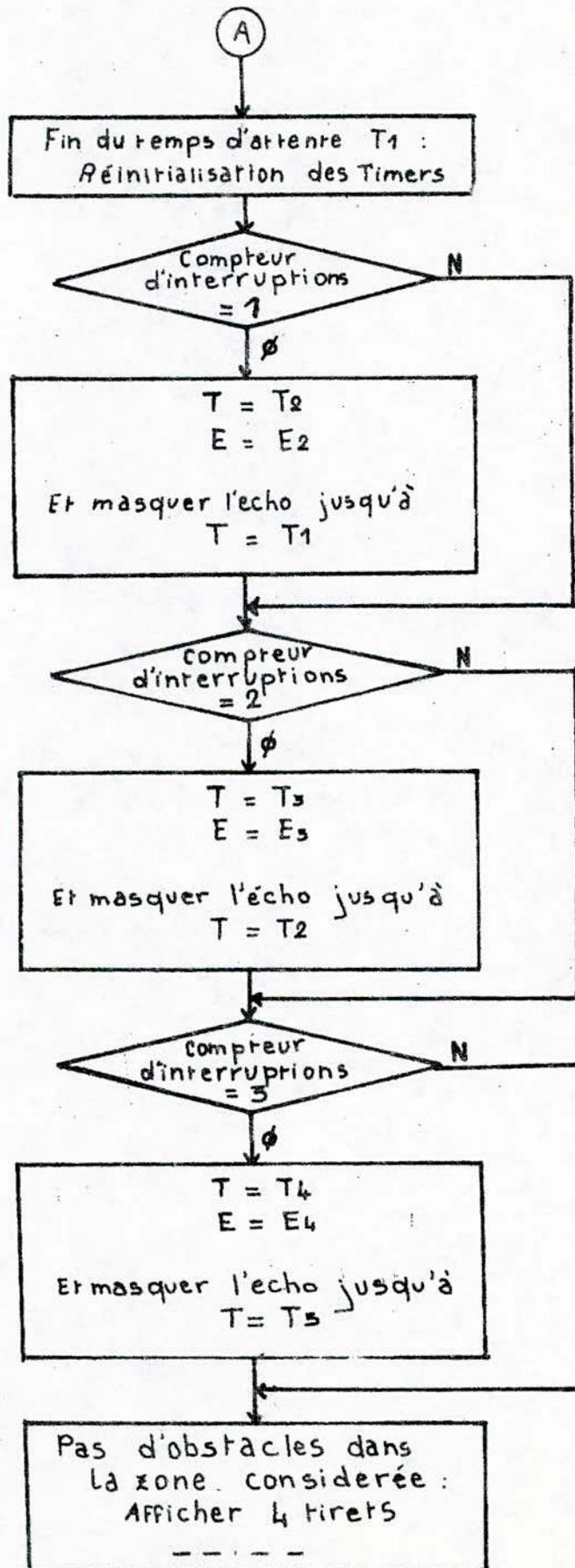
Cotéer les angles 0,2 à 45°		Tolérances Générales H11 - h11	
Matière	Indice de Rugosité	Eaton L.C.A	
Traitement	Protection		
Il n'est permis d'utiliser ce dessin qu'avec licence spéciale ou autorisation expresse (loi du 11 Mars 1957)			
Echelle	Dessiné par	Approuvé par	
Date	Modifié par		

I	
H	
G	
F	
E	
D	
C	
B	
A	
Ino/Date	Viss
Modifications	

X

# Organigramme General





# Programme Principal

10.CE.07.FF	* Initialisation Pile
	LDS #07FF
	* Initialisation des PIA, Ports en Sorties
4F	CLRA
B7.8F.11	STA \$8F11
B7.8F.13	STA \$8F13
B7.8F.31	STA \$8F31
43	COMA
B7.8F.10	STA \$8F10
B7.8F.12	STA \$8F12
86.C0.	LDA # \$C0
B7.8F.30	STA \$8F30
86.04	LDA # \$04
B7.8F.11	STA \$8F11
B7.8F.13	STA \$8F13
B7.8F.31	STA \$8F31
4F	CLRA
B7.8F.10	STA \$8F10
B7.8F.12	STA \$8F12
B7.8F.30	STA \$8F30
86.01	LDA # \$01
B7.00.00	STA \$0000
	* Initialisation des PTM.
86.02	LDA # \$02
B7.8F.01	STA \$8F01
B7.8F.21	STA \$8F21
86.82	LDA # \$82
B7.8F.00	STA \$8F00
B7.8F.20	STA \$8F20
8E.00.0B	LDX # \$000B
BF.8F.06	STX \$8F06
8E.00.F9	LDX # \$00F9
BF.8F.26	STX \$8F26
86.A3	LDA # \$A3
B7.8F.01	STA \$8F01
8E.00.90	LDX # \$90
BF.8F.04	STX \$8F04
86.63	LDA # \$63
B7.8F.21	STA \$8F21
8E.0B.B7	LDX # \$0BB7
BF.8F.24	STX \$8F24
BF.8F.22	STX \$8F22
BF.00.01	STX \$0001
86.5A	LDA # \$5A

B7.8F.20	STA	\$ 8F20
86.02	LDA	# \$ 02
B7.8F.00	STA	\$ 8F00
B7.FF.E0	STA	\$ FF E0
3C.EF	CWAY	# \$ EF

\* Commande de l'alarme

FC.00.01	LDD	\$ 0001
B3.00.03	SUBD	\$ 0003
10.83.02.58	CMPD	# \$ 0258
24.07	BCC	LP
86.80	LDA	# \$ 80
B7.8F.30	STA	\$ 8F30
20.FE	BRA	\$ FE

\* Multiplication 16x8 bits ; et conversion H-BCD

FD.00.05	LP	STD	\$ 0005
10.8E.00.05		LDY	# \$ 0005
8E.00.07		LDX	# \$ 0007
6F.84		CLR	0, X
A6.21		LDA	1, Y
C6.AA		LDB	# \$ AA
3D		MUL	
ED.01		STD	1, X
A6.A4		LDA	0, Y
C6.AA		LDB	# \$ AA
3D		MUL	
E3.84		ADDD	0, X
ED.84		STD	0, X
86.07		LDA	# \$ 07
B7.00.12		STA	\$ 0012
10.8E.FF.E1		LDY	# \$ FFE1
7F.00.0E		CLR	\$ 000E
7F.00.0F		CLR	\$ 000F
7F.00.10		CLR	\$ 0010
7F.00.11		CLR	\$ 0011
7F.00.0D	LP6	CLR	\$ 000D
1C.FE	LP3	ANDCC	# \$ FE
C6.03		LDB	# \$ 03
A6.84	LP1	LDA	0, X
A2.A4		SBCA	0, Y
A7.03		STA	3, X
3D.01		LEAX	1, X
3D.21		LEAY	1, Y
5A		DECB	
26.F3		BNE	LP1
30.1D		LEAX	-3, X
25.0F		BCS	LP2
7C.00.0D		INC	\$ 000D
31.3D		LEAY	-3, Y

EC.03		LDD	3,X
ED.84		STD	0,X
A6.05		LDA	5,X
A7.02		STA	2,X
2D.DC		BRA	LP3
B6.00.0D	LP2	LDA	\$000D
F6.00.12		LDB	\$0012
54		LSRB	
2E.0E		BCS1	LP4
C1.03		CMPB	#\$03
26.05		BNE	LP7
B7.00.0F		STA	\$000F
2D.15		BRA	LP9
B7.00.11	LP7	STA	\$0011
20.1D		BRA	LP10
48		ASLA	
C1.03		CMPB	#\$03
26.05		BNE	LP8
B7.00.0E		STA	\$000E
20.03		BRA	LP9
B7.00.10	LP8	STA	\$0010
B6.00.12	LP9	LDA	\$0012
81.04		CMPA	#\$04
27.D8		BEQ	LP10
7A.00.12		DEC	\$0012
7E.F8.BD		JMP	LP6
B6.00.0E	LP10	LDA	\$000E
BB.00.0F		ADDA	\$000F
B7.8F.12		STA	\$8F12
B6.00.10		LDA	\$0010
BB.00.11		ADDA	\$0011
B7.8F.10		STA	\$8F10
20.FE		BRA	\$FE

# sous - Programme 1

\* Test du registre d'état  
B6.8F.21 LDA # 8F21  
85.01. BITA # \$01  
10.26.B4 LBNE LP1

\* Bloquer les timers, et commander PA1  
B6.03 LDA # \$03  
B7.8F.00 STA \$8F00  
B7.8F.20 STA \$8F20  
86.40 LDA # \$40  
B7.8F.30 STA \$8F30

\* Reinitialisation, pour T=T<sub>1</sub>, E=E<sub>1</sub>

\* Tvalidation = T<sub>1</sub>

10.CE.07.F2 LDS # \$07F2  
B6.00.00 LDA \$0000  
81.01 CMPA # \$01  
26.2E BNE LP2  
8E.02.40 LDX # \$0240  
BF.8F.04 STX \$8F04  
8E.0B.B7 LDX # \$0BB7  
BF.8F.02 STX \$8F02  
8E.2E.DF LDX # \$2EDF  
BF.8F.22 STX \$8F22  
BF.8F.24 STX \$8F24  
BF.00.01 STX \$0001  
7C.00.00 INC \$0000  
86.62 LDA # \$62  
B7.8F.00 STA \$8F00  
86.1A LDA # \$1A  
B7.8F.20 STA \$8F20  
4F CLRA  
B7.8F.30 STA \$8F30  
B7.FF.E0 STA \$FFE0  
3C.EF CWAY \$EF

\* Reinitialisation pour, T=T<sub>3</sub>, E=E<sub>3</sub>

\* Tvalidation = T<sub>2</sub>

81.02 LP2 CMPA # \$02  
26.2E BNE LP3  
8E.05.A0 LDX # \$05A0  
BF.8F.04 STX \$8F04  
8E.2E.DF LDX # \$2EDF  
BF.8F.02 STX \$8F02  
8E.75.2F LDX # \$752F  
BF.8F.22 STX \$8F22  
BF.8F.24 STX \$8F24  
BF.00.01 STX \$0001  
7C.00.00 INC \$0000  
86.62 LDA # 62  
B7.8F.00 STA \$8F00

86.1A	LDA	#\$1A
B7.8F.20	STA	\$8F20
4F	CLRA	
B7.8F.30	STA	\$8F30
B7.FF.E0	STA	\$FFED
3C.EF	CWAY	#\$EF

\* Réinitialisation pour, T=T<sub>4</sub>, E=E<sub>4</sub>

\* Tvalidation = T<sub>3</sub>

81.03	LP3	CMPA	#\$03
26.2E		BNE	LP4
8E.0B.40		LDX	#\$0B40
BF.8F.04		STX	\$8F04
8E.75.2F		LDX	#\$752F
BF.8F.02		STX	\$8F02
8E.0E.5F		LDX	#\$0E5F
BF.8F.22		STX	\$8F22
BF.8F.24		STX	\$8F24
BF.00.01		STX	\$0001
7C.00.00		INC	\$0000
86.62		LDA	#\$62
B7.8F.00		STA	\$8F00
86.1A		LDA	#\$1A
B7.8F.20		STA	\$8F20
4F		CLRA	
B7.8F.30		STA	\$8F30
B7.FF.E0		STA	\$FFED
3C.EF		CWAY	#\$EF

\* Affichage de tirets (-----), si pas d'obstacles

LP4	LDA	#\$BB
	STA	\$8F10
	STA	\$8F12
	BRA	\$FE

\* Lecture du contenu du compteur

LP1	LDD	\$8F22
	STD	#\$0003
	LDS	#\$0TF5
	RTI	

## sous-Programme 2

\* Validation de l'écho

86.5A	LDA	#\$5A
B7.8F.20	STA	\$8F20
B7.FF.E0	STA	\$FFED
3C.EF	CWAY	#\$EF

### 1. / Positionnement des transducteurs

Le positionnement définitif des transducteurs ( 12 cm ) l'un de l'autre ) a dépendu des expériences suivantes :

- Lorsque les transducteurs étaient côte à côte un écho fixe d'amplitude importante ( 10 v crête à crête ) se présentait au niveau du transducteur récepteur . Il est évident qu'un tel écho aurait faussé tout les calculs puisqu'il se présentait avant l'écho principal ( dû aux obstacles ) . L'écho fixe est dû à la non directivité du faisceau dont une partie se réfléchit sur le transducteur . Pour y remédier nous avons d'une part éloigné les transducteurs l'un de l'autre jusqu'à réduire au maximum l'écho fixe et d'autre part placer des cônes sur le transducteur de façon à rendre le faisceau d'émission plus directif et à capter un faisceau plus large . Il est évident que nous devons lors de la recherche de l'emplacement définitif du transducteur, veiller à ce que le transducteur récepteur soit dans une zone de réception optimale .

### 2°)- La carte SPU .

Cette carte a fonctionné de façon autonome . Nous avons pu visualiser à l'oscilloscope les différents signaux programmés :

- Le signal astable de deux KHZ pour l'alarme .
- Le signal émetteur résultant de deux signaux combinés .

Nous avons pu voir aussi que les programmes de calcul de la distance à partir du temps d'aller retour des ultrasons se faisaient puisque la distance était affichée en metre .

### 3°)- La carte analogique .

Pour la mise au point de cette carte nous avons simulé le signal d'émission en plotant un signal astable venant d'un générateur de fonctions par un signal monostable venant d'un autre générateur de fonction .

Cette carte nous a permis de résoudre tout les problèmes causés par l'utilisation des ultrasons dans l'air et d'avoir exactement le signal voulu .

Ce dernier a été visualisé à l'oscilloscope .

Le signal " temps " obtenu était bien conforme aux distances réelles des obstacles .

4°)-

Nous avons pu nous assurer que les cartes analogiques et numérique ont fonctionné . Mais la combinaison, des deux cartes ensemble n'a pas donné de bons résultats .

Ceci est dû à un problème d'adaptation puisque le signal temps donné par la carte analogique n'est pas interprété correctement par le PTM ( l'alarme est toujours déclenchée ) .

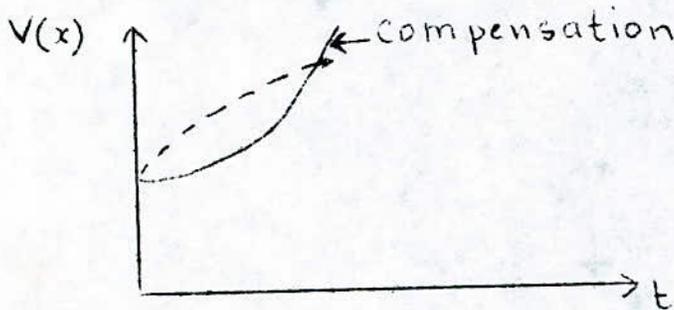
5°)- Utilisation du détecteur .

Dans notre étude nous nous sommes limitées aux obstacles plans et de grandes dimensions. Donc pour nous, ce détecteur pourrait être utilisé pour l'orientation d'un robot mobile dans des couloirs .

Améliorations possibles

Nous pourrions améliorer les performances de notre détecteur en jouant sur l'amplification .

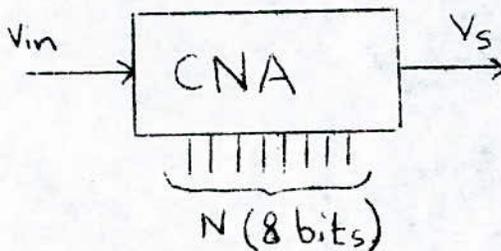
En effet au lieu d'utiliser une amplification fixe à la réception, on pourrait amplifier exponentiellement. Car l'atténuation des ultrasons dans l'air suivant une loi exponentielle  $e^{-2x\alpha}$  la compensation devra être exponentielle  $e^{2x\alpha}$ .



$$V(x) = V_0 e^{-2x\alpha} \cdot e^{2x\alpha} = V_0 = \text{cte}.$$

Nous proposons donc d'échantillonner l'exponentielle et de faire correspondre à chaque niveau de tension un nombre  $N$  .

Une telle amplification pourrait être réalisée à l'aide d'un convertisseur numérique analogique ( CNA )



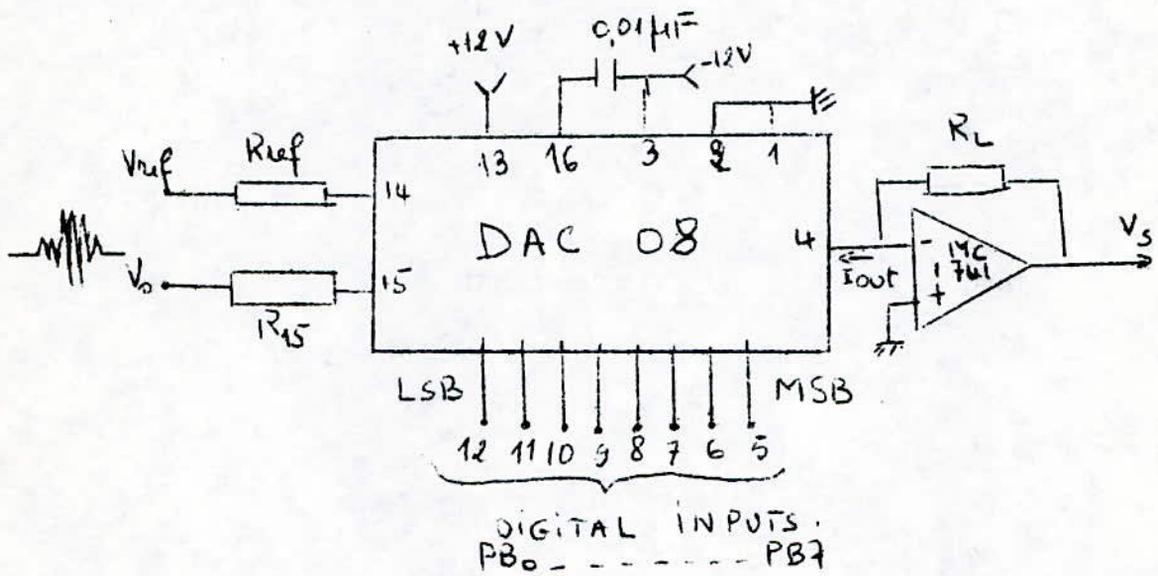
Avec  $V_s = KN \cdot V_{in}$

$K$  : résolution du C.N.A.       $K = 1/2^8$ .

( 8 nombres de lignes du nombre )

Le niveau d'amplification doit être d'autant plus important que la distance est grande :

N doit donc être commandable . Nous pourrions utiliser huit (8) lignes de sortie du PIA 2 pour cette fin .



PIA2

## CONCLUSION

Le projet nous a permis de découvrir différents domaines de l'électronique . La conception et la réalisation de notre carte micro-ordinateur nous a permis de voir tous les problèmes qui pouvaient se présenter dans le domaine encore nouveau du numérique .

La carte analogique nous a permis de maîtriser le fonctionnement de nombreux circuits intégrés et la formation des signaux .

Nous avons aussi au cours de ce projet découvert le vaste domaine des ultra-sons ; nous avons pu voir, les différentes techniques de génération et de traitement de l'onde ultra-sonore .

La partie programmation ou logicielle a eu aussi beaucoup d'importance dans notre application . Elle nous a permis de gérer le fonctionnement d'une carte micro-ordinateur et de voir que des calculateurs de grand volume et de coût élevé pouvaient se réduire à un simple circuit intégré le PIM 6840 associé à une unité MPU .

La carte numérique réalisée peut aussi servir à d'autres applications .

En effet si nous adjoignons à la carte les circuits d'interfaces appropriés, nous aurons des possibilités d'extensions très intéressantes .

Un tel détecteur pourra alors servir à orienter les aveugles, à contrôler des objets défilant sur un rail : il suffit qu'un des objets un écho différent des autres pour que l'on sache que la position de l'objet n'est pas normale ...

Nous pouvons aussi placer les transducteurs sur des axes mobiles pour pouvoir balayer tout l'espace environnant .

Il est à noter que le montage que nous avons réalisé peut être utilisé pour le contrôle non destructif à condition d'augmenter la fréquence de résonance des transducteurs .

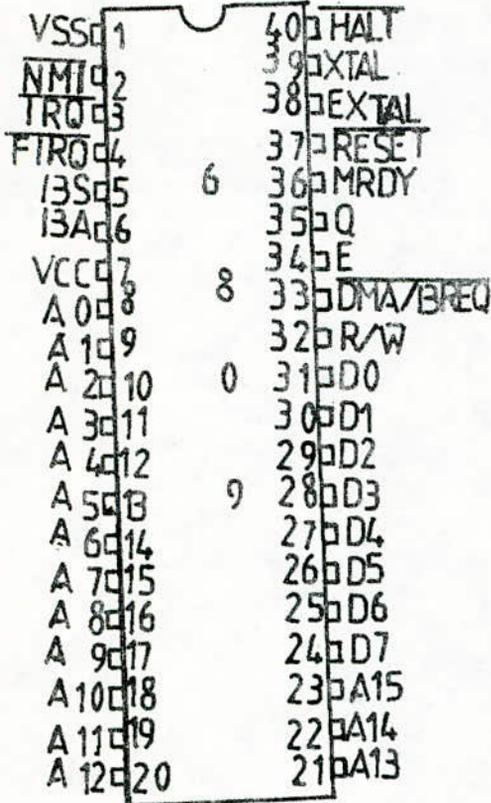
# - ANNEXE I -

Présentation des circuits  
de la famille 6800

## - ANNEXE II -

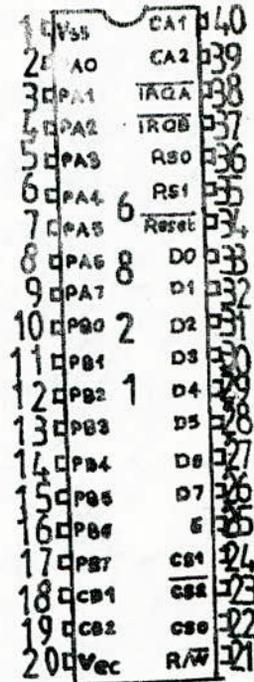
brochage et caractéristiques  
des circuits utilisés

1 - MICROPROCESSEUR 6809



3 -

Interface d'entrées/sorties parallèles  
PIA 6821



2 -

Temporisateur programmable  
PTM 6840

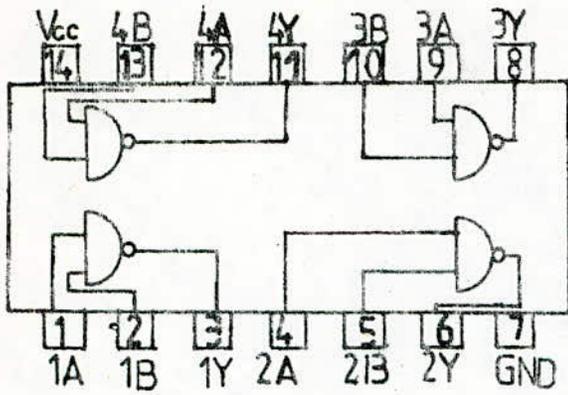


4 -

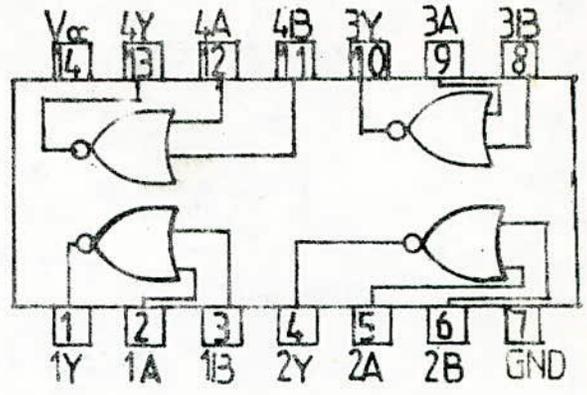
Contrôleur de Priorité d'interruptions  
PIC 6828



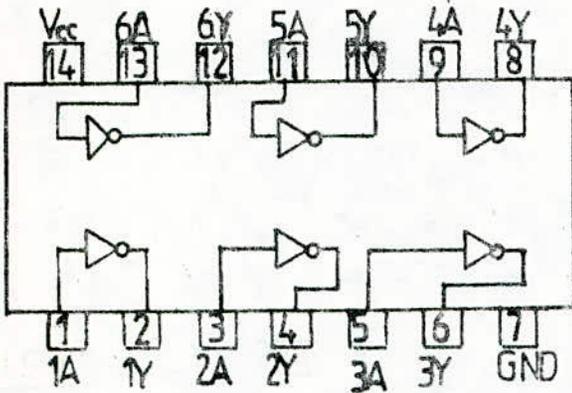
74LS00:  $Y = \overline{A}B$



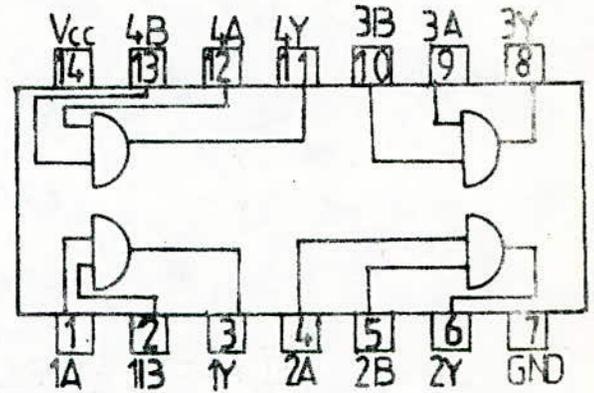
74LS02:  $Y = \overline{A+B}$



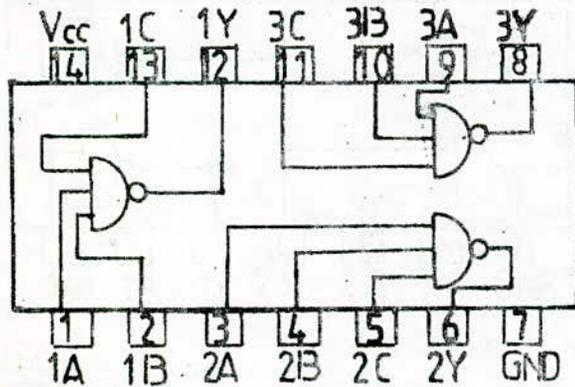
74LS04:  $Y = \overline{A}$



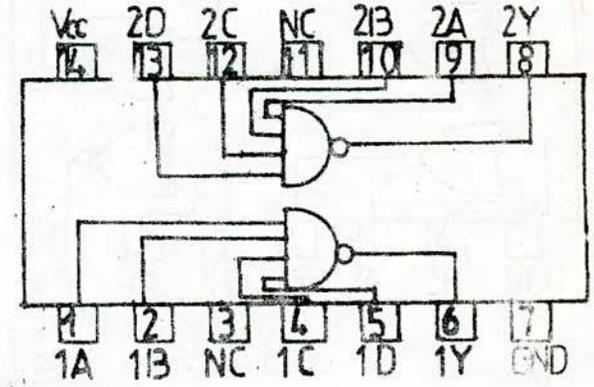
74LS08:  $Y = A \cdot B$



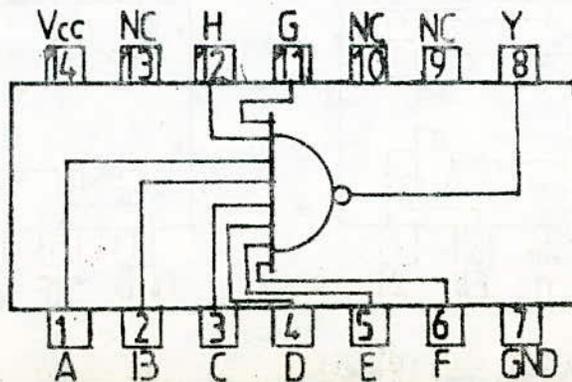
74LS10:  $Y = \overline{A}BC$



74LS20:  $Y = \overline{A}BCD$



74LS30:  $Y = \overline{A}BCDEFGH$



# SN54LS139/SN74LS139

## DUAL 1-OF-4 DECODER

**DESCRIPTION** — The LSTTL/MSI SN54LS139/SN74LS139 is a high speed Dual 1-of-4 Decoder/Demultiplexer. The device has two independent decoders, each accepting two inputs and providing four mutually exclusive active LOW outputs. Each decoder has an active LOW Enable input which can be used as a data input for a 4-output demultiplexer. Each half of the LS139 can be used as a function generator providing all four minterms of two variables. The LS139 is fabricated with the Schottky barrier diode process for high speed and is completely compatible with all Motorola TTL families.

- SCHOTTKY PROCESS FOR HIGH SPEED
- MULTIFUNCTION CAPABILITY
- TWO COMPLETELY INDEPENDENT 1-OF-4 DECODERS
- ACTIVE LOW MUTUALLY EXCLUSIVE OUTPUTS
- INPUT CLAMP DIODES LIMIT HIGH SPEED TERMINATION EFFECTS
- FULLY TTL AND CMOS COMPATIBLE

### PIN NAMES

$A_0, A_1$	Address Inputs
$\bar{E}$	Enable (Active LOW) Input
$\bar{O}_0 - \bar{O}_3$	Active LOW Outputs (Note b)

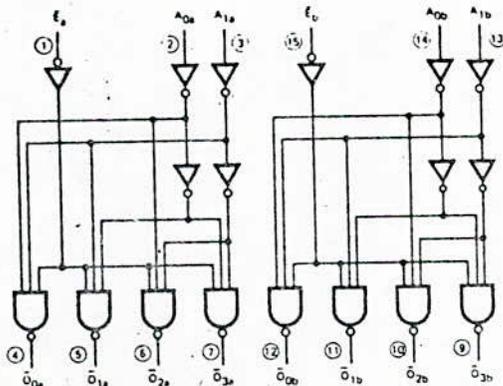
### LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
$A_0, A_1$	0.5 U.L.	0.25 U.L.
$\bar{E}$	0.5 U.L.	0.25 U.L.
$\bar{O}_0 - \bar{O}_3$	10 U.L.	5 (2.5) U.L.

### NOTES:

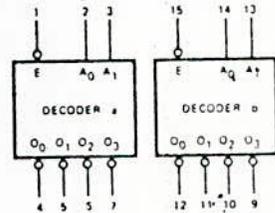
- 1 TTL Unit Load (U.L.) = 40  $\mu$ A HIGH/1.6 mA LOW.
- The Output LOW drive factor is 2.5 U.L. for Military (54) and 5 U.L. for Commercial (74) Temperature Ranges.

### LOGIC DIAGRAM



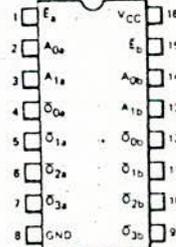
VCC = Pin 16  
GND = Pin 8  
○ = Pin Numbers

### LOGIC SYMBOL



VCC = Pin 16  
GND = Pin 8

### CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



**NOTE:**  
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package.

## Advance Information

# SN54LS540/SN74LS540 • SN54LS541/SN74LS541

## OCTAL BUFFER/LINE DRIVER

### WITH 3-STATE OUTPUTS

**DESCRIPTION** – The 54LS/74LS540 and 54LS/74LS541 are similar in function to the 54LS/74LS240 and 54LS/74LS241, respectively, except that Inputs and Outputs are on opposite sides of the package (see Logic Diagram). This pinout arrangement makes these devices especially useful as output ports for the Microprocessors, allowing ease of layout and greater PC board density.

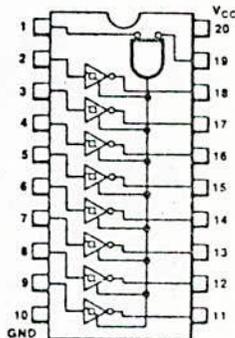
- HYSTERESIS AT INPUTS TO IMPROVE NOISE MARGIN
- PNP INPUTS REDUCE LOADING
- 3-STATE OUTPUTS DRIVE BUS LINES
- INPUTS AND OUTPUTS OPPOSITE SIDE OF PACKAGE, ALLOWING EASIER INTERFACE TO MICROPROCESSORS.
- INPUT CLAMP DIODES LIMIT HIGH-SPEED TERMINATION EFFECTS
- FULLY TTL AND CMOS COMPATIBLE

**TRUTH TABLE**

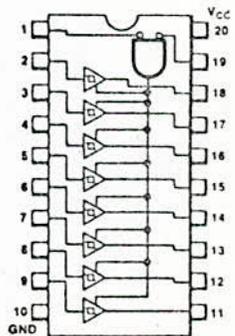
INPUTS			OUTPUTS	
E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	D	LS540	LS541
L	L	H	L	H
H	X	X	Z	Z
X	H	X	Z	Z
L	L	L	H	L

L = LOW Voltage Level  
 H = HIGH Voltage Level  
 X = Immaterial  
 Z = High Impedance

**LOGIC DIAGRAM AND CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)**



**LOGIC DIAGRAM AND CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)**



# SN54LS640/SN74LS640 • SN54LS641/SN74LS641 SN54LS642/SN74LS642 • SN54LS645/SN74LS645

## DCTAL BUS TRANSCEIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS Advance Information

**DESCRIPTION** — These octal bus transceivers are ideally suited for asynchronous two-way communication between data buses. Control function implementation minimizes external timing requirements.

These circuits allow data transmission from the A bus to B bus or from the B bus to A bus depending upon the logic level of the direction control (DIR) input. Enable input ( $\bar{G}$ ) can disable the device so that the buses are effectively isolated.

- BI-DIRECTIONAL BUS TRANSCEIVERS IN HIGH-DENSITY 20-PIN PACKAGES
- CHOICE OF TRUE OR INVERTING LOGIC
- CHOICE OF 3-STATE OR OPEN-COLLECTOR OUTPUTS
- PNP INPUTS REDUCE D-C LOADING ON BUS LINES
- HYSTERESIS AT BUS INPUTS IMPROVES NOISE MARGINS

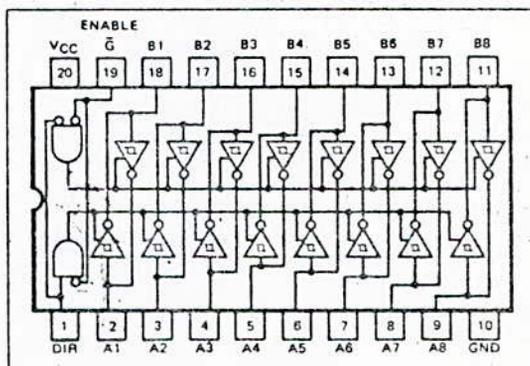
TYPE	LOGIC	OUTPUT
LS640	Inverting	3-State
LS641	Non-inverting	o.c.
LS642	Inverting	o.c.
LS645	Non-Inverting	3-State

FUNCTION TABLE

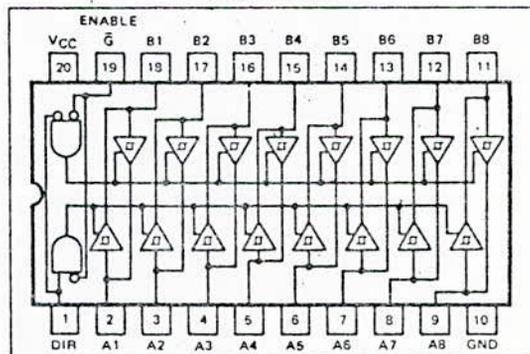
ENABLE G	DIRECTION CONTROL DIR	OPERATION	
		LS640, LS642	LS641, LS645
L	L	B data to A bus	B data to A bus
L	H	A data to B bus	A data to B bus
H	X	Isolation	Isolation

H = high level, L = low level, X = irrelevant

SN54LS640/SN74LS640  
SN54LS642/SN74LS642  
(TOP VIEW)



SN54LS641/SN74LS641  
SN54LS645/SN74LS645  
(TOP VIEW)



// Les circuits de la famille 6800 utilisés.

### 1/ Le MC 6809

C'est un microprocesseur puissant de 64K-octets appartenant à la troisième génération de la famille 6800.

Le 6809 est un processeur 8 bits avec une architecture interne sur 16 bits. Son architecture, son jeu d'instruction et ses divers modes d'adressage en font un processeur orienté logiciel.

#### 1.1/ Organisation externe.

Le 6809 est fabriqué en technologie N-MOS. Il se présente sous forme de boîtier 40 broches, monotension: + 5V (voir annexe I) et est compatible TTL.

#### 1.2/ Registres internes du 6809

Le 6809 a les registres internes programmables suivants:

- Deux accumulateurs 8 bits A et B transformables en un accumulateur 16 bits D.
- Deux registres d'index X et Y 16 bits modifiables.
- Deux registres pointeurs de piles U et S de 16 bits.
- un compteur ordinal Pc de 8 bits.
- Un registre de page DP de 8 bits
- Un registre de codes condition CC de 8 bits.

#### 1.3/ Performances du 6809

Le jeu d'instructions du 6809 contient 59 instructions de base. Mais en tenant compte des 10 modes d'adressage du 6809 nous nous retrouvons avec 1464 instructions différentes.

Le 6809 permet :

- Des instructions arithmétiques sur 16 bits.
- La multiplication non signée 8 X 8 bits.
- Une manipulation de pile améliorée.
- Une adresse effective de chargement.
- Empilement, dépilement de chacun ou de

l'ensemble des registres.

## 2/ Le PIA 6821.

C'est un circuit d'interface programmable, permettant aux périphériques la liaison parallèle avec le microprocesseur.

Cette liaison est possible grâce à 2 ports de communication indépendamment programmables et pouvant travailler simultanément.

Chaque port comprend 8 lignes programmables une à une, en entrée - sortie.

### 2.1/ Organisation externe.

Le PIA, est un circuit DIL à 40 broches, monotension: +5V (voir annexe II). Il est réalisé en technologie N-MOS et est compatible TTL.

### 2.2/ Organisation interne du PIA

Le PIA est divisé en deux parties indépendantes A et B possédant chacune: un port 8 bits bidirectionnels, 2 lignes de contrôle une ligne d'interruption et 3 registres internes 8 bits à lecture-écriture adressables.

- CRA - CRB: qui sont des registres de contrôle contenant les paramètres de fonctionnement du PIA.

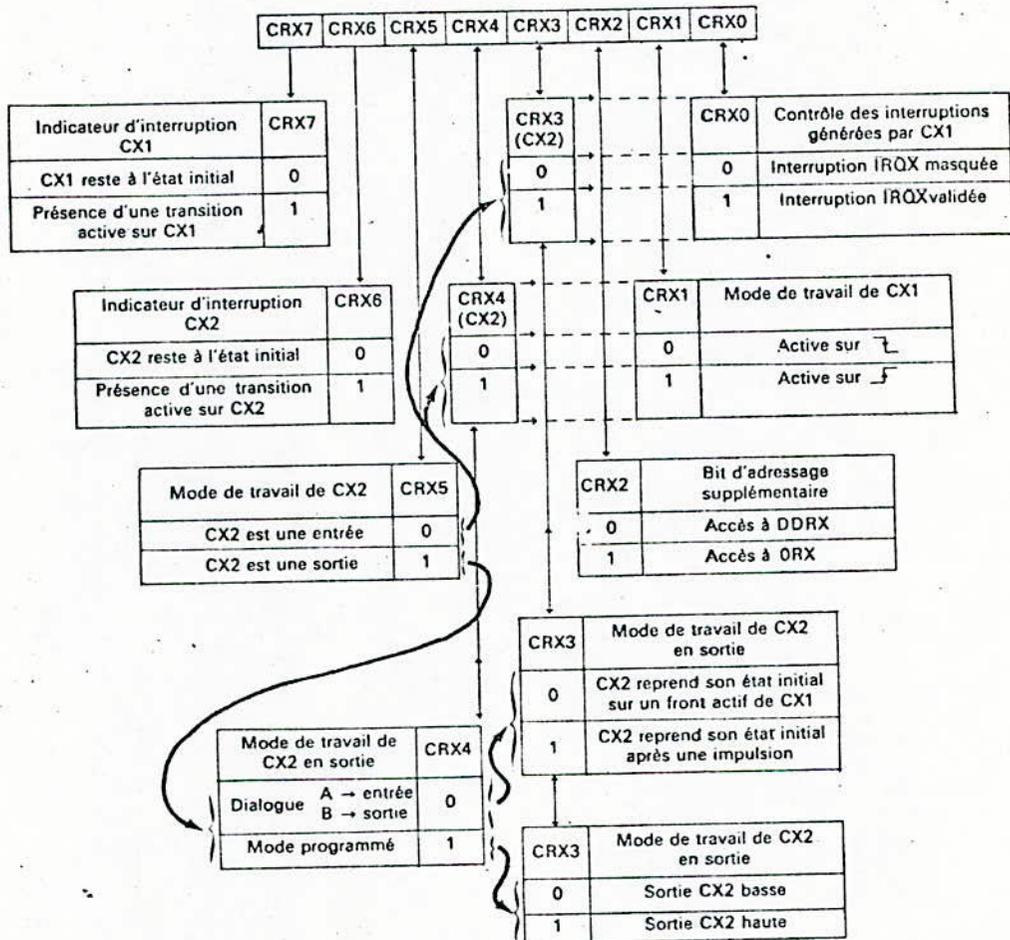
- DDRA - DDRB: qui sont des registres déterminant le sens de transfert des données.

- ORA - ORB: qui sont des registres ORV servant à mémoriser une donnée en sortie lors d'une écriture.

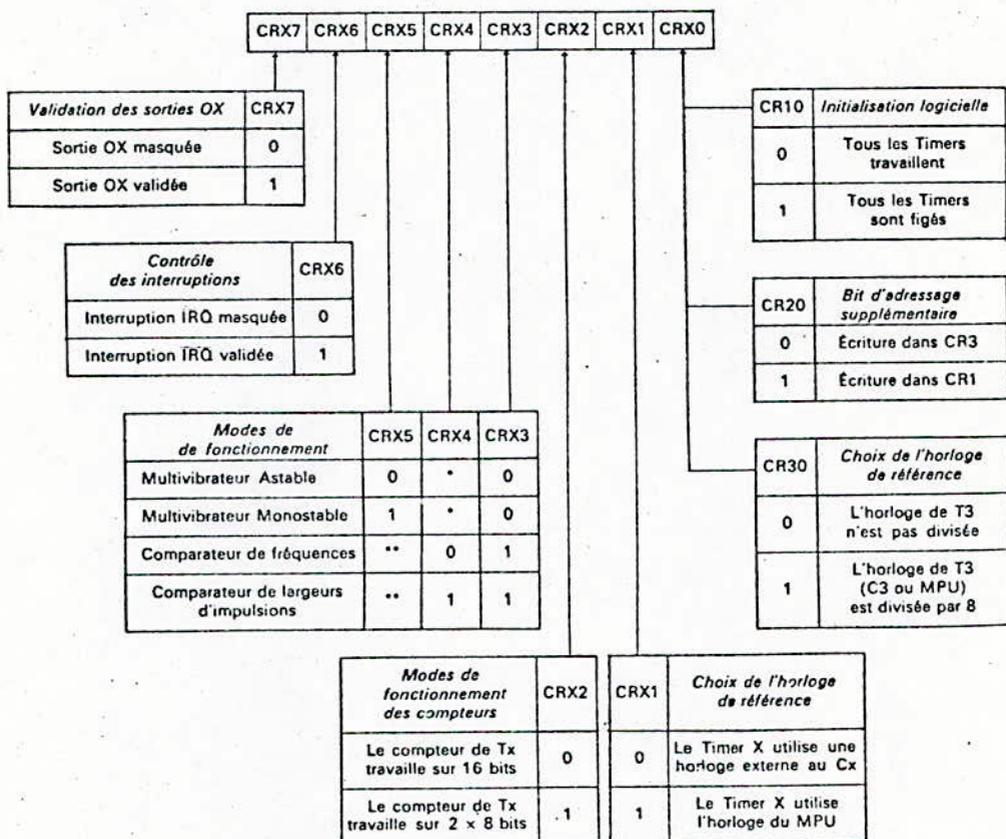
Il est à noter que les registres DDR et OR ont même adresse et ce sera le troisième bit de CR qui permettra la distinction entre les deux.

## 3/ Le PTM 6840

Le temporisateur programmable PTM 6840 est un circuit d'interface spécialisé.



— Programmation des registres de contrôle du PIA — X = A ou B.



- \* Détermine l'initialisation des compteurs.
- \*\* Validation des conditions d'interruption.

— Programmation des registres de contrôle du PTM.

Il contient sur une seule puce trois temporisateurs ou timers indépendants qui peuvent travailler simultanément.

Le PTM peut être utilisé en multivibrateur astable ou monostable, en compteur d'incrément, en générateur d'impulsions, en appareil de mesure de durée d'impulsion ou de période.

### 3.1/ Organisation externe.

Le PTM se présente sous la forme d'un boîtier DIL à 28 broches, mon tension: +5V (voir annexe II) Il est réalisé en technologie N-MOS et est compatible TTL.

### 3.2/ Organisation interne

Le PTM comporte trois compteurs à 16 bits dont le fonctionnement est commandé par trois registres de commande.

Chaque compteur est associé à un registre tampon capable de stocker une valeur à placer dans le compteurs ou issue des compteurs.

Le PTM comprend sept registres internes adressables:

- 3 registres tampons  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  associés chacun à un compteur et divisés en 2 registres de 8 bits.
- 3 registres de contrôle  $CR_1$ ,  $CR_2$ ,  $CR_3$  accessibles en écriture seulement. Ils définissent le fonctionnement de chaque timer.
- Un registre d'état SR de 8 bits à lecture seule. Il nous renseigne sur le fonctionnement en interruption des timers.

Il est à noter que  $CR_1$  et  $CR_3$  ont même adresse, ce sera le bit 0 de  $CR_2$  qui permettra la distinction entre les deux.

### 4/ Le PIC 6828

C'est un contrôleur de priorité d'interruption.

Le PIC accorde à chacune des 8 interruptions qu'il peut recevoir, une priorité.

Et il génère pour chacune d'elle deux vecteurs d'adresse propres donnant l'adresse du sous programme d'interruption.

Le PIC a aussi pour avantage d'identifier le demandeur ce qui allège la programmation .

Le PIC, par principe inhérent au dispositif, doit être aux emplacements mémoires FFF8- FFF9.

#### 4.1/ Organisation externe

Le PIC est un circuit à 24 broches, monotension: +5V (voir annexeII). IL est réalisé en technologie N-MOS.

#### 4.2/ Organisation interne

Le PIC comprend:

- Un registre qui reçoit les 8 entrées de demande d'interruption  $\overline{IN0}$  à  $\overline{IN7}$  classées par ordre croissant de priorité.
- Un registre masque de 4 bits qui inhibe la prise en compte des interruptions de niveau inférieur au niveau du masque.

## ORDERING INFORMATION

Device	Alternate	Temperature Range	Package
MC1710F	—	-55°C to +125°C	Ceramic Flat
MC1710G	—	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1710L	—	-55°C to +125°C	Ceramic DIP
MC1710CF	—	0°C to +75°C	Ceramic Flat
MC1710CG	LM710CH, μA710HC	0°C to +75°C	Metal Can
MC1710CP	—	0°C to +75°C	Plastic DIP
MC1710CL	—	0°C to +75°C	Ceramic DIP

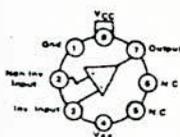
### DIFFERENTIAL VOLTAGE COMPARATORS

... designed for use in level detection, low-level sensing, and memory applications.

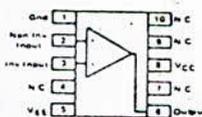
- Differential Input Characteristics —  
Input Offset Voltage = 1.0 mV — MC1710  
= 1.5 mV — MC1710C  
Offset Voltage Drift = 3.0 μV/°C — MC1710  
= 5.0 μV/°C — MC1710C
- Fast Response Time — 40 ns
- Output Compatible with all Saturating Logic Forms —  
V<sub>O</sub> = +3.2 V to -0.5 V (Typ)
- Low Output Impedance — 200 Ohms

# MC1710 MC1710C

### DIFFERENTIAL COMPARATORS MONOLITHIC SILICON INTEGRATED CIRCUIT



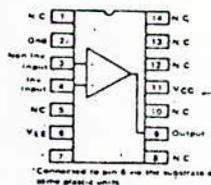
**G SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 601**



**F SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 605-04  
TO-91**



**L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 632-02  
TO-116**

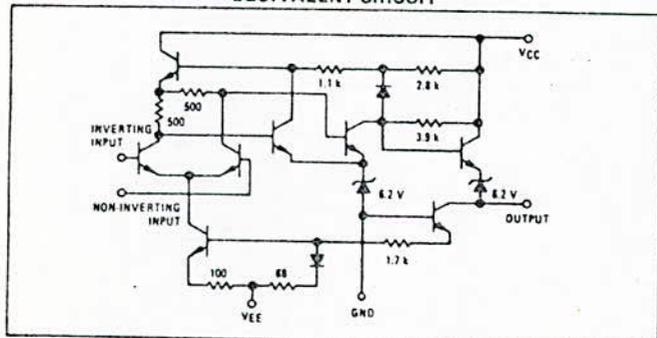


**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648  
(MC1710C Only)**

### MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC(max)</sub> V <sub>EE(max)</sub>	+14 -7.0	Vdc Vdc
Differential Input Signal Voltage	V <sub>ID</sub>	±5.0	Volts
Common Mode Input Swing Voltage	V <sub>ICR</sub>	±7.0	Volts
Peak Load Current	I <sub>L</sub>	10	mA
Power Dissipation (Package Limitations)	P <sub>D</sub>		
Metal Package		680	mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		4.8	mW/°C
Flat Package		500	mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		3.3	mW/°C
Ceramic Dual In-Line Package		625	mW
Derate above T <sub>A</sub> = +25°C		5.0	mW/°C
Operating Temperature Range	MC1710 MC1710C	T <sub>A</sub> -55 to +125 0 to +75	°C
Storage Temperature Range		T <sub>stg</sub> -65 to +150	°C

### EQUIVALENT CIRCUIT



# 2N4918 thru 2N4920 (SILICON) MJE4918 thru MJE4920

## MEDIUM-POWER PLASTIC PNP SILICON TRANSISTORS

... designed for driver circuits, switching, and amplifier applications. These high-performance plastic devices feature:

- Low Saturation Voltage -  $V_{CE(sat)} = 0.6 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 1.0 \text{ Amp}$
- Excellent Power Dissipation Due to Thermopad Construction -  $P_D = 30 \text{ and } 40 \text{ W @ } T_C = 25^\circ\text{C}$
- Excellent Safe Operating Area
- Gain Specified to  $I_C = 1.0 \text{ Amp}$
- Complement to NPN 2N4921, 2N4922, 2N4923 and MJE4921, MJE4922, MJE4923
- Choice of Packages - 2N4918 thru 2N4920, 30 Watts, Case 77  
MJE4918 thru MJE4920, 40 Watts, Case 199

### \*MAXIMUM RATINGS

Ratings	Symbol	2N4918 MJE4918	2N4919 MJE4919	2N4920 MJE4920	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0}$	40	60	80	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	40	60	80	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	5.0			Vdc
Collector Current - Continuous (1)	$I_C^*$	1.0			Adc
		3.0			Adc
Base Current	$I_B$	1.0			Adc
		2N4918 series			MJE4918 series
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	30	40		Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating & Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +150			$^\circ\text{C}$

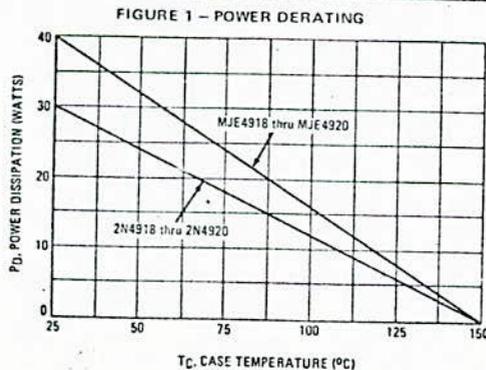
### THERMAL CHARACTERISTICS (2)

Characteristic	Symbol	2N4918/20	MJE4918/20	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$\theta_{JC}$	4.16	3.125	$^\circ\text{C/W}$

\*Indicates JEDEC Registered Data for 2N4918 Series

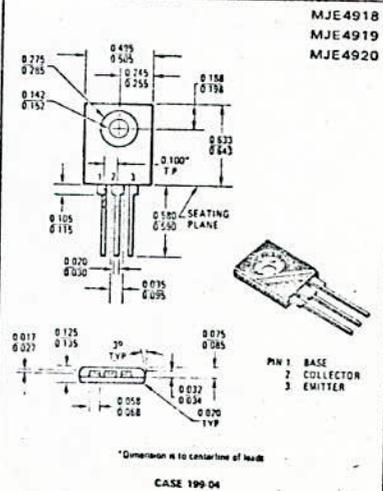
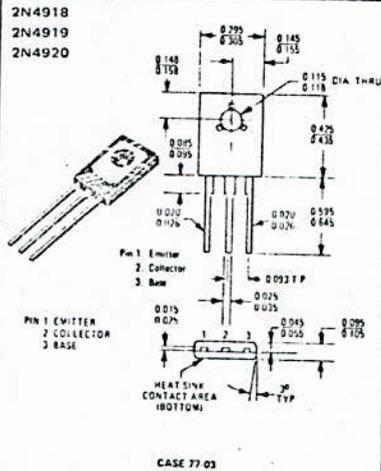
(1) The 1.0 Amp maximum  $I_C$  value is based upon JEDEC current gain requirements. The 3.0 Amp maximum value is based upon actual current-handling capability of the device (See Figure 5).

(2) Recommend use of thermal compound for lowest thermal resistance.



## 3 AMPERE GENERAL-PURPOSE POWER TRANSISTORS

40-80 VOLTS  
30 and 40 WATTS



# 2N4921 thru 2N4923 (SILICON) MJE4921 thru MJE4923

## MEDIUM-POWER PLASTIC NPN SILICON TRANSISTORS

... designed for driver circuits, switching, and amplifier applications. These high-performance plastic devices feature:

- Low Saturation Voltage -  $V_{CE(sat)} = 0.6 \text{ Vdc (Max)} @ I_C = 1.0 \text{ Amp}$
- Excellent Power Dissipation Due to Thermopad Construction -  $P_D = 30 \text{ and } 40 \text{ W @ } T_C = 25^\circ\text{C}$
- Excellent Safe Operating Area
- Gain Specified to  $I_C = 1.0 \text{ Amp}$
- Complement to PNP 2N4918, 2N4919, 2N4920 and MJE4918, MJE4919, MJE4920
- Choice of Packages - 2N4921 thru 2N4923, 30 Watts - Case 77  
MJE4921 thru MJE4923, 40 Watts - Case 199

### \*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N4921 MJE4921	2N4922 MJE4922	2N4923 MJE4923	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE0}$	40	60	80	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	40	60	80	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	5.0			Vdc
Collector Current - Continuous (1)	$I_C$	1.0			Adc
		3.0			Adc
Base Current - Continuous	$I_B$	1.0			Adc
		3.0			Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	30		40	Watts
		0.24		0.32	W/ $^\circ\text{C}$
Operating & Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +150			$^\circ\text{C}$

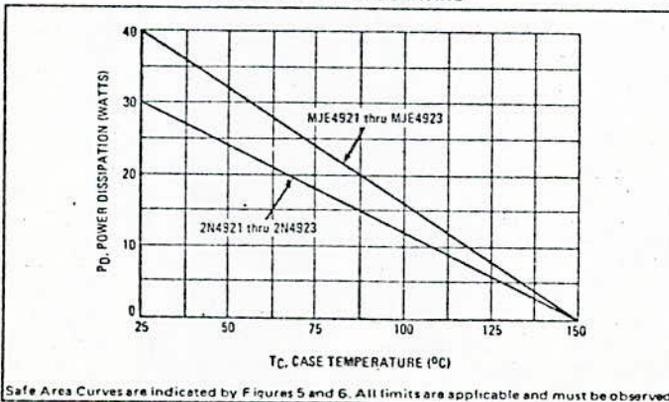
### THERMAL CHARACTERISTICS (2)

Characteristic	Symbol	2N4921/4923	MJE4921/4923	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$\theta_{JC}$	4.16	3.125	$^\circ\text{C/W}$

(1) The 1.0 Amp maximum  $I_C$  value is based upon JEDEC current gain requirements. The 3.0 Amp maximum value is based upon actual current handling capability of the device (see Figures 5 and 6).

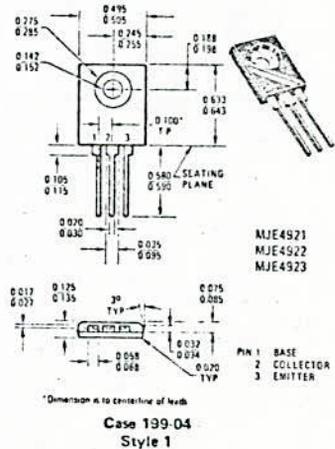
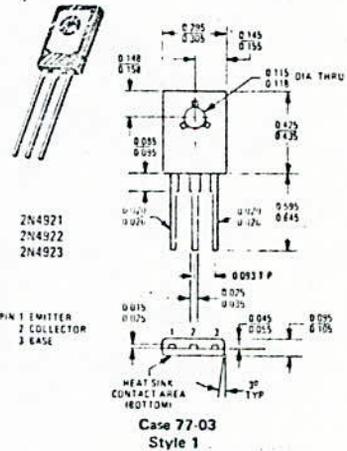
(2) Recommend use of thermal compound for lowest thermal resistance.  
\*Indicates JEDEC Registered Data for 2N4921 Series.

FIGURE 1 - POWER DERATING



## 3 AMPERE GENERAL PURPOSE POWER TRANSISTORS

40-80 VOLTS  
30 and 40 WATTS



## B I B L I O G R A P H I E

- Le microprocesseur 6809. C. DARDANNE ( EYROLLES)
- MICROprocesseur du 6800 au 6809 G. REVELLIN ( DUNOD)
- Ultra-sons de haute intensité B.BROWN J.E GOODMAN
- Les transducteurs electroet mécano-acoustique R. IEHMANN
- Sound and ultra-sound waves v.A KRASILNIKOV
- Pratique de l'électronique M.AUMIAUX TOME II
- Techniques de l'ingénieur E150
- Circuits intégrés et techniques numériques R. DELSOI

### Revue

- Micro-systèmes MAI et JUIN 1983 , MARS 1984
- Haut parleur de Septembre 82 à Fevrier 83
- Initiation à la micro-informatique de SEPTEMBRE 82 à Fevrier 83