

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

وزارة التعليم والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHÈQUE

2/85

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

**THEME**

**DERATISATION**

**ELECTRONIQUE**

Proposé et dirigé par :

**P. SINTES**

Etudié par:

**AMMARI Merzoug**

**GAHAM Slimane**

Promotion Juin 1985

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi - EL-HARRACH - ALGER

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

»O«

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE**

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

**THEME**

**DERATISATION  
ELECTRONIQUE**

Proposé et dirigé par :

**P. SINTES**

Etudié par:

**AMMARI Merzoug**

**GAHAM Slimane**

Promotion Juin 1985

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi - EL-HARRACH - ALGER

# DEDICACES

A mon père, A ma mère  
A mes frères et sœurs  
A tous mes professeurs  
A tous ceux que j'aime

Slimane

A mes parents  
A ma sœur  
A mes frères  
A toute ma famille.  
Et à tous mes amis.

Merzoug.

# REMERCIEMENTS

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur M<sup>r</sup> Philippe SINTES pour tous les bons conseils qu'il a su nous donner tout au long de notre projet ainsi que pour la bonne compréhension dont il a fait preuve.

Nous remercions tout le personnel du département électronique pour son aide pour la réalisation de ce projet.

Nous remercions également le président du jury M<sup>r</sup> : PUVADA et ses membres M<sup>rs</sup> : ZERGUI et P. SINTES.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de notre projet, trouvent ici notre profonde gratitude exprimée.

# SOMMAIRE.

## INTRODUCTION.

### CHAPITRE . 1. LES ULTRASONS .

1. 1. Définition.
1. 2. Abondance des U.S dans la nature.
1. 3. Propriétés essentielles des U.S.
1. 4. Les transducteurs ultrasoniques.
1. 5. Postes de travail où la présence d'U.S.  
est enregistrée.
1. 6. Application des U.S.
1. 7. Les effets biologiques des U.S.
1. 8. Résultats des épreuves de laboratoire  
sur les animaux.

### CHAPITRE . 2. ETUDE D'UN G.S.B.P.A.

2. 1. Définition d'une S.B.P.A.
2. 2. Génération d'une S.B.P.A.
2. 3. S.B.P.A de longueur maximale.
2. 4. Propriétés des S.B.P.A.
2. 5. Représentation des S.B.P.A par des polynômes.
2. 6. Utilisation

## CHAPITRE. 3. REALISATION.

- 3.1. Description.
- 3.2. Principe de fonctionnement.
- 3.3. Le générateur de dent de Scie.
- 3.4. Le G.S.B.P.A.
- 3.5. Le V.C.O.
- 3.6. L'Ampli de puissance.
- 3.7. L'Alimentation.

CONCLUSION.

Bibliographie.

ANNEXE .

# INTRODUCTION

Suite à la Campagne de dératization que mène notre pays chaque année, et aux moyens classiques utilisés jusqu'à nos jours (aliments empoisonnés, etc...) ainsi qu'à l'inefficacité de ces moyens et le manque d'hygiène; nous sommes lancés à l'étude et à la réalisation d'un appareil permettant de chasser les rongeurs par un moyen purement électronique.

Ce moyen réside dans la génération d'un signal ultrasonore d'intensité suffisante pouvant déranger les rongeurs et par conséquent les faire fuir.

- La zone de sensibilité des rongeurs : (18 - 40) KHz.  
La sensibilité des sujets n'étant pas la même à une fréquence déterminée; il convient d'émettre diverses fréquences couvrant le champ d'application
- La perte de sensibilité due à l'accoutumance est combattue par le temps d'émission brutal des ultrasons.
- Le balayage de fréquence peut être croissant ou décroissant.

- La durée d'émission peut - être variable entre - coupée ou non de silence de durée également variable.

Notre étude comporte trois chapitres :

- Le premier nous décrit les propriétés des ultrasons et leurs effets .
- Le second se rapporte à l'étude d'un G.S.B.P.A.
- Le troisième est consacré à la réalisation de notre appareil et la description de chaque bloc, ainsi que les schémas des différents circuits, qui le constitue.



# CHAPITRE 1.

## LES ULTRASONS

### 1.1. Définition :

En étudiant l'étendue du spectre sonore, nous constatons que l'oreille n'entend pas les sons de fréquence inférieure à 16 hz.

Ces sons appartenant à la partie infrasonore sont appelés infrasons.

Bien qu'on ne les entende pas, on est capable de les percevoir comme stimulus tactile distincts par les proprio-recepteurs profonds placés dans les muscles et les articulations.

Les sons situés à l'autre extrémité du spectre sonore, de fréquence supérieure à 20 khz, sont également inaudibles : Ce sont des ultrasons.

La fréquence de ces derniers peut-être de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de milliers de hertz.

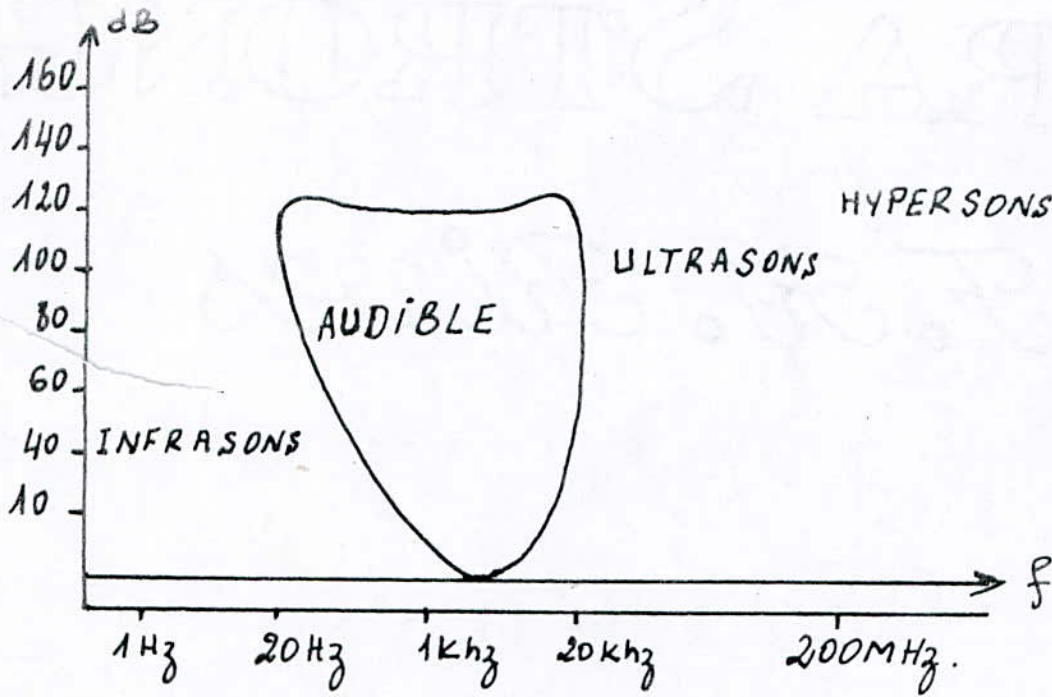


Fig. 1.1 Les domaines de l'acoustique physique.

Une répartition simple classifie les domaines d'acoustique physique en :

- infrasons : de 0,2 Hz à 20 Hz.
- Sons audibles: de 16 Hz à 20 kHz.
- ultrasons : de 20 kHz à 200 MHz.
- hypersons : dès 200 MHz.

## 1.2. Abondance des ultrasons dans la nature:

La présence des ultrasons est fréquente dans la vie quotidienne.

Ainsi, la personne qui met brusquement en mouvement un trousseau de clés produit un ensemble

de sons contenant ainsi des fréquences ultrasonores.

La sonnerie du téléphone est aussi composée d'ultrasons de fréquences situées entre 18 KHz et 50 KHz.

### 1.3. Propriétés essentielles des U.S.:

Les propriétés des ondes acoustiques et électromagnétiques sont très variées: aussi sont-ils rares, les problèmes de sondage ou de communication qui ne peuvent être résolus par l'emploi de l'une ou l'autre de ces deux grandes classes de vibrations.

Les ultrasons ont en commun avec les ondes ultra-hautes fréquences et lumineuses, la propriété de se propager en faisceaux rectilignes avec peu de diffraction.

Ils ont en plus, la propriété de se propager à l'intérieur des matériaux conducteurs, bien plus facilement que les rayons X.

En matière de propagation sous-marine, ils ont un monopole que seules les ondes hertziennes kilométriques viennent parfois concurrencer.

En matière de sondage des masses solides métalliques

ou non, ils sont d'une sensibilité inégalable.

Bien qu'ils ne soient qu'au début de leur développement technique, les ultrasons laissent entrevoir un essor auquel seul le développement récent des ondes hertziennes VHF semble comparable.

### 1.3.1. Propagation dans les gaz:

Dans ces milieux, les ultrasons se propagent sous forme d'ondes de pression, c'est à dire d'ondes radiales.

La vitesse  $v$  de propagation est fonction uniquement des propriétés du milieu.

### 1.3.2. Reflexion et refraction:

#### a - incidence oblique:

Nous supposons les milieux séparés par une surface plane.

L'onde incidente est plane et arrive sous une incidence oblique.

Lorsqu'il s'agit de milieux liquides ou gazeux, les lois de réflexion et de réfraction sont simples, si l'on fait abstraction de l'onde de surface qui peut parfois produire des vagues perturbatrices à la

surface du liquide, les lois de DESCARTES sont applicables :

$$(\sin \theta_1) / v_1 = (\sin \theta_2) / v_2 .$$

$\theta_1$  et  $\theta_2$  étant les angles d'incidence et de refraction,  $v_1$  et  $v_2$  les vitesses d'ondes longitudinales dans les deux milieux.

Lorsqu'un des deux milieux ou les deux sont solides, les phénomènes se compliquent et il peut y avoir non seulement biréfringence, mais aussi bireflexion.

### b. Incidence normale :

C'est seulement en incidence normale que les phénomènes se simplifient et que les modes de propagation se conservent :

Une onde longitudinale tombant normalement sur un solide ne donne qu'une onde réfractée longitudinale.

Il en est de même pour une onde transverse, dans le cas où les milieux sont deux solides ne pouvant glisser l'un par rapport à l'autre le long de leur plan de séparation, un bon encastrement est alors exigé.

### 1.3.3. Fréquence et énergie transportée :

#### a. directivité :

Dans les deux paragraphes précédents, nous avons parlé des lois de propagation des ondes acoustiques planes.

Ces lois sont générales, car on peut toujours décomposer une onde de forme quelconque en une somme d'ondes planes.

Mais suivant la fréquence, on obtiendra des ondes planes avec plus ou moins de facilité.

Avec les ondes sonores, les phénomènes de diffraction sont de règle.

Au fur et à mesure que la fréquence s'accroît, les diagrammes de rayonnement deviennent plus directifs et les ondes planes plus aisées à obtenir.

A titre indicatif : une plaque de diamètre  $D$ , rayonnant des ultrasons normalement à son plan, fournira un faisceau d'ouverture :

$$\alpha \text{ (radians)} \simeq 2\lambda/D.$$

$\lambda$  étant la longueur d'onde de la vibration considérée.

On sait d'autre part que la fréquence des ultrasons va de 20 kHz à 200 MHz, ce qui correspond à des longueurs d'ondes allant de

quelques décimètres à quelques microns.

Avec  $D$  de l'ordre du centimètre, on voit qu'on obtient facilement une directivité aussi bonne qu'avec la lumière visible.

## b. Performances mécaniques :

La bonne directivité n'est pas la seule qualité des ultrasons.

Avec des fréquences croissantes, des énergies considérables sont mises en jeu, qui expliquent la plus part des effets physiques, chimiques et biologiques des ultrasons.

Des calculs simples, vont nous en convaincre.

L'amplitude instantanée de la vibration est :

$$x = A \sin \omega t \quad \text{avec } \omega = 2\pi f.$$

où  $f$  est la fréquence et  $A$  l'amplitude maximum

On aura :  $(dx/dt)_{\max} = A\omega.$

$$(d^2x/dt^2)_{\max} = A\omega^2.$$

$$J_{\text{erg/cm}^2} = \frac{1}{2} m \left( \frac{d^2x}{dt^2} \right)_{\max} = \frac{1}{2} \rho v \omega A^2.$$

où  $m = \rho v$  est la masse (en g) ébranlée par un faisceau d'ultrasons de  $1 \text{ cm}^2$  de section en 1 seconde.

$\rho$  : masse spécifique en  $\text{g/cm}^3$ .

$v$  : vitesse de propagation en  $\text{cm/s}$ .

$J$  : intensité acoustique, c'est à dire la puissance acoustique rayonnée par  $\text{cm}^2$ .

Si  $J$  est donné, on en déduit aisément  $A$ , puisque  $\rho$  et  $v$  sont donnés par un matériau déterminé.

$$A = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2J}{\rho v}}$$

### 1.3.4. Amortissement des ultrasons :

La propagation des ultrasons est toujours accompagnée d'une perte d'énergie dû à plusieurs paramètres : viscosité, conduction thermique, etc....

Cette absorption est caractérisée par la formule :

$$I = I_0 e^{-2\alpha x}$$

$I_0$  = intensité en  $x = 0$

$\alpha$  = Coefficient d'atténuation en  $\text{dB/cm}$ .

En réalité l'absorption n'est pas le seul facteur d'atténuation ; il y'en a d'autres dûes



au phénomène de diffusion et à la convergence du faisceau.

On peut écrire que  $\alpha = \alpha_a + \alpha_{\text{div}} + \alpha_{\text{diff}}$ .

$\alpha_{\text{div}}$  provient de la déviation d'une partie de l'énergie due au fait que le milieu traversé n'est pas homogène, elle est faible aux fréquences élevées, exemple à 2 MHz,  $\alpha_{\text{div}} \approx 10^{-2}$  dB/cm.

#### 1.4. les transducteurs ultrasoniques :

Plusieurs procédés peuvent être employés pour émettre et recevoir des ultrasons, procédés le plus souvent dérivés de ceux utilisés dans le spectre audible.

Certains tweeters permettent de dépasser très largement les 20 kHz et sont donc capables de travailler en U.S.

Les transducteurs à magnétostriktion utilisent les variations de volume de pièces magnétiques soumises à un champ oscillatoire pour mettre le milieu ambiant en oscillation.

Les transducteurs piézoélectriques sont cependant les plus répandus parce que peu coûteux, faciles à mettre en œuvre, et existant dans

une large gamme de modèles.

Ils sont formés d'un cristal piezo-céramique incorporé dans un boîtier conçu de façon à procurer à l'ensemble les caractéristiques voulues de directivité, d'étanchéité et de robustesse mécanique.

Des cristaux sont également disponibles séparément pour toute application spéciale. Electriciquement, ces composants présentent une composante essentiellement capacitive.

On donne également souvent dans les caractéristiques techniques l'impédance présentée par le transducteur à la fréquence de résonance.

Le respect exact de cette fréquence de résonance est important lors de l'étude et la mise en œuvre d'un équipement émetteur ou récepteur d'ultrasons.

Ce n'est qu'à cette condition que pourront être obtenues la puissance d'émission et la sensibilité de réception voulues.

## 1.5. Postes de travail où la présence d'ultrasons est enregistrée:

de nombreuses personnes sont quotidiennement exposées à l'action des ultrasons.

La présence de ces derniers dans certaines branches de l'industrie est plus fréquente qu'on ne le pensait durant ces dernières années.

C'est surtout le cas dans l'aéronautique (lors du fonctionnement de moteur à réaction) et les chantiers navales (pendant l'assemblage à l'aide des pistolets pneumatiques, etc ...).

Mais, il est possible d'enregistrer la présence d'ultrasons dans l'industrie textile (lors de la rotation rapide des fuseaux).

Dans l'aviation, on enregistre également le phénomène dans les avions à piston, bien que dans une moindre mesure. Dans ce cas la partie dominante du spectre se situe à une fréquence de 24 KHz, alors que l'intensité totale des ultrasons est de 90 db.

Dans les avions à réaction, cette intensité est de 115 db, et les fréquences dominantes sont celles de 18 KHz, 23 KHz et 27 KHz.

Dans ce dernier cas, les sons supplémentaires de la partie audible du spectre sonore montrent une intensité bien plus élevée, pouvant dépasser 140 db.

## 1.6. Application des ultrasons :

L'application industrielle des ultrasons est fréquente et très diverse.

Il y a aujourd'hui de véritables petites usines qui s'occupent de ces travaux ou qui produisent des appareils à ultrasons destinés à la médecine et à la technique.

En outre l'application des ondes ultrasonores a pris, durant ces dernières années, un grand essor dans le domaine de la technique médicale, surtout dans le cadre de la physiothérapie.

On essaie également de les employer dans le traitement chirurgical de certaines maladies.

En raison de l'importance de leur emploi, la connaissance de leurs effets, ainsi que la détermination de leurs sources sont un impératif pour les ingénieurs et les médecins concernés par ces questions.

## 1.7. Les effets biologiques des U.S :

Les personnes occupées dans des postes de travail où elles sont exposées en permanence à l'action des ultrasons montrent souvent des troubles pouvant être définis comme des états de faiblesse

générale, de fatigue, de vertige, de manque de mémoire, etc....

Le mécanisme de la genèse de ces troubles est pour le moment difficile à expliquer.

Quand les ultrasons interagissent avec la matière, il y a toujours un transfert d'énergie. L'énergie absorbée produit des effets biologiques variables. Ces derniers peuvent être très dangereux : dénaturation des protéines, dommages musculaires, dommages nerveux, etc....

Les raisons de ces effets biologiques peuvent être cernés en production de la chaleur due à l'absorption de l'énergie ultrasonore par les tissus traversés.

Cet échauffement des tissus peut être bénéfique dans le traitement de certaines affections musculaires ou rhumatismales.

### 1.7.1. Effets physiologiques en fonction de la fréquence :

Il est intéressant d'examiner le tableau de la figure 1.2, d'après STEPHENS (1969), nous montre comment l'organisme réagit physiologiquement aux vibrations de diverses fréquences, avec des niveaux au delà de 120db pour des

durées d'expérience supérieures à 10 mn.

Effets physiologiques	fréquence en Hz						
	$10^1$	1	10	$10^2$	$10^3$	$10^4$	$10^5$
résonance de corps ou d'organes.			—	—			
troubles respiratoires ou de la parole.			—				
trouble de l'équilibre.					—	—	
troubles des mouvements.	—						
vision floue.				—	—		
baisse du rendement au travail.				—	—		

Fig 1.2. Troubles observés chez l'homme en fonction de la fréquence.

### 1.7.2. Effets des ultrasons sur l'ouïe :

La présence d'ultrasons dans le bruit industriel mixte sensibilise l'oreille interne et peut contribuer ainsi au développement plus rapide d'une lésion de l'ouïe.

### 1.7.3. Effets des ultrasons sur le sang et la tension artérielle :

D'après les études réalisées jusqu'ici, il semble que l'exposition aux ultrasons produit souvent une augmentation du nombre des éosinophiles dans le sang périphérique.

Ainsi, au cours de la première heure d'exposition, le nombre d'éosinophiles augmente de 30 à 50% de la valeur initiale.

Cette augmentation est passagère et ne se prolonge généralement qu'une heure après la fin de l'exposition, après quoi le nombre d'éosinophiles reprend ses valeurs normales.

Simultanément à cet effet, les ultrasons agissent aussi sur la tension artérielle (maximale et minimale) qui baisse en moyenne de 15 mm.

L'intensité minimale des ultrasons qui serait capable de provoquer ces troubles est de 95 dB.

Il est surtout intéressant de noter que les sujets atteints d'altérations importantes de l'oreille ne réagissent pas aux ultrasons par une augmentation du nombre d'éosinophiles et une baisse de tension artérielle.

Ce fait conduit à la conclusion que la transmission de ces ondes a lieu par les fibres nerveuses

fines et sensibles du nerf cochléaire, Capables de percevoir le stimulus des vibrations ultrasonores.

La propagation ultérieure des vibrations ultrasonores suit des voies nerveuses complexes, avec des réactions correspondantes des systèmes nerveux végétatif, endocrinien, etc .....

#### 1.7.4. Effet des U.S sur l'écorce cérébrale :

Des personnes exposées à l'action d'ultrasons de 95 dB d'intensité ont été soumises pendant l'épreuve à une encéphalographie. Un certain nombre d'entre elles (14%) présentaient des troubles assez manifestes de l'EEG se maintenant en moyenne pendant un quart d'heure après la fin de l'exposition. Dans ces cas, l'EEG exhibait des ondes pointues alternant avec des ondes rapides et isolées, tandis que les autres sujets ne montraient aucun changement de l'EEG.

#### 1.8. Résultats des épreuves de laboratoire sur les animaux :

Les expériences conduites sur les animaux avaient pour but de déterminer l'effet nocif des ultrasons de forte intensité.



La source d'ondes ultrasonores était dans ce cas une sirène puissante de 165 dB d'intensité (la puissance de cette source était environ mille fois plus élevée que celle des ultrasons émis par un moteur à réaction).

Les cobayes soumis à ces épreuves montraient depuis le début de l'expérience une excitation importante, ainsi qu'une perte d'équilibre.

Dans la phase suivante, le déséquilibre devenait si important que l'animal tombait. A ce moment-là, la baisse de tension artérielle était très prononcée, et dix minutes après le début de l'exposition, de fortes convulsions apparaissaient, suivies d'une hyperthermie ( $42-43^{\circ}\text{C}$ ), puis de la mort.

L'examen histologique effectué immédiatement présentait une congestion très intense des organes et de nombreux foyers d'hémorragie répandus dans les différentes parties du cerveau (écorce cérébrale, région subcorticale, cervelet).

Ces observations ont prouvé les effets destructifs des ondes ultrasonores sur les tissus des êtres vivants.

A l'avenir, ce fait intéressant devra être étudié avec une attention particulière, d'autant plus qu'il existe probablement un effet additionnel nuisible des sons, des ultrasons et des infrasons. De ce fait, la lésion de l'oreille et d'autres organes pourrait évoluer plus rapidement.

Nous tenons à souligner que l'étude de ce problème est actuelle et que toutes les expériences de laboratoire ont une importance scientifique et pratique considérable.

De même, le contrôle minutieux de l'état de santé des personnes exposés aux ultrasons et la mise en évidence de nouveaux postes de travail où les vibrations ultrasonores sont présentes ainsi que la mesure quotidienne de ces dernières, permettront une meilleure et plus vaste connaissance de ce problème.

## CHAPITRE 2 .

### ETUDE D'UN G.S.B.P.A.

#### 2.1. Définition d'une S.B.P.A : Séquence binaire pseudo-aléatoire.

Une Séquence étant une suite d'événements, si elle est pseudo-aléatoire, la suite des événements peut se déterminer parfaitement a priori, autrement dit elle est créée de façon déterministe, mais elle apparaît comme aléatoire à un observateur qui ignore la façon dont elle est fabriquée.

#### 2.2. Génération d'une S.B.P.A :

De façon analogique, on peut facilement engendrer une séquence binaire pseudo-aléatoire de niveau 0 ou 1. Il suffit de rétroalimenter un registre à décalage de  $N$  digits à travers une fonction booléenne (figure 2.1) qu'on choisit très généralement comme étant la disjonction (addition modulo 2). La période de l'horloge qui commande le décalage est  $T$ .

Soit un registre d'ordre  $N$  constitué de  $N$  bascules et possédant une contre-réaction définie par la fonction booléenne  $F(x_1, x_2, \dots, x_n)$ .

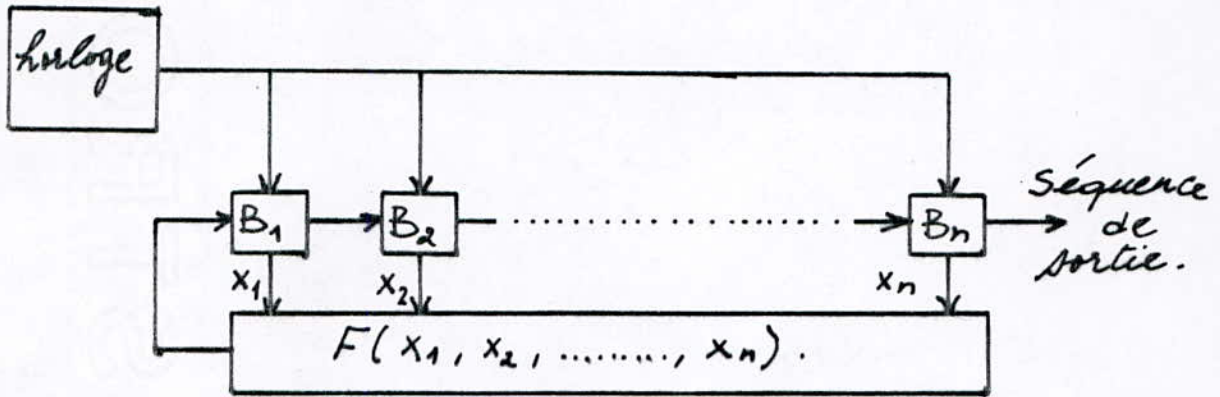


Fig. 2.1.

La fonction booléenne correspond à une disjonction de certains bits  $x_i$ .  
La séquence ainsi obtenue est périodique; la longueur maximale de la période est  $L = 2^N - 1$ , soit  $LT$  secondes.

En effet, le registre pourra prendre au maximum toutes les combinaisons possibles des  $N$  éléments (bascules) sauf la combinaison correspondante à  $x_i = 0$  pour  $i = 1, 2, 3, \dots, N$  qui donne une sortie constamment nulle.

Cette séquence ainsi générée de longueur  $2^N - 1$  est nommée S BPA de longueur maximale.

Pour que la séquence soit de longueur maximale, la fonction  $F(x_i)$  ne peut être quelconque: l'addition modulo. 2 doit porter sur certains bits particuliers.

Parmi tous les cas possibles, les plus intéressants sont ceux pour lesquels deux bits seulement sont égaux à "1", l'addition modulo. 2 se réduit alors à un "OU exclusif".

Donnons deux exemples, pour montrer l'effet du choix de la fonction  $F(x_i)$  sur la longueur de la séquence générée.

Exemple 1 :

Soit un registre à décalage constitué par 4 bascules représenté en figure 2.2.

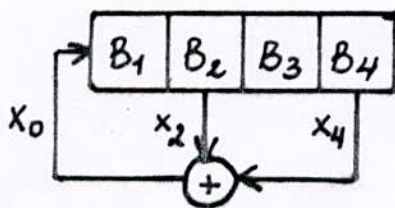


Fig. 2.2.

$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_0 = x_2 \oplus x_4$
1	1	1	1	0
0	1	1	1	0
0	0	1	1	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	0

$L = 6.$

On peut remarquer que la périodicité est  $L = 6$  périodes d'horloges seulement, alors que quatre bascules présentent 15 états différents.

Exemple 2 :

On constate pour le cas de la figure 2.3 que la périodicité est  $L = 15$  périodes d'horloge qui est celle de la longueur maximale (c'est à dire  $2^N - 1$ ).

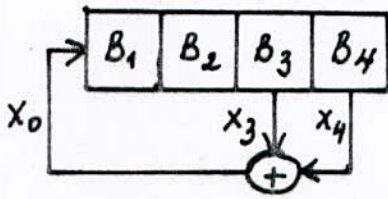


Fig. 2.3.

$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_0 = x_3 \oplus x_4$
1	1	1	1	0
0	1	1	1	0
0	0	1	1	0
0	0	0	1	1
1	0	0	0	0
0	1	0	0	0
0	0	1	0	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	0
0	1	1	0	1
1	0	1	1	0
0	1	0	1	1
1	0	1	0	1
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	0

$L = 15$ .

On voit donc, d'après ces deux exemples simples, que le choix des bits de la contre-réaction est important.

Par conséquent, il faut trouver une méthode qui puisse nous permettre de choisir une combinaison qui répond aux exigences voulues.

### 2.3. S.B.P.A de longueur maximale:

Considérons le polynôme caractéristique  $f(x)$  de degré  $n$ .

$$f(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_n x^n.$$

dans lequel les  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  ne peuvent prendre que les valeurs 0 ou 1.

Pour avoir une séquence de longueur maximale  $2^n - 1$ , il faut que  $f(x)$  soit irréductible. Un tel polynôme est dit irréductible s'il n'est divisible par aucun autre polynôme de ce type de degré supérieur à 0, c'est à dire que si  $f(x) = h(x)q(x) + r(x)$  et  $r(x) \neq 0$  alors  $f(x)$  est irréductible.

Considérons maintenant un registre à décalage de  $n$  étages, c'est une association de

bistables telle qu'à chaque impulsion d'horloge de commande, le bistable de rang  $k$  prend l'état du bistable de rang  $k-1$ , alors que son état devient celui du bistable de rang  $k+1$ ; Supposons ce registre à décalage contre-réactionné modulo 2, c'est à dire que l'on ajoute à l'entrée du registre le résultat de l'addition modulo 2 des sorties d'un certain nombre d'étages du registre.

Rappelons que l'addition modulo 2 est l'addition binaire sans retenue, c'est à dire :

$$0+0=0; \quad 1+0=1; \quad 0+1=1; \quad 1+1=0.$$

Si ces contre-réactions sont judicieusement choisies, on obtiendra ainsi la séquence de longueur maximale.

Le choix des points de contre-réaction est donné par les polynômes irréductibles de degré  $n$ . Ces polynômes sont donnés par le tableau 2.1 sous forme octale (numérotation à base 8).

Pour avoir les coefficients, il faut les transcoder en binaire, ce qui se fait très facilement en substituant à chaque chiffre du nombre octal, son équivalent en binaire.



Nombre d'étages du registre à décalage.	Polynôme octal.
2	*7
3	*13
4	*23
5	*45
6	*103
7	*211
8	435
9	*1021
10	*2011
11	*4005
12	10123
13	20033
14	42 103.
15	*100003
16	210013
17	*400011
18	*1000201
19	2000047
20	*4000011
21	*10000005
22	*20000003
23	*40000041
24	100000207

Tableau 2.1.

(\*) désigne des polynômes qui correspondent à 2 contre-réactions seulement, donc à un montage simple utilisant un simple demi-additionneur binaire.

Exemple :

Soit le nombre octal 42103, on a :

octal :	4	2	1	0	3
binair :	100	010	001	000	011

d'où le polynôme correspondant :

puissance de 2 :	{	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
		1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
polynôme :		↓ <sup>14</sup>				↓ <sup>10</sup>				↓ <sup>6</sup>					↓	↓
	:	$x^{14}$				$+x^{10}$				$+x^6$					$+x+1$	

d'où  $f(x) = x^{14} + x^{10} + x^6 + x + 1$ .

Ce qui signifie que les sorties à prendre en compte pour la contre-réaction modulo 2 seront les sorties 1, 6, 10 et 14.

## 2.4. Propriétés des SBPA :

Soit  $h(x)$  un polynôme primitif de degré  $n$  (la séquence générée correspondante a pour période  $2^n - 1$ ) et soit l'ensemble des séquences pseudo-aléatoires obtenues par  $h(x)$ .

Les SBPA ont  $2^n - 1$  segments différents :

$$a_i a_{i+1} \dots a_{i+2^n-2} \quad i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 2.$$

Nous donnerons ci-dessous les propriétés de ces séquences.

### 2.4.1. Décalage :

Si  $B = b_0 b_1 \dots b_{2^n-2}$  est n'importe quelle séquence appartenant à  $S_n$ , alors tout décalage cyclique de  $B = b_j b_{j+1} \dots b_{2^n-2} b_0 \dots b_{j-1}$  est aussi dans  $S_n$ .

### 2.4.2. Equiprobabilité des éléments binaires :

Une SBPA contient  $2^{n-1}$  de "1" et  $2^{n-1} - 1$  de "0". En effet toutes les combinaisons sont obtenues puisque la longueur est maximale, sauf la combinaison 0000...0 qui est évitée.

Autrement dit la probabilité des "1" et des "0" est égale environ à  $1/2$  pour  $n$  assez grand.

$$P(0) = P(1) = 1/2.$$

### 2.4.3. Addition :

La somme de deux séquences dans  $S_n$  est une autre séquence dans  $S_n$  (la somme s'effectue en modulo. 2 sans retenue).

### 2.4.4. Addition et décalage :

Si on réalise la disjonction d'une séquence avec la même séquence retardée, le résultat est à son tour une nouvelle version retardée de la même séquence :

On obtient ainsi en temps réel n'importe qu'elle réalisation retardée de la séquence choisie.

### 2.5. Représentation des S.B.P.A par des polynômes :

La SBPA dans une description concise par des polynômes.

On peut représenter toute séquence binaire  $a$  :

$a = a_0 a_1 a_2 \dots a_{k-1}$  de longueur  $k$  par le

polynôme  $a(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_{k-1} x^{k-1}$

par exemple la séquence  $a = 000100110101111$  est représentée par le polynôme :

$$a(x) = x^3 + x^6 + x^7 + x^9 + x^{11} + x^{12} + x^{13} + x^{14}.$$

Un décalage cyclique d'un rang à droite de  $a$  :  $a_{k-1} a_0 a_1 \dots a_{k-2}$  est représentée par :

$$a_{k-1} + a_0 x + a_1 x^2 + \dots + a_{k-2} x^{k-1}.$$

Si  $x^k = 1 = x^0$  alors :

$$x a(x) = a_0 x + a_1 x^2 + \dots + a_{k-2} x^{k-1} + a_{k-1} x^k.$$

$$x a(x) = a_{k-1} + a_0 x + a_1 x^2 + \dots + a_{k-2} x^{k-1}$$

D'où la multiplication par  $x$  correspond à un décalage cyclique d'un rang à droite.

## 2.6. Utilisation des S.B.P.A.:

Les séquences binaires pseudo-aléatoires sont utilisées dans plusieurs domaines tels : Codage des signaux, conversions analogique-numérique et numérique-analogique, Comptage, etc.... présentant les caractéristiques requises pour un signal test, la SBPA connaît une récente application dans l'identification des processus industriels.

# CHAPITRE 3.

## REALISATION

Conseils pratiques sur les circuits intégrés :  
veuillez consulter [5] et [6] .

### 3.1. Description:

Les différents blocs constituant notre appareil ( voir schéma synoptique fig.3.1) sont :

- L'oscillateur ultrason à fréquence variable (VCO).
- Le générateur de dent de scie linéaire.
- Le générateur de séquences binaires pseudo-aléatoires 1.
- Le générateur " " " " " " 2.
- L'Ampli de puissance.
- L'Alimentation.

### 3.2. Principe de fonctionnement:

L'oscillateur ultrason contrôlé par le générateur de dent de scie linéaire génère un signal carré dont la fréquence varie entre 15 KHz et 40 KHz.

Le signal carré modulé en fréquence est amplifié en puissance avant d'attaquer la charge (tweeter).

Les durées d'émission et de silence sont commandées par une séquence binaire pseudo-aléatoire obtenue par le produit de deux séquences binaires pseudo-aléatoires.

Ceci est réalisé en choisissant la période du premier GSBPA égale à la période d'horloge du deuxième.

Les figures 3.2 et 3.3 donnent les chronogrammes à la sortie de chaque bloc.

Le tableau de la figure 3.2 permet une vérification théorique de la séquence (b), de la même façon on peut vérifier la séquence (a).

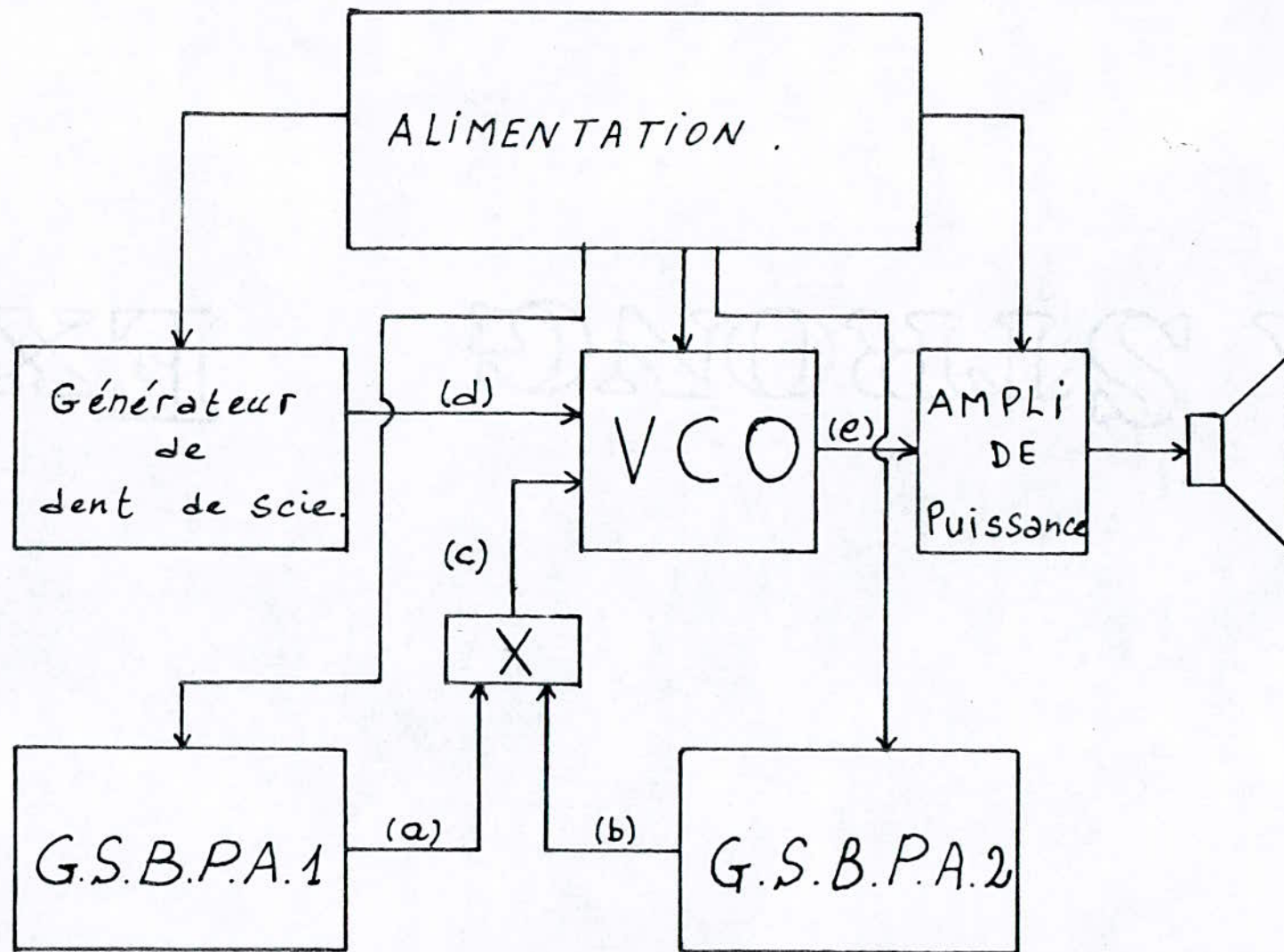
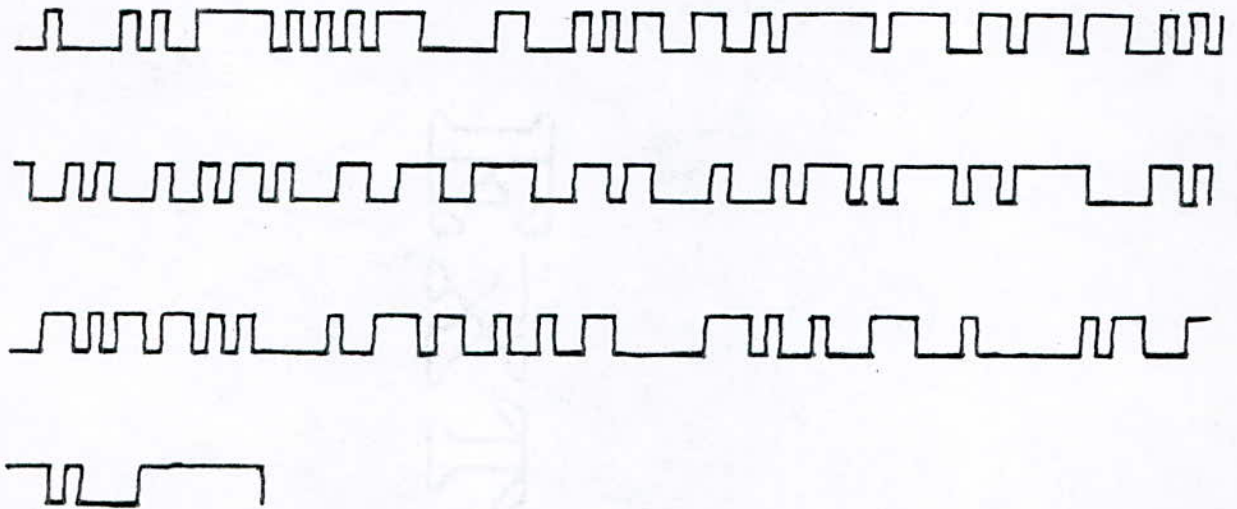


Fig. 3.1 SCHEMA SYNOPTIQUE.

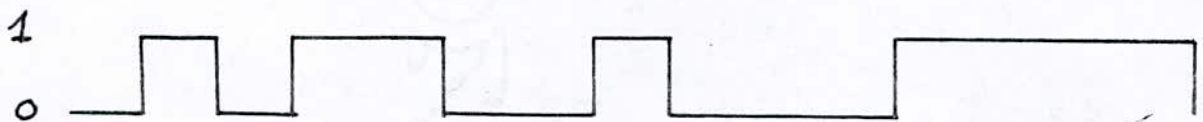


(a)



-----

H	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$Q_0$	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1
$Q_1$	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1
$Q_2$	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1
$Q_3$	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1
$Q_0 Q_1 Q_2 Q_3$	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0



(b)

Fig. 3.2.

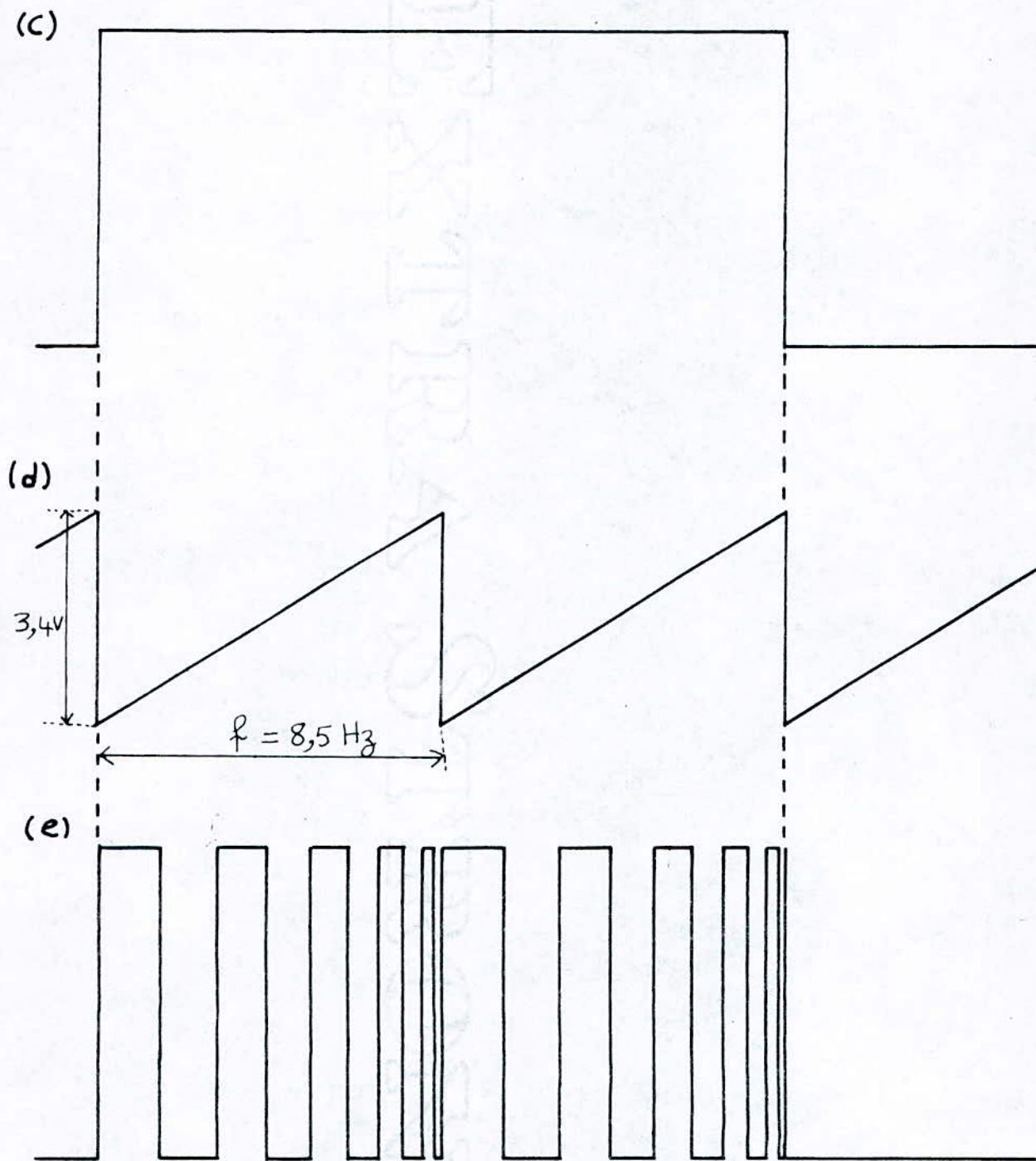


Fig. 3.3.

# Schéma électrique

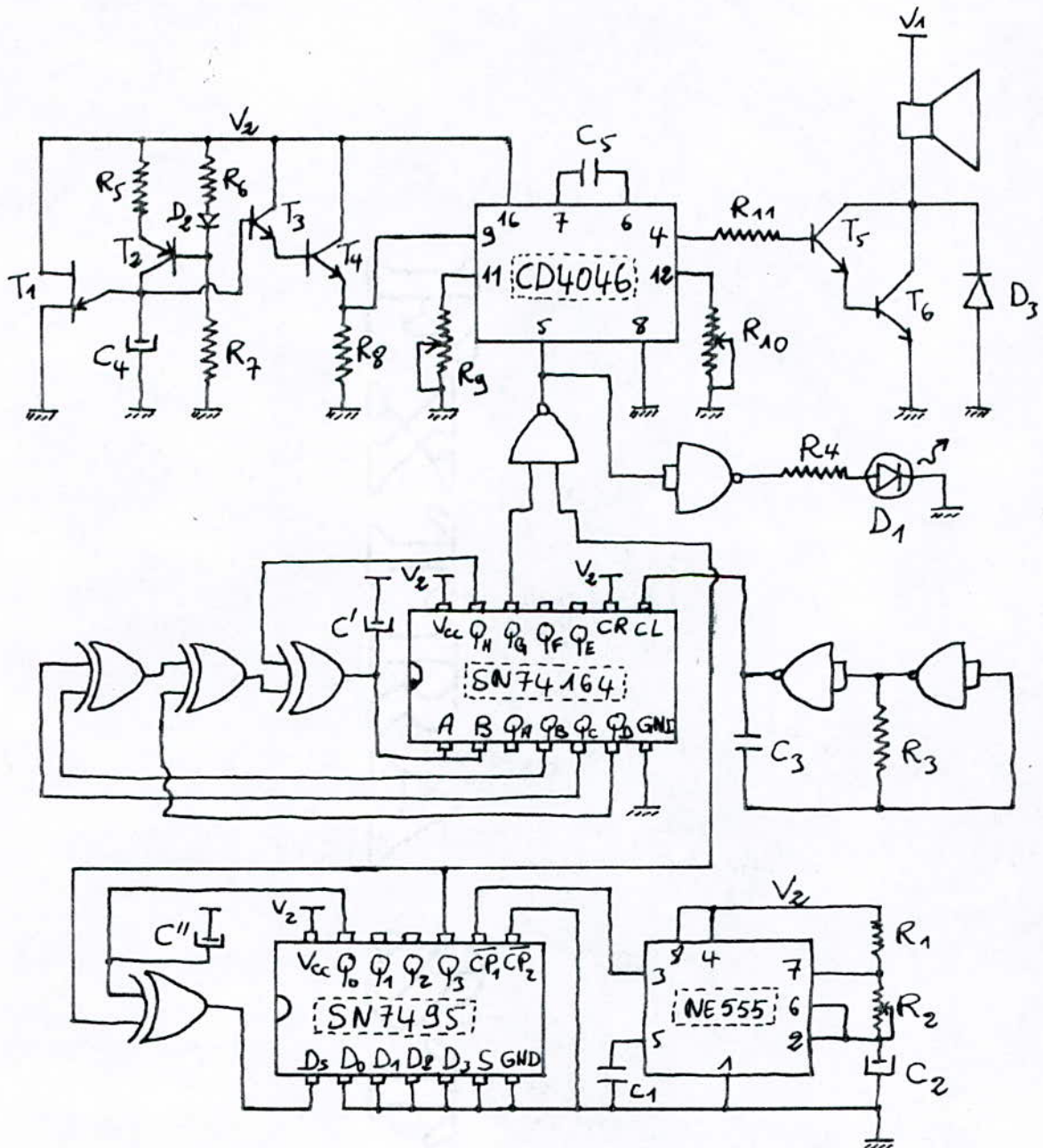


Fig. 3. 4.

L'Alimentation.

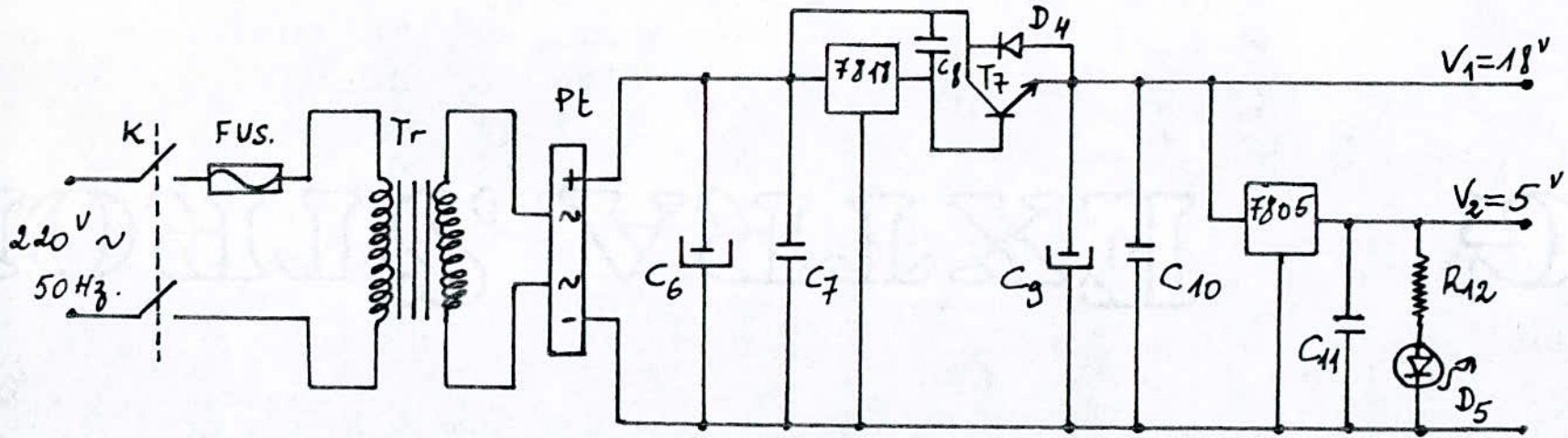


Fig. 3.5. Schema de l'alimentation.

### 3.3. Le générateur de dent de scie:

Les signaux en forme de rampe, de triangle et de dent de scie sont très utilisés en électronique et peuvent être engendrés de façon divers.

Le signal triangle est particulièrement utile pour vérifier la distorsion de passage à zéro du signal dans les amplificateurs audiofréquences.

Les rampes sont utilisées pour moduler en fréquence ou en amplitude les signaux audiofréquences afin d'obtenir des effets bien particuliers.

Les dents de scie trouvent leur application essentielle dans les bases de temps d'oscilloscopes ou de volubateurs.

#### Générateur de dent de scie à U.J.T :

Le transistor à unijonction (U.J.T) est un composant dont le fonctionnement est particulièrement bien adapté à l'obtention de signaux en dent de scie.

La fig. 3.6. donne un exemple de générateur à une seule gamme qui produit une dent de scie non linéaire.

La capacité  $C_1$  se charge exponentiellement sur l'alimentation positive via  $R_1 - R_2$  jusqu'à ce que le potentiel de charge de  $C_1$  atteigne la tension d'amorçage de l'U.J.T; Ce dernier décharge ensuite la capacité  $C_1$ , l'U.J.T se coupe et  $C_1$  se recharge, ce cycle se répète alors indéfiniment.

Le potentiel sur la capacité  $C_1$  est donc une fonction en dent de scie non linéaire du temps.

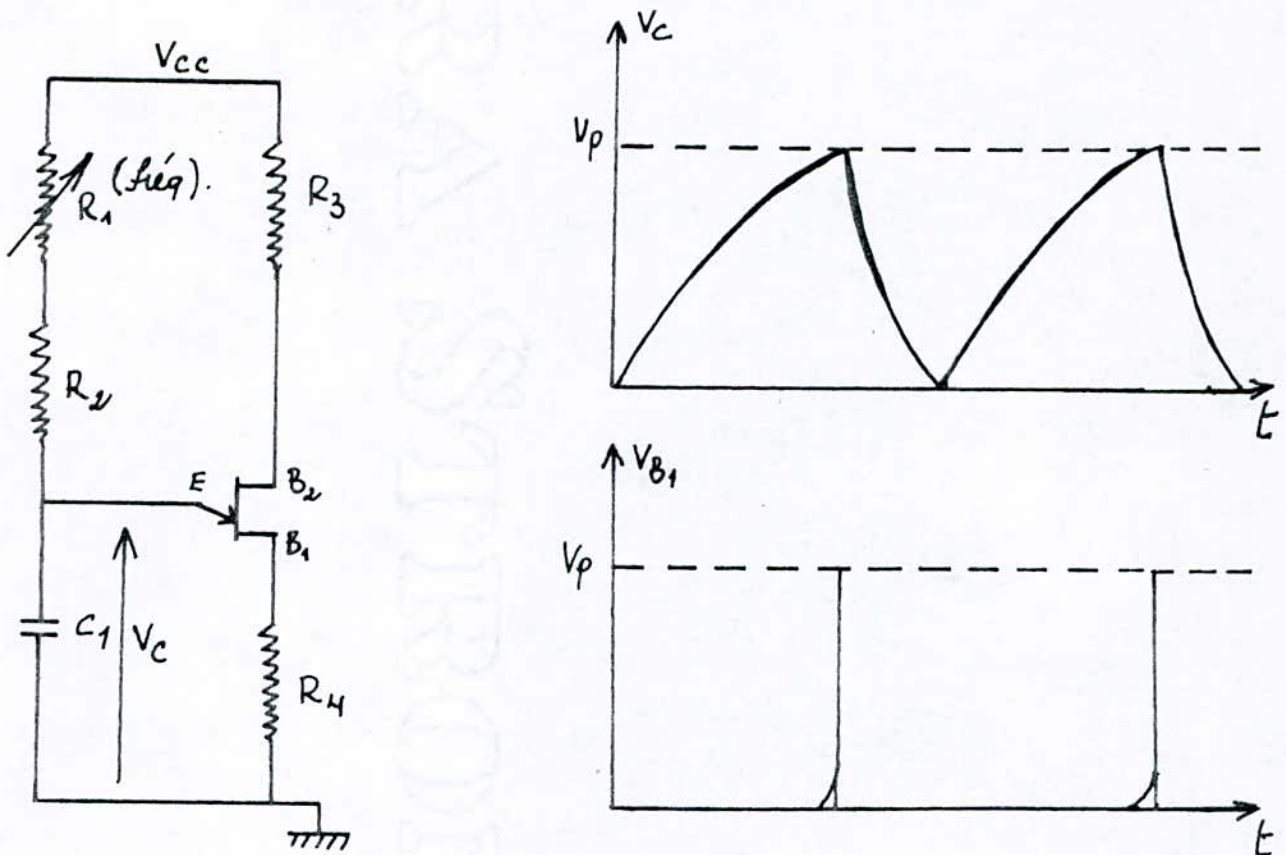


Fig. 3.6.

On peut obtenir une impulsion positive très brève en insérant une faible résistance ( $R_4$ ) entre  $B_1$  et la masse, on aurait de même une impulsion négative sur bornes d'une résistance ( $R_3$ ) placée entre  $B_2$  et  $V_{cc}$ .

La fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f = \frac{1}{(R_1 + R_2) C_1 \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)} \quad \text{où } 0,5 \leq \eta \leq 0,8.$$

La fréquence de fonctionnement peut être modifiée au moyen de  $R_1$ , alors que la gamme peut être modifiée en changeant la valeur de  $C_1$ ; une augmentation de cette valeur réduira la fréquence, et réciproquement.

Pour notre réalisation, on a utilisé une dent de scie linéaire, cette dernière peut être obtenue en chargeant la capacité  $C_1$  au moyen d'une source à courant constant fig. 3. F.

Le transistor  $T_2$  et ses résistances de polarisation ( $R_6$  et  $R_7$ ) forment une source de courant constant protégée en température par la diode  $D_2$ , le débit peut être ajusté de quelques dizaines à quelques centaines de  $\mu A$  au moyen de la résistance  $R_3$ .

Les deux transistors tampons  $T_3$  et  $T_4$  montés en cascade délimitent sur une résistance  $R_8$ .

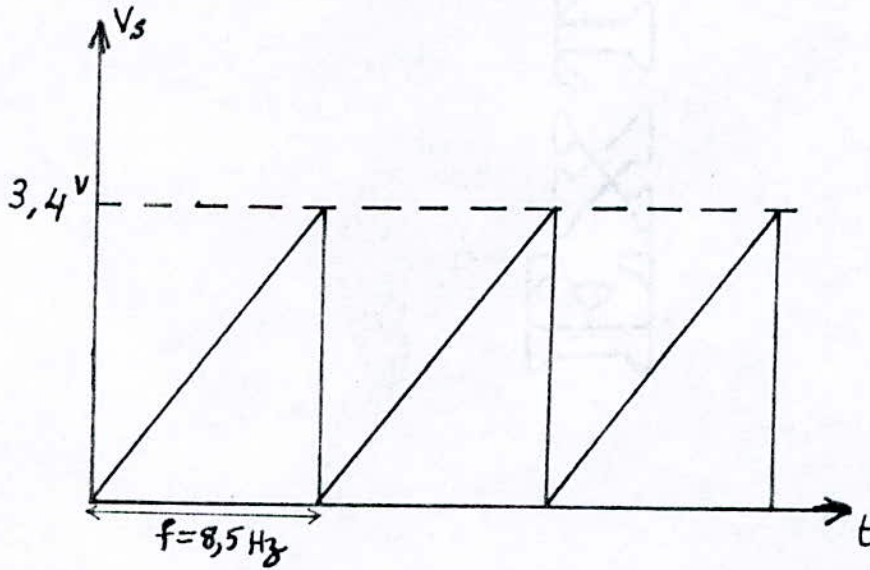
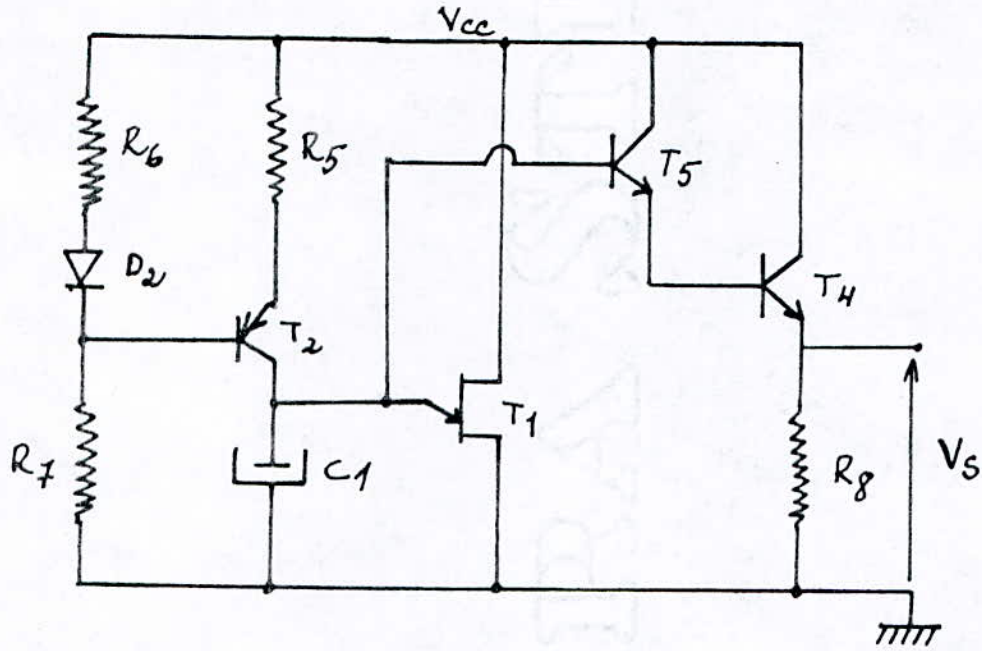


Fig. 3.7.



### 3.4. Le générateur pseudo-aléatoire :

La commande de la durée d'émission et de silence par une séquence binaire pseudo-aléatoire permet d'avoir un temps d'émission et d'arrêt brutal pour combattre la perte de sensibilité due à l'accoutumance.

La sensibilité est située au voisinage des fronts montants et descendants. Pour enrichir notre signal par des temps d'émission et d'arrêt brefs; il faut diminuer la durée d'émission et d'arrêt par conséquent augmenter la fréquence d'horloge.

Mais en l'augmentant trop, on risque d'avoir un signal qui semble être continu à cause du phénomène de l'intégration de l'oreille.

En analysant la séquence du premier générateur pseudo-aléatoire (construit autour d'un registre à décalage 8 bits) dont la longueur est maximale et vaut  $L = 2^8 - 1 = 255$  états, nous constatons qu'il n'est y a pas une grande différence de largeur des différentes impulsions constituant la séquence dont la période est de 255 fois la période d'horloge ( $T_1$ ) du premier générateur.

L'impulsion la plus large n'est que de 8 fois la période d'horloge ( $T_1$ ).

La durée de l'impulsion la plus large pour un registre de  $n$  bits est  $n$  fois la période d'horloge.

Ceci nous a conduit à réaliser un deuxième générateur pseudo-aléatoire (construit autour d'un registre à décalage 4 bits) dont la période d'horloge ( $T_2$ ) est choisit égale à 255 fois celle du premier ( $T_2 = 255 T_1$ ).

Son rôle est de stopper ou de déclencher l'appareil suivant la séquence de la fig. 3.2.(b). ce qui permettra d'effrayer les rongeurs. (P.35)

Remarque :

L'état "0" qui est un état stable est exclu en insérant les capacités  $C'$  et  $C''$  à l'entrée série des deux registres.

Lors de la mise sous tension les deux condensateurs se chargent mettant ainsi les deux registres à l'état "1". Il suffit pour cela qu'un seul bit des deux registres soit à l'état "1".

Une fois les deux condensateurs chargés, ils n'auront aucune influence sur les registres et ils ne se déchargent que lorsqu'on coupe l'alimentation.

### 3.4.1. Les horloges:

Dans notre réalisation, on a utilisé deux horloges (car on a utilisé deux générateurs pseudo-aléatoires secondaires pour avoir le générateur pseudo-aléatoire principal).

a - L'horloge ( $T_1$ ) utilisée pour le premier GSBPA :

Certains circuits intégrés permettent de réaliser d'excellents générateurs de signaux carrés. Les portes NAND et NOR sont à cet égard très économiques et efficaces.

Notre horloge, fig. 3.8. a été réalisée à base d'un circuit intégré le SN7400 fonctionnant en multivibrateur astable.

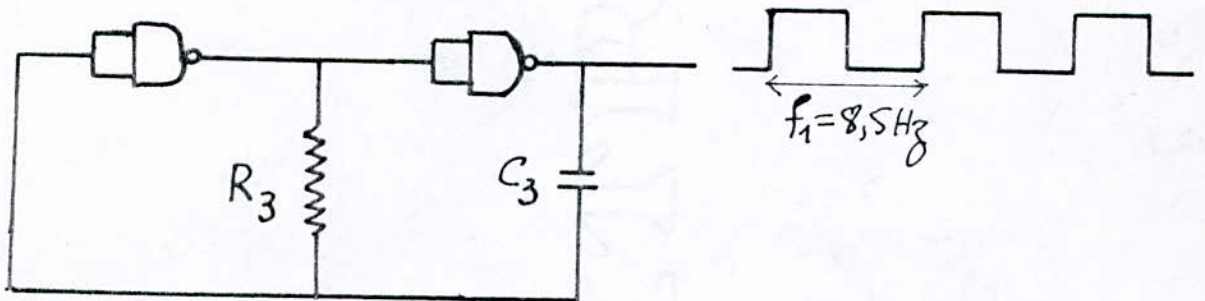


Fig. 3.8.

Il faut remarquer que ce circuit astable n'utilise que deux composants pour obtenir la constante de temps ( $R_3, C_3$ ).

Il fournit d'autre part deux signaux en opposition de phase.

La fréquence d'oscillation est donnée par :

$$f_1 = \frac{0,7}{R_3 C_3}$$

b - L'horloge ( $T_2$ ) utilisée pour le 2<sup>e</sup> G.S.B.P.A :

Cette horloge fig. 3.9. a été réalisée à base du C.I NE 555.

Le circuit intégré 555 est universellement connu pour ses qualités en tant que programmateur; il peut être utilisé comme générateur de signaux carrés.

Il s'alimente sous une tension continue de 4,5 V à 16 V.

Lorsqu'on l'utilise en multivibrateur astable, les temps de montée et de descente sont de l'ordre de 100 ns. Il délivre un signal carré d'excellente qualité jusqu'à des fréquences de 100 KHz.

La fréquence ainsi que le facteur de forme peuvent être aisément contrôlés au moyen de deux résistances et d'une capacité.

D'après le schéma de l'horloge, le circuit intégré NE555 charge le condensateur  $C_1$  à travers les résistances  $R_1$  et  $R_2$ .

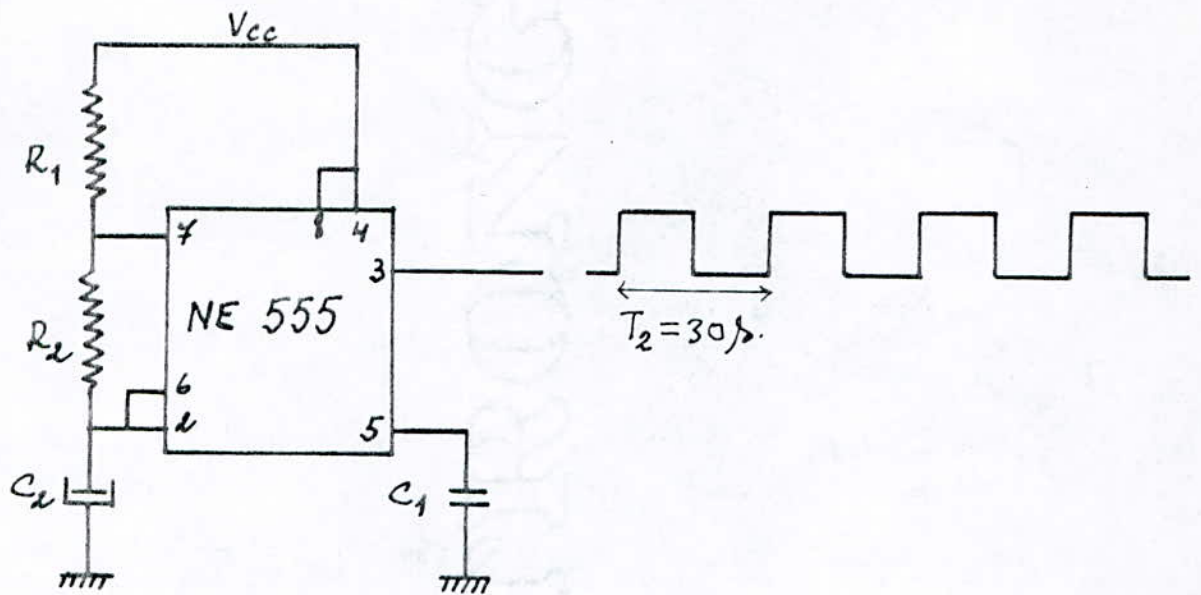


Fig. 3.9.

La tension prélevée aux bornes (2) et (6) est comparée au  $\frac{2}{3}$  de  $V_{cc}$  ; dès que cette tension dépasse ce seuil, la borne (7) passe à la masse, déchargeant ainsi le condensateur  $C_2$  à travers  $R_2$ .

Cette tension de charge et de décharge commande une bascule RS qui donne à la sortie (3) un signal rectangulaire.

La période  $T_2$  est donnée par la formule :

$$T_2 = 0,693 (R_1 + 2R_2) C_2.$$

A.N :  $R_1 = 100\text{K}\Omega$  ;  $R_2 = 2\text{M}\Omega$  ;  $C_2 = 10\mu\text{F} \Rightarrow T_2 = 30\mu\text{s}$ .

Les fréquences ont été choisies de manière à augmenter la sensibilité et à éviter le phénomène d'intégration de l'oreille comme nous l'avons expliqué précédemment.

### 3.5. Le VCO. (Oscillateur commandé par tension).

#### 3.5.1. Modulation de fréquence :

On peut moduler en fréquence n'importe quel signal, en faisant varier au rythme du signal modulant le ou les paramètres agissant sur la constante de temps.

Un oscillateur L-C peut-être facilement modulé en fréquence au moyen d'une diode varicap montée en parallèle et dont la tension de polarisation est commandée par le signal de modulation ; toute fois à cause de la faible capacité de la diode varicap, cet oscillateur ne peut fonctionner en basse fréquence.

Les circuits intégrés contenant un flip-flop et des comparateurs réalisent d'excellents oscillateurs contrôlés en tension.

Pour notre réalisation on a utilisé le circuit intégré CMOS le CD 4046 qui est à cet égard très efficace ; la capacité  $C_5$  fig. 3.10. permet de fixer la gamme de fréquence, les résistances  $R_9$  et  $R_{10}$  permettent respectivement de fixer les fréquences  $f_{min}$  et  $f_{max}$ .

### 3.5.2. Réglage de la bande de fréquence:

a - Gamme de fréquence:

La capacité  $C_5 = 100\text{pF}$  nous permet d'avoir la gamme de fréquence désirée.

Remarque: la condition d'oscillation impose  $C_5 < 10\text{nF}$ .

b - Fréquence minimale:

$$f_{\min} = \frac{1}{R_g (C_5 + 32\text{pF})} \quad \text{et } V_{\text{CO input}} = 0\text{V}.$$

pour  $f_{\min} = 18\text{kHz}$  et  $C_5 = 100\text{pF}$ , on aura:

$$R_g = 420\text{k}\Omega.$$

La vérification a été faite à l'aide d'un fréquencemètre et d'un ohmètre digital.

c - Fréquence maximale:

$$f_{\max} = \frac{k}{R_{10} (C_5 + 32\text{pF})} \quad \text{où } k \text{ dépend de la tension}$$

crête du  $V_{\text{CO input}}$ .

La méthode qui permet de fixer  $f_{\max} = 40\text{kHz}$  est la suivante.

On branche un potentiomètre de  $4,7\text{k}\Omega$  entre  $V_2$  et la masse, avec le point milieu relié à l'entrée  $V_{\text{CO input}}$ , on ajuste le potentiomètre d'une manière à avoir un

potentiel de  $3,4\text{V}$  entre la masse et le point milieu, qui n'est autre que la tension crête de la dent de scie.

Ensuite on ajuste  $R_{10}$  d'une manière à avoir une fréquence de  $40\text{KHz}$  sur le fréquencemètre, et on relève la valeur de  $R_{10}$  à l'aide d'un ohmètre digital, on trouve  $R_{10} = 1067\text{K}\Omega$ .

Une fois la valeur de  $R_{10}$  fixée, on fait une vérification : en ramenant le point milieu à la masse, la fréquence de  $10\text{KHz}$  s'affiche sur le fréquencemètre, puis on augmente le potentiel entre la masse et le point milieu jusqu'à avoir  $3,4\text{V}$ , la fréquence de  $40\text{KHz}$  s'affiche.

Le CD 4046 est actif quand l'entrée (5) est à l'état bas, c'est pourquoi nous avons inversé la séquence qui le commande après avoir fait le produit.

La LED verte ( $D_1$ ) visualise son fonctionnement.

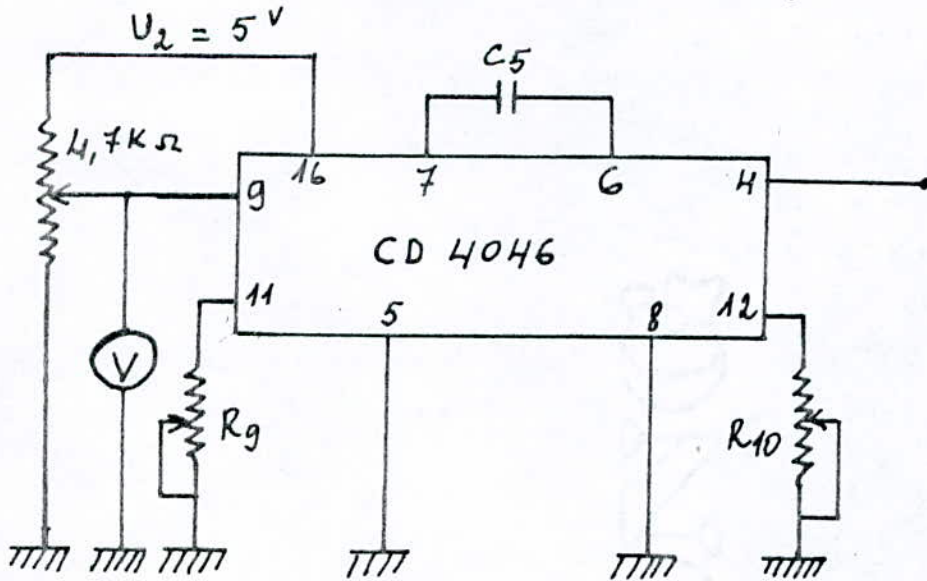


Fig. 3.10.



### 3.6. L'étage de puissance :

#### 3.6.1. Montage darlington :

Dans notre réalisation, on a utilisé comme étage de puissance le montage darlington fig 3.11.

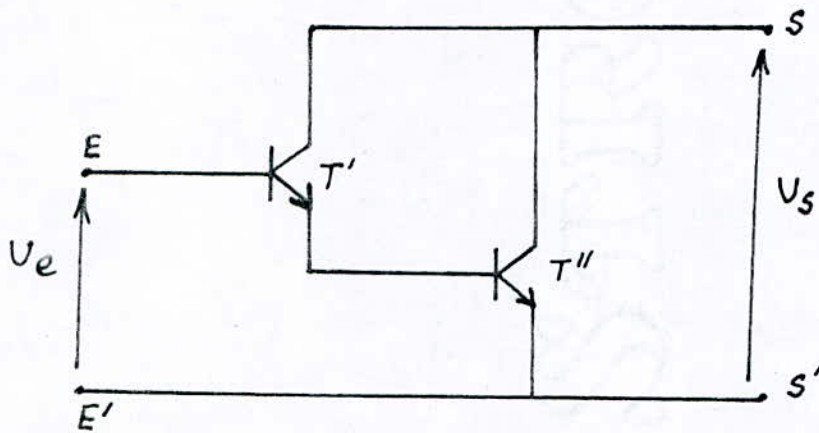


Fig. 3.11.

Paramètres hybrides du montage sont :

$$(T') : h'_{11} = r' ; h'_{12} = 0 ; h'_{21} = \beta' ; h'_{22} = \frac{1}{\rho'}$$

$$(T'') : h''_{11} = r'' ; h''_{12} = 0 ; h''_{21} = \beta'' ; h''_{22} = \frac{1}{\rho''}$$

$$\Rightarrow (T) : \begin{cases} h_{11} = r' + (\beta' + 1)r'' \\ h_{21} = \beta' + \beta''(\beta' + 1) \\ h_{12} = h_{22} = 0 \end{cases}$$

Ces valeurs sont bien les valeurs limites lorsqu'on fait tendre  $\rho'$  et  $\rho''$  vers l'infini.

Nous constatons que le montage Darlington permet d'augmenter l'impédance d'entrée ainsi que le gain en courant.

### 3.6.2. Transistor en commutation:

#### a. Fonctionnement bloqué:

Etant donné le montage de la fig. 3.12., le transistor est caractérisé par son réseau de sortie fig. 3.

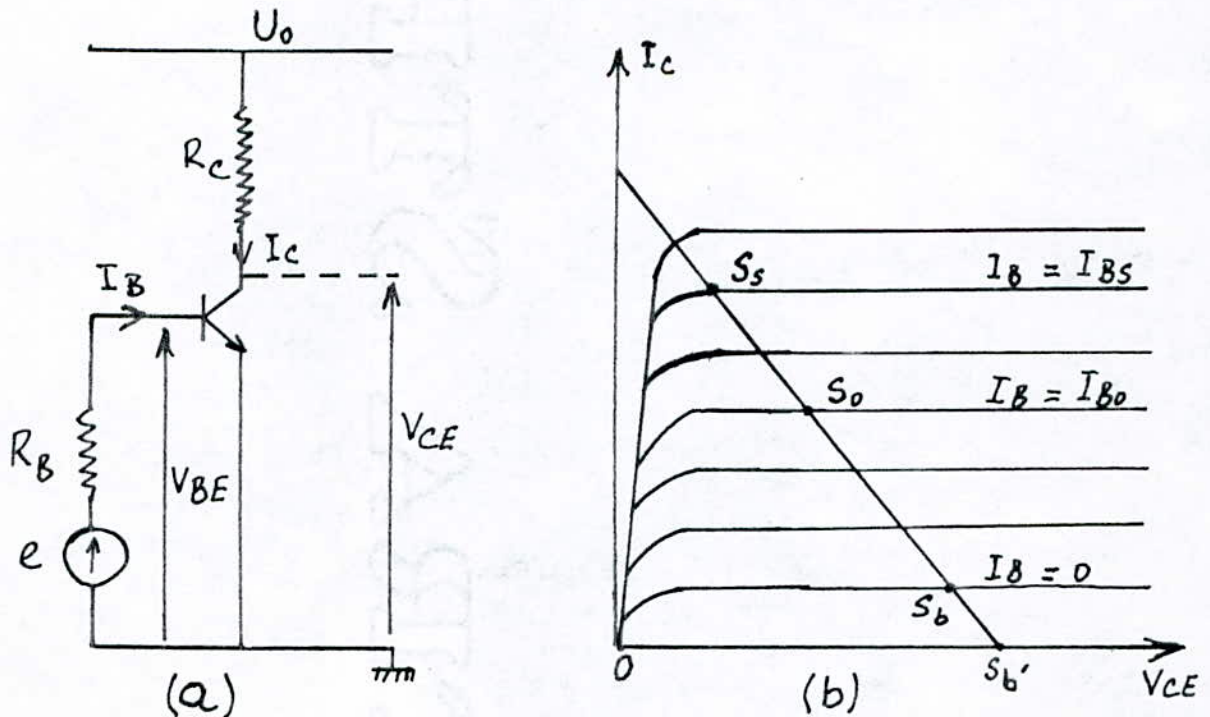


Fig. 3.12.

Le point de fonctionnement à la sortie appartient à la droite de charge d'équation :

$$V_{CE} = V_0 - R_c I_c$$

L'état bloqué est caractérisé par un point de fonctionnement appartenant au segment  $S_b S_b'$ .

Si l'on ouvre le circuit de base, il vient :

$$I_B = 0 \text{ et } I_c = I_{CE_0}.$$

Le point de fonctionnement est en  $S_b$ .

La puissance dissipée dans le transistor est alors :

$$P_{Tb} = V_{CE} I_c \approx V_0 \cdot I_{CE_0} \approx 0.$$

Pour diminuer cette puissance ( $P_{Tb}$ ), on choisit des transistors à très faible courant de fuite (transistor au silicium).

### b - Fonctionnement saturé :

Pour un courant de base  $I_B = I_{Bs}$ , le point de fonctionnement passe par  $S_s$ .

Le transistor est dit en fonctionnement saturé.

Si l'on désigne par  $I_{Bs}$  la valeur de  $I_B$  pour laquelle le point de fonctionnement vient en  $S_s$  d'ordonnée  $I_{csat}$ , l'état saturé est caractérisé par :

$$I_B \geq \frac{I_{csat}}{\beta_s} = I_{Bs}$$

Le rapport  $k_s = \frac{I_B}{I_{BS}}$  est appelé coefficient de sursaturation. Il varie généralement de 3 à 10.

On constate qu'en fonctionnement saturé, la tension  $V_{CE} \approx V_{CEsat} \approx 0$ , la puissance dissipée dans le transistor est alors :

$$P_{Ts} = V_{CE} \cdot I_C = V_{CEsat} \cdot I_{Csat} \approx 0.$$

Conclusion :

En régime de Commutation la puissance dissipée par le transistor est négligeable. Donc en modifiant la charge, on ne modifie pas le fonctionnement du transistor, et la puissance dissipée par le transistor sera toujours négligeable.

Le transistor de commutation qu'on a utilisé est un transistor du type TIP 35A ayant un courant de pic égal à 25A et sous une alimentation de 18V, la somme des charges mises en parallèle doit être supérieure ou égale à 0,7  $\Omega$ .  
Donc avec des tweeters de 8  $\Omega$ , on peut piloter facilement cinq (5) émetteurs.

### 3.7. L'alimentation :

Vers une utilisation universelle des régulateurs à tension veuillez consulter [11].

Retenons simplement que figurent, au rang de leurs avantages, les caractéristiques suivantes :

- limitation interne du courant de sortie.
- limitation interne de la température des jonctions.
- extrême simplicité d'emploi.

Cependant leur défaut réside dans la tolérance sur la tension de sortie qui atteint, généralement,  $\pm 5\%$  de la valeur nominale.

L'alimentation est réalisée avec deux régulateurs de tension fig. 3.5. (P.38), l'un donne  $5V$  pour alimenter le circuit, l'autre donne  $18V$  pour alimenter l'étage de puissance.

La diode  $D_3$  placée en parallèle avec le transistor balaste  $T_7$  permet de protéger ce dernier contre de fortes charges capacitives ou inductives.

De plus de la protection interne des régulateurs, nous avons ajouté un fusible à l'entrée du transformateur.

Remarque :

On peut utiliser une seule alimentation de  $15V$  en remplaçant les CI TTL par des CI CMOS.

## CONCLUSION.

Nous pouvons dire que nous avons fait l'étude et la réalisation d'un appareil complet répondant aux exigences du cahier de charge.

Un appareil apte à toute modification de fréquence et de puissance.

Il servira non seulement à la dénaturation mais également à l'étude des effets nocifs des ultrasons sur l'être vivant.

Des expériences ont été faites sur les rongeurs, les chats, les chiens et les insectes; l'appareil a démontré son efficacité. Toutefois nous espérons qu'une étude statistique au laboratoire (qui ressort de notre cadre de travail) permettra de déterminer la sensibilité des sujets en fonction de la fréquence.

## Composants utilisés dans la réalisation:

### Résistances :

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

$$R_2 = R_9 = R_{10} = A_j \text{ } 2,2 \text{ M}\Omega$$

$$R_3 = 330 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = R_6 = R_{12} = 330 \Omega$$

$$R_5 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 12 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{11} = 47 \text{ k}\Omega$$

### Capacités :

$$C_1 = C_8 = C_{10} = C_{11} = 10 \text{ nF}$$

$$C_2 = 10 \mu\text{F}$$

$$C_3 = 0,22 \mu\text{F}$$

$$C_4 = 4,7 \mu\text{F}$$

$$C_5 = 100 \text{ pF}$$

$$C_6 = 2000 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$$

$$C_7 = 100 \text{ nF}$$

$$C_9 = 470 \mu\text{F} / 25 \text{ V}$$

$$C' = C'' = 1 \mu\text{F}$$

### Diodes :

$D_1$  : Led verte

$D_2$  : diode au Si

$D_3 = D_4 = 1 \text{ N } 4004$

$D_5$  = Led rouge

Pt : 4 diodes redresseuses.

### Transistors :

$T_1$  (U.J.T) : 2N 2646.

$T_2 = T_3$  : BC 237.

$T_4$  : 2N 2222.

$T_5$  : 2N 1711

$T_6 = T_7$  : TIP 35.

### CIRCUITS INTEGRÉS :

1 : MC 14011.

1 : SN 7486

1 : NE 555

1 : SN 7495

1 : SN 74164

1 : CD 4046

1 : REG. 7818

1 : REG. 7805

### DIVERS :

- Transfo. 24 V.

- Fusible et son support.

- Interrupteur double.

- Tweeter piezo-electrique :

$8 \Omega - 100 \text{ W}$

B.P : 3 kHz  $\rightarrow$  40 kHz.

# Bibliographie.

- [1] Enc. technique de l'ingénieur.
- [2] Le bruit et ses effets nocifs : IVAN VALCIC.  
Masson . 1980.
- [3] Traitement du Signal : J. MAX.  
Masson . 1981.
- [4] Commande et régulation par Calculateur  
numérique : C. FOULARD . EYROLLES.
- [5] Circuits logiques intégrés : R. LYON-CAEN.  
Masson . 1982.
- [6] Logique binaire : M. AUMIAUX.  
Masson . 1982.
- [7] Electronique : S. COEURDacier.  
T.2. Amplification basses fréquences - Commutation  
DUNOD . Août 1983.
- [8] 110 études pratiques de générateurs de signaux :  
Raymond M. MARSTON - EYROLLES - 1980.
- [9] Electronique pratique : N° 60 - Mai 1983.
- [10] Radio - plans : N° 421 . DEC 1982.
- [11] Radio - plans : N° 432 . NOV 1983.
- [12] Radio - plans : N° 446 . JAN 1985.



ANNEXE

# MESUREUR D'ULTRA-SONS.

IC1: CA3130.

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>: BC109

D<sub>1</sub>: 1N4148

LED1: VERTE

LED2: ROUGE

1 Transducteur 40 kHz

G: Vu-Mètre 0-1 mA

BUZZER GV

Rot1: rotacteur Lorlin  
2 Voies / 6 positions

R<sub>1</sub> = 330 Ω

R<sub>2</sub> = 12 kΩ

R<sub>3</sub> = R<sub>12</sub> = 47 kΩ

R<sub>4</sub> = 22 kΩ

R<sub>5</sub> = R<sub>17</sub> = 100 Ω

R<sub>6</sub> = R<sub>7</sub> = 820 Ω

R<sub>8</sub> = 270 Ω

R<sub>9</sub> = 820 kΩ

R<sub>10</sub> = 1,5 kΩ

R<sub>11</sub> = 18 Ω

R<sub>13</sub> = 10 kΩ

R<sub>14</sub> = 470 Ω

R<sub>15</sub> = R<sub>16</sub> = 1 kΩ

A<sub>1</sub>: résistance ajustable  
47 kΩ

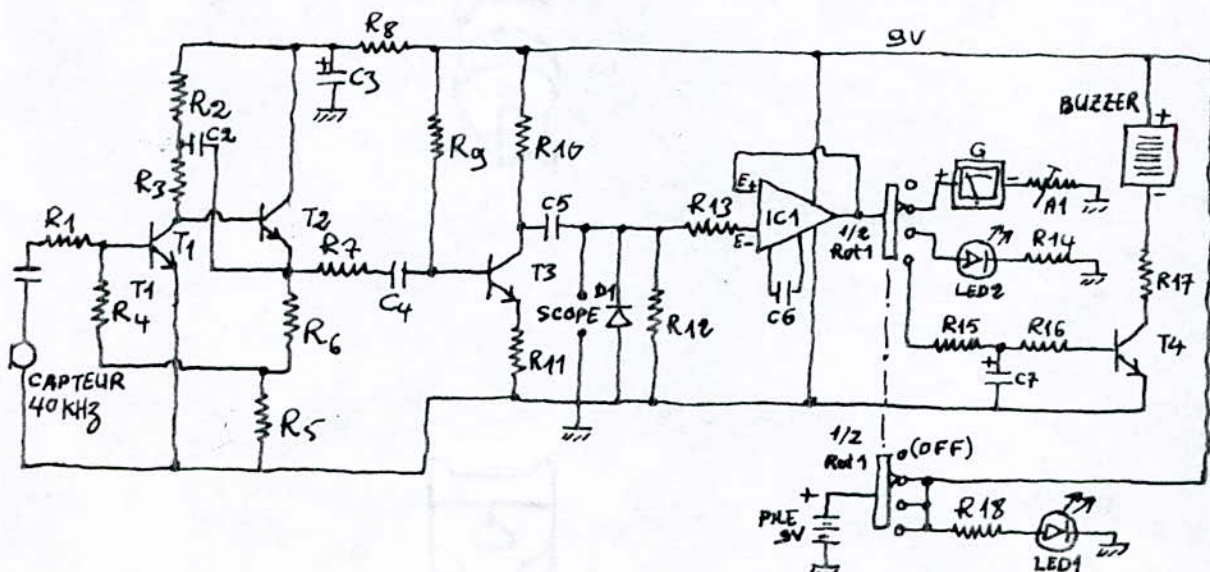
C<sub>1</sub> = C<sub>4</sub> = C<sub>5</sub> = 10 μF

C<sub>2</sub> = 330 μF

C<sub>3</sub> = 100 μF / 16V

C<sub>6</sub> = 47 pF

C<sub>7</sub> = 4,7 μF / 12V





# SERIES $\mu$ A7800 POSITIVE-VOLTAGE REGULATORS

absolute maximum ratings over operating temperature range (unless otherwise noted)

	$\mu$ A7824M, $\mu$ A7824C	$\mu$ A78...M	$\mu$ A78...C	UNIT
Input voltage	All others	40	40	V
Continuous total dissipation at 25°C free-air temperature (see Note 1)	KA (TO-3) package	35	35	W
	KC (TO-220AB) package	3.5	3.5	
Continuous total dissipation at (or below) 25°C case temperature (see Note 1)		15	15	W
Operating free air, case, or virtual junction temperature range		-55 to 150	0 to 150	°C
Storage temperature range		-65 to 150	65 to 150	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds	KA (TO-3) package	300	300	°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds	KC (TO-220AB) package	300	260	°C

NOTE 1 For operation above 25°C free air or case temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Figure 1 and Figure 2.

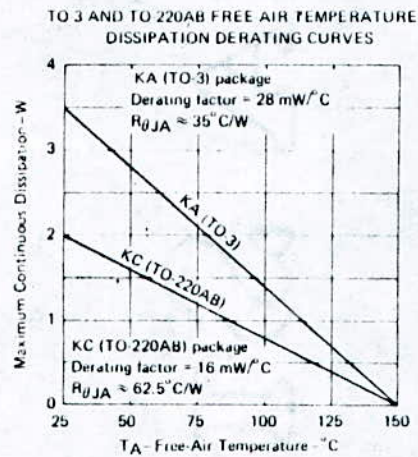


FIGURE 1

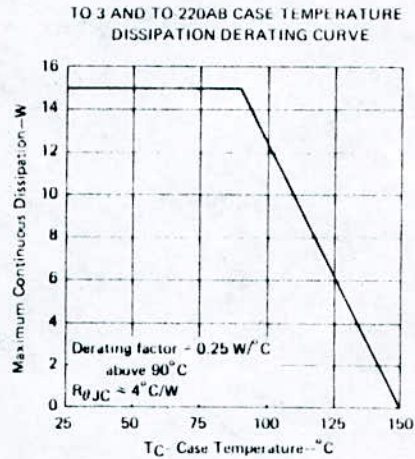


FIGURE 2

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT	
Input voltage, $V_I$	$\mu$ A7805M, $\mu$ A7805C	7	25	V
	$\mu$ A7808M, $\mu$ A7808C	8	25	
	$\mu$ A7809M, $\mu$ A7809C	10.5	25	
	$\mu$ A7885M, $\mu$ A7885C	10.5	25	
	$\mu$ A7812M, $\mu$ A7812C	14.5	30	
	$\mu$ A7815M, $\mu$ A7815C	17.5	30	
	$\mu$ A7818M, $\mu$ A7818C	21	33	
Output current, $I_O$	$\mu$ A7824M, $\mu$ A7824C	27	38	A
			1.5	
Operating virtual junction temperature, $T_J$	$\mu$ A7805M thru $\mu$ A7824M	55	150	°C
	$\mu$ A7805C thru $\mu$ A7824C	0	125	

# LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

# TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS

BULLETIN NO. DL S 7812053 SEPTEMBER 1973 REVISED JUNE 1976

FORMERLY SN52555, SN72555

- Timing from Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA
- Designed to be Interchangeable with Signetics SE555/NE555

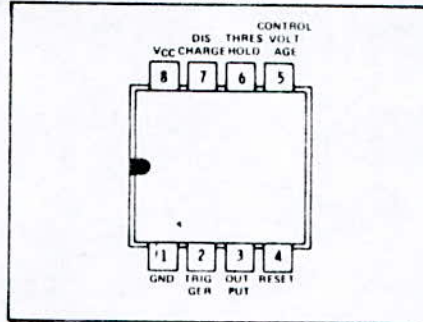
### description

The SE555 and NE555 are monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

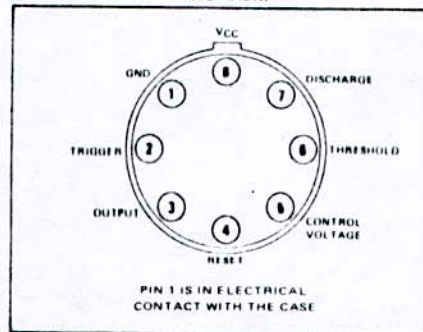
The threshold and trigger levels are normally two thirds and one third, respectively, of  $V_{CC}$ . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip flop is set and the output goes high. When the threshold input rises above the threshold level, the flip flop is reset and the output goes low. The reset input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When the reset input goes low, the flip flop is reset and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between the discharge terminal and ground.

The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 milliamperes. Operation is specified for supplies of 5 to 15 volts. With a 5 volt supply, output levels are compatible with TTL inputs.

JG OR P DUAL IN LINE PACKAGE  
(TOP VIEW)

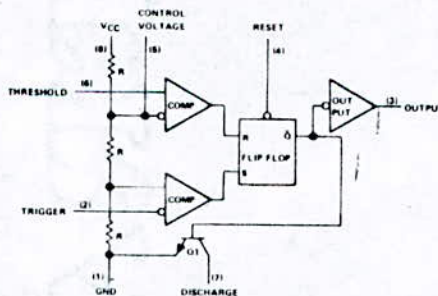


L PLUG IN PACKAGE  
(TOP VIEW)

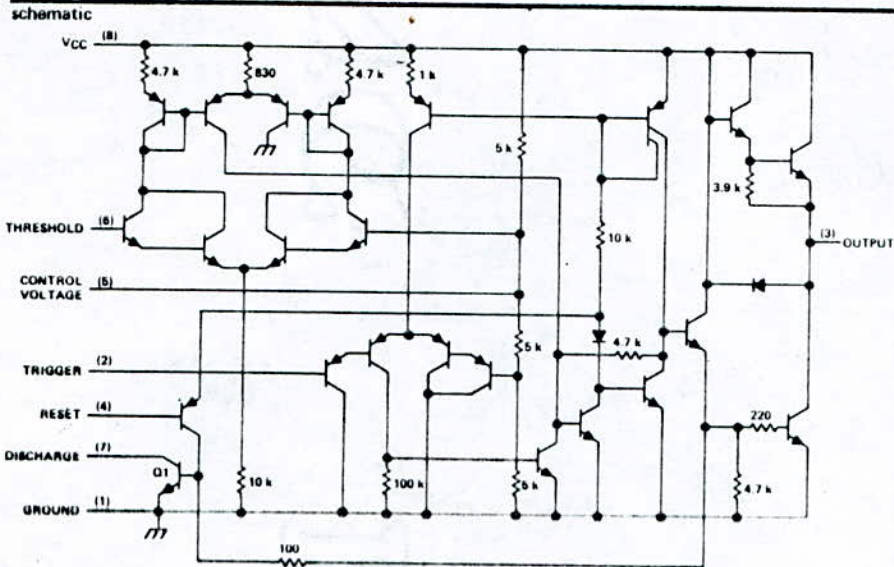


PIN 1 IS IN ELECTRICAL CONTACT WITH THE CASE

### functional block diagram



# TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS



Resistor values shown are nominal and in ohms.

### absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	18 V
Input voltage (control voltage, reset, threshold, trigger)	$V_{CC}$
Output current	1225 mA
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free air temperature (see Note 2)	600 mW
Operating free-air temperature range: SE555	-55°C to 125°C
NE555	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds: JG or L package	300°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds: P package	260°C

NOTES: 1. All voltage values are with respect to network ground terminal.  
2. For operation above 26°C free air temperature, refer to Dissipation Derating Curves, Section 2.

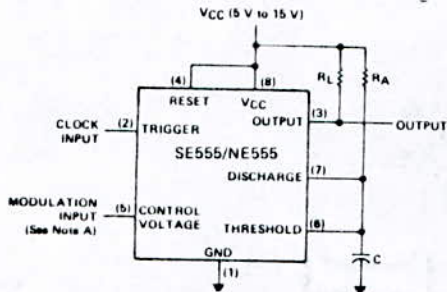
### recommended operating conditions

	SE555			NE555			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, $V_{CC}$	4.5		18	4.5		16	V
Input voltage, $V_I$ (control voltage, reset, threshold, trigger)			$V_{CC}$			$V_{CC}$	V
Output Current, $I_O$			1200			1200	mA
Operating free-air temperature, $T_A$	-55		125	0		70	°C

# TYPES SE555, NE555 PRECISION TIMERS

## TYPICAL APPLICATION DATA

### pulse-width modulation



NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control voltage terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the SE555/NE555 should be considered.

FIGURE 20—CIRCUIT FOR PULSE WIDTH MODULATION

The operation of the timer may be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages. This is accomplished by applying an external voltage (or current) to the control voltage pin. Figure 20 is a circuit for pulse width modulation. The monostable circuit is triggered by a continuous input pulse train and the threshold voltage is modulated by a control signal. The resultant effect is a modulation of the output pulse width, as shown in Figure 21. A sine wave modulation signal is illustrated, but any wave shape could be used.

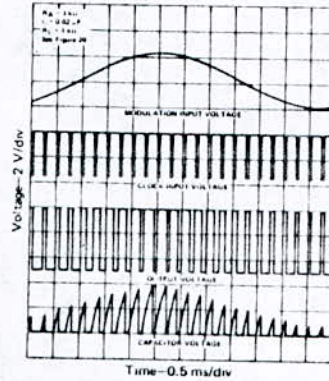
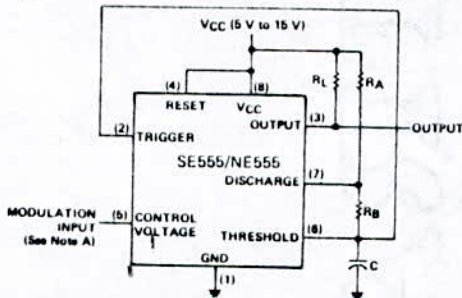


FIGURE 21—PULSE WIDTH MODULATION WAVEFORMS

### pulse-position modulation



NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control voltage terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the SE555/NE555 should be considered.

FIGURE 22—CIRCUIT FOR PULSE POSITION MODULATION

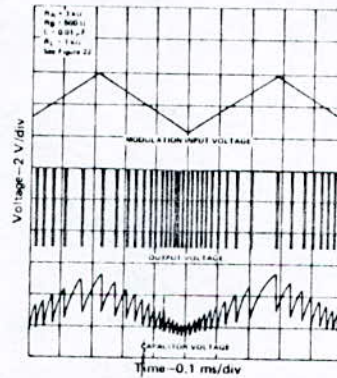


FIGURE 23—PULSE POSITION MODULATION WAVEFORMS

The SE555/NE555 may be used as a pulse-position modulator as shown in Figure 22. In this application, the threshold voltage, and thereby the time delay, of a free-running oscillator is modulated. Figure 23 shows such a circuit, with a triangular-wave modulation signal, however, any modulating wave shape could be used.

TTL  
MSI

# TYPES SN5495A, SN54L95, SN54LS95B, SN7495A, SN74L95, SN74LS95B 4-BIT PARALLEL-ACCESS SHIFT REGISTERS

BULLETIN NO. DLS 7611872, MARCH 1974 - REVISED OCTOBER 1976

TYPE	TYPICAL MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
'95A	36 MHz	195 mW
'L95	5 MHz	19 mW
'LS95B	36 MHz	65 mW

### description

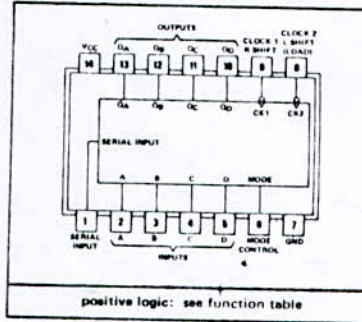
These 4-bit registers feature parallel and serial inputs, parallel outputs, mode control, and two clock inputs. The registers have three modes of operation:

- Parallel (broadside) load
- Shift right (the direction  $Q_A$  toward  $Q_D$ )
- Shift left (the direction  $Q_D$  toward  $Q_A$ )

Parallel loading is accomplished by applying the four bits of data and taking the mode control input high. The data is loaded into the associated flip-flops and appears at the outputs after the high-to-low transition of the clock-2 input. During loading, the entry of serial data is inhibited.

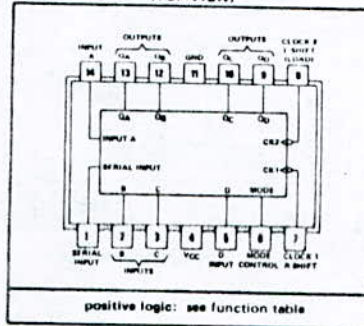
Shift right is accomplished on the high-to-low transition of clock 1 when the mode control is low; shift left is accomplished on the high-to-low transition of clock 2 when the mode control is high by connecting the output of each flip-flop to the parallel input of the previous flip-flop ( $Q_D$  to input C, etc.) and serial data is entered at input D. The clock input may be applied commonly to clock 1 and clock 2 if both modes can be clocked from the same source. Changes at the mode control input should normally be made while both clock inputs are low; however, conditions described in the last three lines of the function table will also ensure that register contents are protected.

SN5495A, SN54LS95B ... J OR W PACKAGE  
SN7495A, SN74LS95B ... J OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



positive logic: see function table

SN54L95 ... J OR T PACKAGE  
SN74L95 ... J OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



positive logic: see function table

FUNCTION TABLE

MODE CONTROL	CLOCKS			INPUTS				OUTPUTS				
	2 (L)	1 (R)		SERIAL	PARALLEL				$Q_A$	$Q_B$	$Q_C$	$Q_D$
		L	H		A	B	C	D				
H	H	X	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
H	L	X	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d
H	L	X	X	$Q_{B\uparrow}$	$Q_{C\uparrow}$	$Q_{D\uparrow}$	d		$Q_{Bn}$	$Q_{Cn}$	$Q_{Dn}$	d
L	L	H	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
L	X	L	H	X	X	X	X	X	H	$Q_{An}$	$Q_{Bn}$	$Q_{Cn}$
L	X	L	L	X	X	X	X	X	L	$Q_{An}$	$Q_{Bn}$	$Q_{Cn}$
L	L	L	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
L	L	L	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
L	L	L	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
L	L	L	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
L	L	L	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
L	L	L	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$
L	L	L	X	X	X	X	X	X	$Q_{A0}$	$Q_{B0}$	$Q_{C0}$	$Q_{D0}$

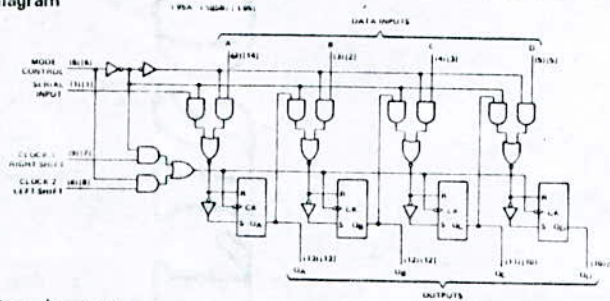
<sup>†</sup>Shifting left requires external connection of  $Q_B$  to A,  $Q_C$  to B, and  $Q_D$  to C. Serial data is entered at input D.  
H = high level (steady state), L = low level (steady state), X = irrelevant (any input, including transitions)  
l = transition from high to low level, t = transition from low to high level  
a, b, c, d = the level of steady-state input at inputs A, B, C, or D, respectively.  
 $Q_{A0}$ ,  $Q_{B0}$ ,  $Q_{C0}$ ,  $Q_{D0}$  = the level of  $Q_A$ ,  $Q_B$ ,  $Q_C$ , or  $Q_D$ , respectively, before the indicated steady state input conditions were established.  
 $Q_{An}$ ,  $Q_{Bn}$ ,  $Q_{Cn}$ ,  $Q_{Dn}$  = the level of  $Q_A$ ,  $Q_B$ ,  $Q_C$ , or  $Q_D$ , respectively, before the most recent l transition of the clock.



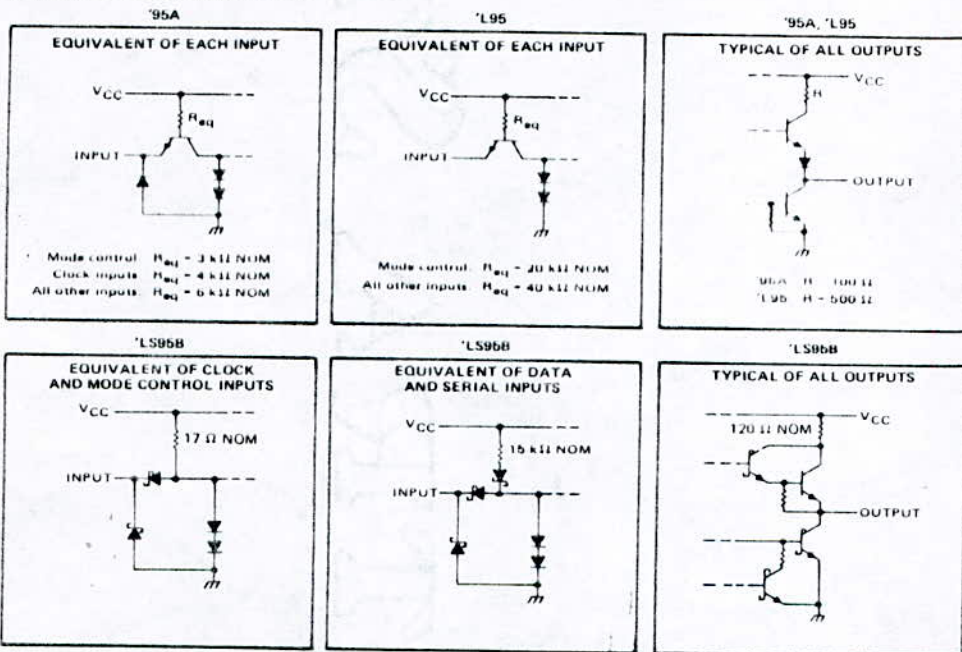
# TYPES SN5495A, SN54L95, SN54LS95B, SN7495A, SN74L95, SN74LS95B 4-BIT PARALLEL-ACCESS SHIFT REGISTERS

REVISED OCTOBER 1976

functional block diagram



schematics of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	SN54 <sup>1</sup>	SN54L <sup>1</sup>	SN54LS <sup>1</sup>	SN74 <sup>1</sup>	SN74L <sup>1</sup>	SN74LS <sup>1</sup>	UNIT
Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	7	8	7	7	8	7	V
Input voltage (see Note 2)	5.5	5.5	7	5.5	5.5	7	V
Interemitter voltage (see Note 3)	5.5	5.5		5.5	5.5		V
Operating free-air temperature range	-55 to 125			0 to 70			°C
Storage temperature range	-65 to 150			-65 to 150			°C

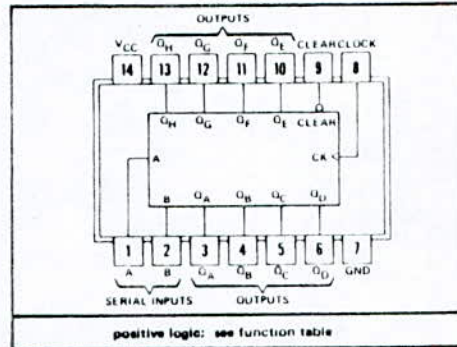
NOTES: 1. Voltage values, except interemitter voltage, are with respect to network ground terminal.  
2. For the 'L95, input voltages must be zero or positive with respect to network ground terminal.  
3. This is the voltage between two emitters of a multiple emitter input transistor. This rating applies between the clock 2 input and the mode control input of the '95A and 'L95.

# TTL TYPES SN54164, SN54L164, SN54LS164, SN74164, SN74L164, SN74LS164 MSI 8-BIT PARALLEL-OUT SERIAL SHIFT REGISTERS

BULLETIN NO. DLS-7611835, MARCH 1974—REVISED OCTOBER 1976

- Gated (Enable/Disable) Serial Inputs
- Fully Buffered Clock and Serial Inputs
- Asynchronous Clear

SN54164, SN54LS164 ... J OR W PACKAGE  
SN54L164, SN74L164 ... J, N, OR T PACKAGE  
SN74164, SN74LS164 ... J OR N PACKAGE  
(TOP VIEW)



TYPE	TYPICAL MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
'164	36 MHz	21 mW per bit
'L164	18 MHz	11 mW per bit
'LS164	36 MHz	10 mW per bit

### description

These 8-bit shift registers feature gated serial inputs and an asynchronous clear. The gated serial inputs (A and B) permit complete control over incoming data as a low at either (or both) input(s) inhibits entry of the new data and resets the first flip-flop to the low level at the next clock pulse. A high-level input enables the other input which will then determine the state of the first flip-flop. Data at the serial inputs may be changed while the clock is high or low, but only information meeting the setup requirements will be entered. Clocking occurs on the low-to-high-level transition of the clock input. All inputs are diode-clamped to minimize transmission-line effects.

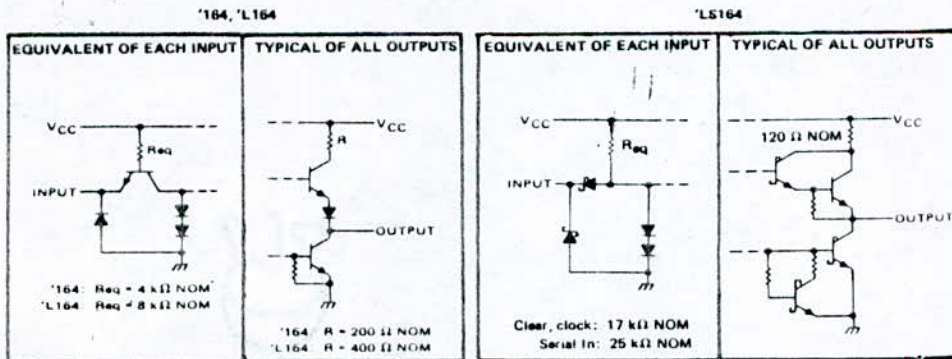
Series 54, 54L, and 54LS devices are characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ , Series 74, 74L, and 74LS devices are characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .

FUNCTION TABLE

INPUTS				OUTPUTS			
CLEAR	CLOCK	A	B	QA	QB	...	QH
L	X	X	X	L	L	...	L
H	L	X	X	QA0	QB0	...	QH0
H	t	H	H	H	QA <sub>n</sub>	...	QH <sub>n</sub>
H	t	L	X	L	QA <sub>n</sub>	...	QH <sub>n</sub>
H	t	X	L	L	QA <sub>n</sub>	...	QH <sub>n</sub>

H = high level (steady state), L = low level (steady state)  
X = irrelevant (any input, including transitions)  
t = transition from low to high level  
QA0, QB0, QH0 = the level of QA, QB, or QH, respectively, before the indicated steady state input conditions were established.  
QA<sub>n</sub>, QB<sub>n</sub>, QH<sub>n</sub> = the level of QA or QB before the most recent t transition of the clock, indicates a one-bit shift.

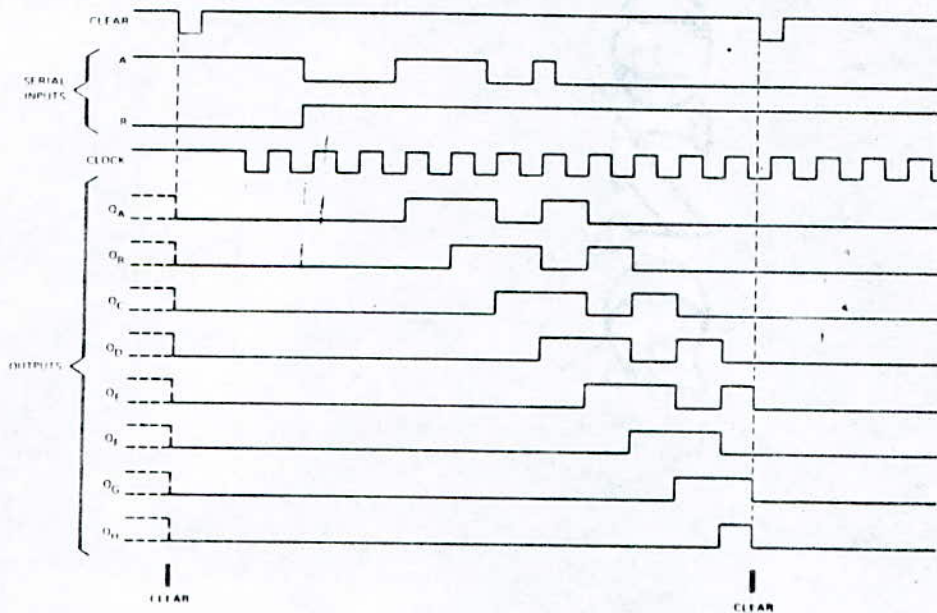
### schematics of inputs and outputs



TYPES SN54164, SN54L164, SN54LS164, SN74164, SN74L164, SN74LS164  
**8-BIT PARALLEL-OUT SERIAL SHIFT REGISTERS**

REVISED OCTOBER 1976

typical clear, shift, and clear sequences



functional block diagram

