

29/86

وزارة التعليم و البحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Tesc

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UNE
TELECOMMANDE A ULTRASONS POUR LE
TELEVISEUR 61 MT1

Proposé par :

MR. MEHENNI MED

Etudié par :

TOUZENE H.
BENAOUDA A.

Dirigé par :

MR. MEHENNI MED

PROMOTION : JANVIER 1986

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UNE
TELECOMMANDE A ULTRASONS POUR LE
TELEVISEUR 61 MT1

Proposé par :

MR. MEHENNI MED

Etudié par :

TOUZENE H.
BENAOUDA A.

Dirigé par :

MR. MEHENNI MED

PROMOTION : JANVIER 1986

DEDICACES :



- A MON PÈRE ET À MA MÈRE
- A MON FRERE ET MES SOEURS
- A MONSIEUR MEHENNI MOHAMED PROFESSEUR À L'E.N.P
- A MON AMI BENAOUA ABDELGHANI
- A TOUS MES AMIS

TOUZENE HAKIM

- A MON PERE ET À MA MÈRE
- A MES FRERES ET SOEURS
- A MA FIANCEE NADJET
- A MONSIEUR MEHENNI MOHAMED PROFESSEUR À L'E.N.P
- A MON AMI TOUZENE HAKIM
- A TOUS MES AMIS

BENAOUA ABDELGHANI .

REMERCIEMENTS

NOUS TENONS À EXPRIMER NOTRE GRATITUDE À
MONSIEUR MEHENNI MOHAMED, PROFESSEUR À L'E.N.P POUR
L'ORIENTATION, L'AIDE ET LES CONSEILS CONSTANTS QU'IL
NOUS A PRODIGUES TOUT AU LONG DE CE TRAVAIL.

NOUS REMERCIONS ÉGALEMENT TOUS LES ENSEIGNANTS
DE L'E.N.P QUI ONT CONTRIBUÉ À NOTRE FORMATION.

SANS OUBLIER TOUS LES AMIS DONT L'AIDE NOUS
A ÉTÉ PRÉCIEUSE.

S O M M A I R E



INTRODUCTION

CHAPITRE I : THEORIE DES ULTRASONS

- I.1. - GENERALITES SUR LES ULTRASONSPage I
 - I.1. - Milieux et modes de propagationPage I
 - I.2. - Transport de l'energiePage 2
 - I.3. - Transducteurs à ultrasonsPage 6
 - I.4. - Application des ultrasonsPage II

- I.2. - RAPPELS SUR LA CIRCUITERIE
DU TELEVISEUR 6I MTIPage I3

CHAPITRE II : PRATIQUE

- II.1. - ETUDE D'UNE TELECOMMANDE A ULTRASONS A ELEMENTS DISCRETS
 - I.1. - L'émetteurPage I5
 - I.2. - Le récepteurPage 28

- II.2. - ETUDE ET REALISATION D'UNE TELECOMMANDE A ULTRASONS EN UTILISANT DES CIRCUITS INTEGRES SPECIALISESPage 43
 - 2.1. - L'émetteurPage 44
 - 2.2. - Le récepteurPage 54
 - 2.3. - Adaptation de la télécommande
au téléviseur 6I MTIPage 63

II.3. - REALISATION PRATIQUE

- 3.1. - Les circuits imprimésPage 66
- 3.2. - Implantation des composantsPage 66
- 3.3. - Cablage finalPage 66
- 3.4. - Branchement du récepteur de la télécom-
mande sur le téléviseurPage 66
- 3.5. - Adaptation de la télécommande en
infrarougesPage 73

I N T R O D U C T I O N



Notre projet de fin d'études a pour but la réalisation d'une télécommande à ultrasons pour le téléviseur 6I MTI de la production nationale.

Les procédés d'élaboration d'une télécommande à ultrasons sont multiples. Nous ne retiendrons que deux (2) d'entre-elles.

La première est celle qui utilise des éléments discrets de grandes précisions dont une étude détaillée sera présentée ultérieurement.

Etant donné le manque de composants électroniques de grandes précisions, nous avons opté pour une deuxième méthode qui utilise des circuits intégrés spéciaux tels que le SAA IO24 et le SAA IO25.

Afin de permettre au lecteur une entière compréhension du sujet, nous avons donné au début quelques rappels sur les ultrasons tels que la gamme de fréquence, le milieu de propagation et l'amortissement.

Un rappel sur la circuiterie du téléviseur 6I MTI pourra donner une idée sur le branchement de la télécommande.

I. - THEORIE DES ULTRASONS

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.

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

Les ultrasons peuvent véhiculer des densités d'énergie importantes, on en déduit leurs vastes possibilités d'application industrielle.

I.1. - GENERALITES SUR LES ULTRASONS

1.1. - MILIEUX ET MODES DE PROPAGATION

1.1.1. - Dans un milieu de dimensions infinies, les ondes acoustiques obéissent à l'équation de propagation :

$$\Delta P - V^2 \left(\frac{\partial^2 P}{\partial t^2} \right) = 0$$

avec V Vitesse de propagation ;

P Variation de champ, pression acoustique par exemple ;

ΔP Laplacien de P.

1.1.2. - Propagation dans l'air

Dans ce milieu, les ultrasons se propagent sous forme d'ondes de pression, c'est-à-dire d'ondes radiales. La Vitesse de propagation est fonction uniquement des propriétés du milieu :

$$V = \sqrt{\gamma / \rho \cdot \beta_{is}} = \sqrt{1 / \rho \cdot \beta_{ad}}$$

avec γ rapport C_p/C_v des chaleurs massiques à pression constante et à volume constant.

ρ Masse volumique;

β Coefficient de compressibilité isotherme ou adiabatique.

$$\beta = (1/V_0) \partial V / \partial P$$

La variation dV du volume V sous l'accroissement dP de pression peut, en effet, se faire soit d'une façon isotherme, soit d'une façon adiabatique.

1.2. - TRANSPORT DE L'ENERGIE

Dans de nombreuses applications industrielles c'est l'énergie ou l'intensité des ultrasons qui explique la plupart des effets physiques, chimiques et biologiques des ultrasons. Des relations simples relient l'intensité à la pression acoustique ou à l'amplitude instantanée de la vibration. Avec les fréquences croissantes, des énergies considérables sont mises en jeu.

1.2.1. - Relations énergétiques

L'amplitude instantanée de la vibration ultrasonore est :

$$A = a \sin Wt$$

avec $W = 2\pi F$

a : amplitude maximale

f : fréquence.

On aura :

$$(dA/dt)_{\max} = aW$$

$$(d^2A/dt^2)_{\max} = aW^2$$

I Intensité acoustique, c'est-à-dire puissance acoustique rayonnée par mètre carré :

$$I (Wm^{-2}) = \frac{1}{2} \rho v \left(\frac{dA}{dt} \right)_{\max}^2 = \frac{1}{2} \rho v (aW)^2$$

avec $m = \rho v$ (kg), masse ébranlée par un faisceau d'ultrasons de 1 mètre carré de section en une seconde.

$$\rho \text{ (kg m}^{-3}\text{) masse volumique}$$

$$v \text{ (m S}^{-1}\text{) vitesse de propagation}$$

Si I est donnée, on en déduit aisément (a), puisque ρ et v sont aussi données :

$$a = (1/w) \sqrt{2I/\rho v}$$

On a aussi, d'après les lois de l'élasticité :

$$I = \frac{1}{2} P (dA/dt)_{\max} = \frac{1}{2} \rho a v$$

où P est l'amplitude de l'onde de pression exprimée en Newton par mètre carré.

En remplaçant (a) par sa relation P devient :

$$P = \sqrt{2I \rho v}$$

La pression instantanée pouvait s'écrire :

$$p(t) = P \sin(\omega t + \theta)$$

Les pressions négatives expliquent les effets de cavitation dans les liquides.

On définit la densité d'énergie par :

$$E_0 = P^2 / 2 \rho v^2$$

Elle s'exprime en joule par mètre cube, quant à l'intensité relative à une onde plane, elle s'écrit :

$$I = E_0 v$$

L'intensité est le flux d'énergie qui passe par unité de temps à travers la surface unité.

1.2.2. - Dissipation de l'énergie, amortissement

Par définition, un mode de propagation est caractérisé, dans un milieu donné et une fréquence donnée, par sa vitesse de propagation et son coefficient d'amortissement. Celui-ci provient du fait que la propagation d'une onde ultrasonore décroît avec la distance parcourue suivant la loi :

$$I = I_0 \exp(-2\alpha x)$$

avec x distance parcourue ;

I_0 intensité pour $x = 0$

α coefficient d'amortissement : il se mesure en népers par mètre ou en décibels par cm.

L'amortissement dit classique est dû aux pertes par viscosité et par conductibilité calorifique ; cet amortissement augmente comme le carré de la fréquence.

1.2.3. - Rayonnement de l'énergie, directivité

Dans les deux paragraphes précédents, nous avons parlé des lois de propagation des ondes 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 augmente, le rayonnement devient plus directif et les ondes planes plus aisées à obtenir.

Les diagrammes de rayonnement montrent que l'intensité sonore varie avec l'angle d'observation. 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 (lobes secondaires comme le montre la FIGURE 1).

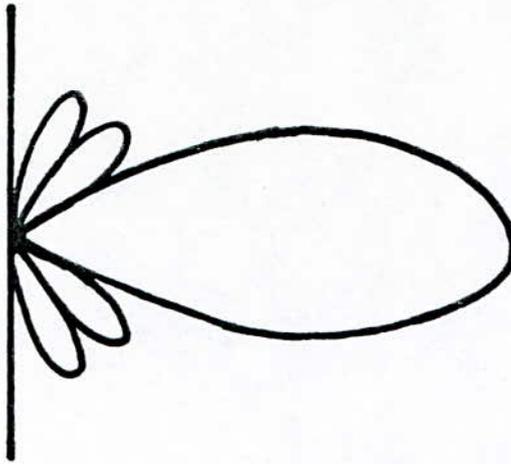


FIG. 1. : DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE SOURCE ULTRASONORE MONTRANT LE LOBE PRINCIPAL ET LES LOBES SECONDAIRES

L'ouverture du faisceau, c'est-à-dire l'angle formé par les droites passant par le centre de la source et le premier zéro de l'intensité note α est de la forme :

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

Avec λ Longueur d'onde

D Diamètre d'une plaque rayonnant des ultrasons normalement à son plan.

On sait, d'autre part, que la fréquence des ultrasons va de 15kHz à plusieurs centaines de mégahertz, ce qui correspond à des longueurs d'onde 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.

1.2.4. - Ondes de fortes intensités

L'équation de propagation (vue au paragraphe 1.1.) s'obtient en supposant que les amplitudes des pressions ou déplacement sont petites. Pour les ondes de fortes intensités, des termes non linéaires apparaissent.

1.3. - TRANSDUCTEURS A ULTRASONS

Pour transformer des signaux électriques en ondes ultrasonores, on peut utiliser un haut-parleur de type électrostatique semblable à ceux employés comme tweeters (haut-parleur pour fréquences aiguës) dont les enceintes HI-FI.

Le principe de fonctionnement d'un haut-parleur électrostatique est très simple : en appliquant une différence de potentiel entre deux plaques métalliques séparées par des entretoises isolantes, ces plaques tendent à s'attirer donc à se déformer.

En rendant l'une des ces plaques suffisamment flexible par rapport à l'autre, c'est elle qui subit principalement les déformations. Cette plaque est appelée "membrane" tandis que l'autre, fixe, est appelée "contre électrode".

Si la tension appliquée à ces plaques varie, la force d'attraction qui les attire varie également, ce qui se manifeste par un déplacement correspondant de la membrane.

Ainsi, en appliquant une tension à fréquence ultrasonique au système celle-ci sera transformée en vibrations ultrasonores au niveau de la membrane et donc de la masse d'air ambiante.

Il convient de noter que si l'on applique uniquement la tension alternative au transducteur, la membrane se déplacera toujours du même côté aussi bien pendant l'alternance positive que pendant l'alternance négative car les charges électriques présentes sur la membrane et sur la contre-électrode sont égales et de signe contraire.

Pour éviter ce défaut qui engendre une distorsion des oscillations produites, on a recours à une tension V_p de polarisation comprise entre 100 et 300 volts selon les cas.

La FIGURE 2 donne une représentation schématique d'un transducteur à ultrasons fonctionnant sur ce principe.

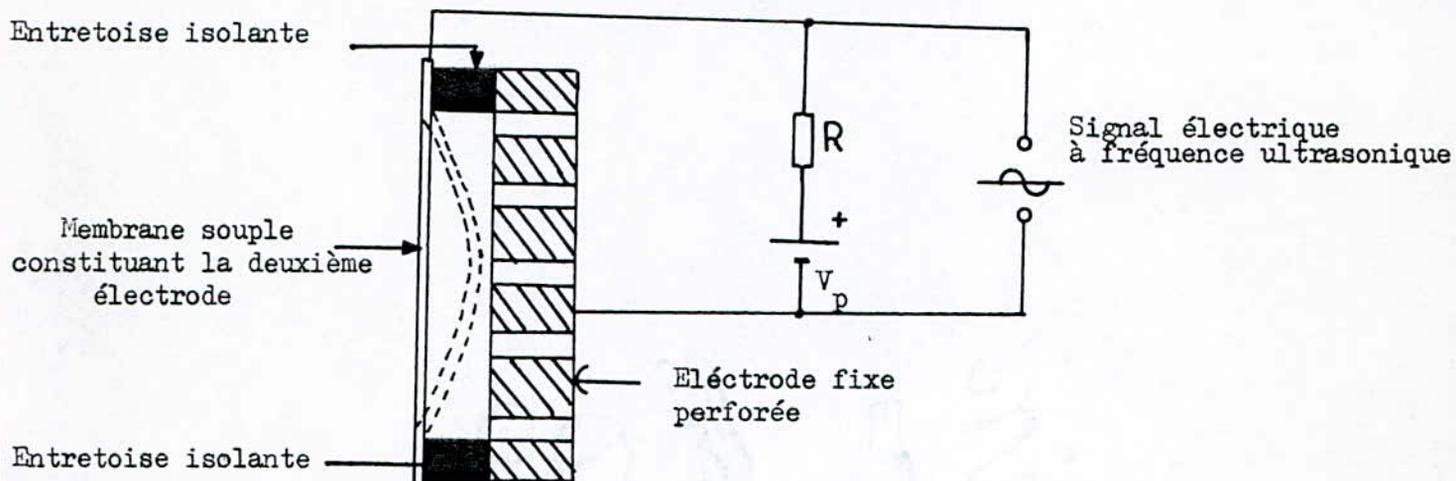


FIG. 2. HAUT-PARLEUR ELECTROSTATIQUE

La membrane est formée d'une feuille de matière plastique spéciale appelée "styroflex" de 20 microns environ d'épaisseur et sur laquelle est déposée une feuille d'or conductrice.

L'électrode fixe, ou contre-électrode, est une plaque conductrice perforée dont les événements servent à évacuer l'air comprimé qui se forme à l'intérieur du haut-parleur lorsque la membrane se rapproche de la contre-électrode.

Le champ électrostatique se forme donc entre cette électrode perforée et la feuille d'or de la membrane.

L'alimentation V_p fournit la tension de polarisation dont nous avons parlée et à laquelle se superpose le signal à la fréquence ultrasonique à émettre.

La FIGURE 3. représente le schéma électrique d'emploi du transducteur électrostatique.

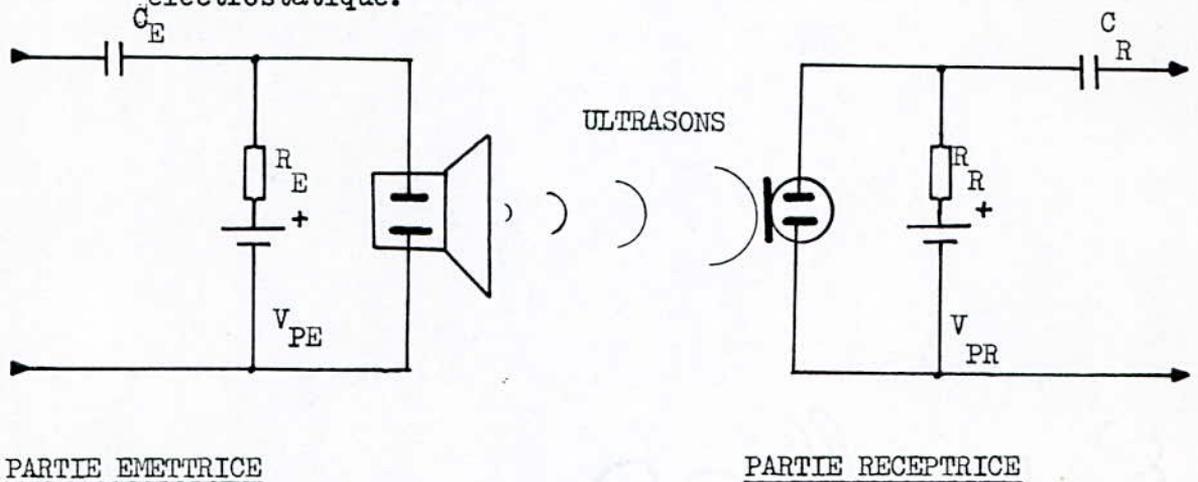


FIG. 3. UTILISATION DE TRANSDUCTEURS ELECTROSTATIQUES POUR LES ULTRASON

Dans le récepteur de la télécommande, on peut également utiliser le même type de transducteur qui se comportera alors comme un microphone à condensateur (voir même figure).

La membrane et la contre-électrode constituent dans ce cas, les armatures d'un condensateur qui est chargé par une tension de polarisation V_{pr} fixe comprise entre 100 et 300 volts.

Lorsque les ondes ultrasonores provoquent la vibration de la membrane de ce microphone, ce qui fait varier la capacité du condensateur, puisque l'épaisseur du diélectrique (l'air) varie, la tension présente à ses bornes varie.

Ceci est la conséquence directe de la relation liant la charge (Q), la capacité (C) et la tension (U) aux bornes d'un condensateur.

$$Q = CU$$

Dans le cas qui nous intéresse, la charge (Q) du condensateur est fixe, la capacité (C) varie, donc la tension $U = \frac{Q}{C}$ varie également.

La transformation, variation de pression de l'air/variation de tension, est donc bien assurée de la même façon que la transformation inverse avait été effectuée à l'émission par le même type de transducteur.

Le signal à fréquence ultrasonique obtenu, est ensuite envoyé à travers le condensateur Cr vers un étage amplificateur comme nous le verrons par la suite .

Les transducteurs employés pour générer et détecter les ultrasons ne sont pas tous de type électrostatique. Ils peuvent être de différentes sortes tels ceux exploitant l'effet piézo-électrique de quelques matériaux spéciaux comme le quartz, le titanate de barium... .

Quand on applique une tension électrique variable, par exemple à la fréquence ultrasonique aux bornes d'une plaquette constituée de l'un de ces matériaux, celle-ci se déforme et entre en vibrations mécaniques transformant ainsi un signal électrique en ultrasons, c'est ce que l'on appelle "l'effet direct" (ou de CURIE).

Cette propriété est réversible, c'est ce qu'on appelle "l'effet inverse" ou de (LIPPMANN). En soumettant cette même plaquette à des ultrasons, ceux-ci provoquant des vibrations mécaniques du transducteur et par là-même, des oscillations électriques de même fréquence à ses bornes.

La FIGURE 4. représente un transducteur piézo-électrique utilisé comme transducteur à ultrasons.

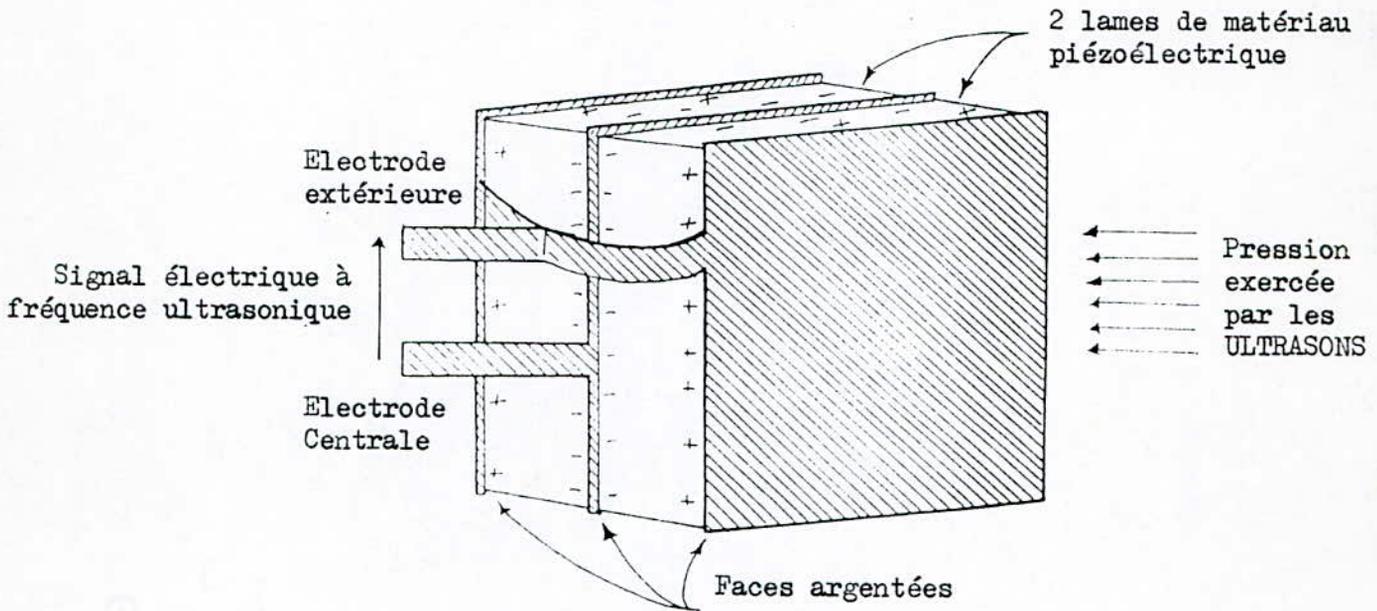


FIG. 4. TRANSDUCTEUR PIEZO-ELECTRIQUE A ULTRASONS

Ce transducteur est formé de deux plaques de matériau piézo-électrique accolées l'une à l'autre. L'avantage de cette association est de rendre l'ensemble moins sensibles aux variations de température car les tensions mécaniques sont alors en opposition et se contrarient. Chaque face de ces deux plaquettes est recouverte d'une mince couche d'argent qui recueille les charges. Les électrodes sont également en argent. L'une est reliée aux deux faces externes de l'ensemble, l'autre est l'électrode centrale et recueille les charges présentes sur les deux faces internes.

La pression engendrée par les ultrasons fait se déformer le transducteur, ce qui crée aux bornes des deux électrodes, une tension proportionnelle à l'amplitude de la déformation.

Pour donner une idée plus précise de la technologie du système, signalons que les deux lames de céramique piézo-électrique ont une surface d'environ 1 cm^2 et une épaisseur de $0,7 \text{ mm}$.

Ce type de transducteur piézo-électrique, par rapport au transducteur électrostatique, a la particularité de réagir à une bande de fréquence très étroite ($34 \text{ à } 37 \text{ kHz}$), ce qui le rend beaucoup moins sujet aux signaux parasites.

La courbe de puissance est représentée par la FIGURE 5.

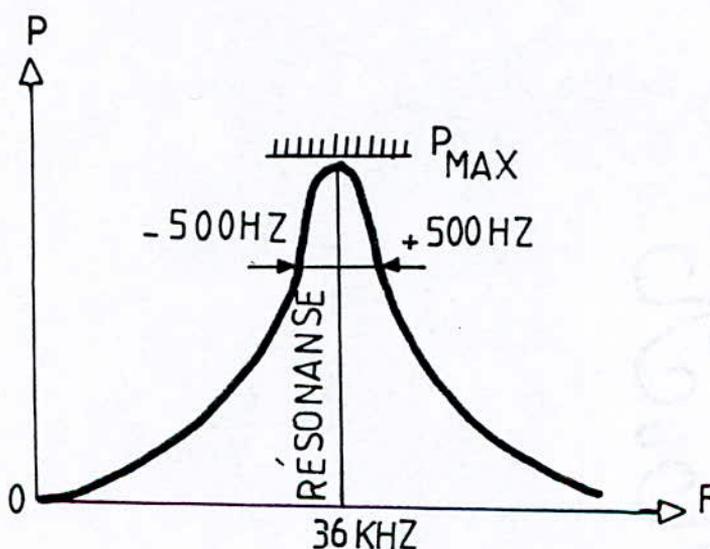


FIG. 5. COURBE DE PUISSANCE

1.4. - APPLICATION DES ULTRASONS

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

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

Enfin, nous rangerons à part la propagation et le sondage sous-marins qui font fréquemment appel aux techniques ultrasonores et sont actuellement en plein développement grâce à leurs applications dans la recherche du pétrole en océanographie.

C O N C L U S I O N

Les ultrasons deviennent pour la technique des auxiliaires indispensables. D'une façon globale, les progrès de la Science des ultrasons se conjuguent avec ceux des autres branches de la mécanique et de l'électronique pour aboutir à des appareils de plus en plus variés et de plus en plus faciles à conduire et à interpréter du fait notamment, de l'introduction de procédés de visualisation ou de traitement numérique des mesures. Sans cesse les méthodes ultrasonores gagnent en rendement ou en sensibilité. Progressivement elles avancent à la conquête de nouveaux domaines d'application, comme l'ont montré encore récemment l'apparition de l'ultrasonographie médicale et le développement d'une holographie ultrasonore.

- ~~L~~ULTRASONOGRAPHIE MEDICALE : Méthode de diagnostic utilisant la réflexion des ultrasons dans les organes.
- HOLOGRAPHIE ULTRASONORE : Consiste à enregistrer et exploiter directement un front d'onde saisi au vol en amplitude et en phase.

I.2- RAPPELS SUR LA CIRCUITERIE DU TELEVISEUR 61MF1

La figure -6- met en évidence les principaux blocs du téléviseur 61MF1.

Le sélecteur (Tuner UHF-VHF) fournit le signal à fréquence intermédiaire à la platine F.I. Vision et Son.

Le signal Son va attaquer l'amplificateur à fréquence intermédiaire du Son puis le démodulateur FM. Entre le démodulateur FM et l'amplificateur audio-fréquence on trouve une plaque de commande dont le rôle est de contrôler le volume.

Par contre le signal vidéo, après avoir été amplifié, va attaquer le tube cathodique à travers une plaque de commande (contraste) qui permet le contrôle de l'amplitude du signal vidéo.

Un séparateur synchro a pour rôle de sélectionner les tops de synchronisation horizontale et les tops de synchronisation verticale, ces signaux une fois amplifiés alimentent les bobines de déviation horizontale et verticale.

Une plaque de commande permet le contrôle de lumière (Brillance).

Notre travail consiste à mettre en parallèle avec ces trois plaques de commande (Volume, Contraste, Brillance) des potentiomètres électroniques commandés à distance.

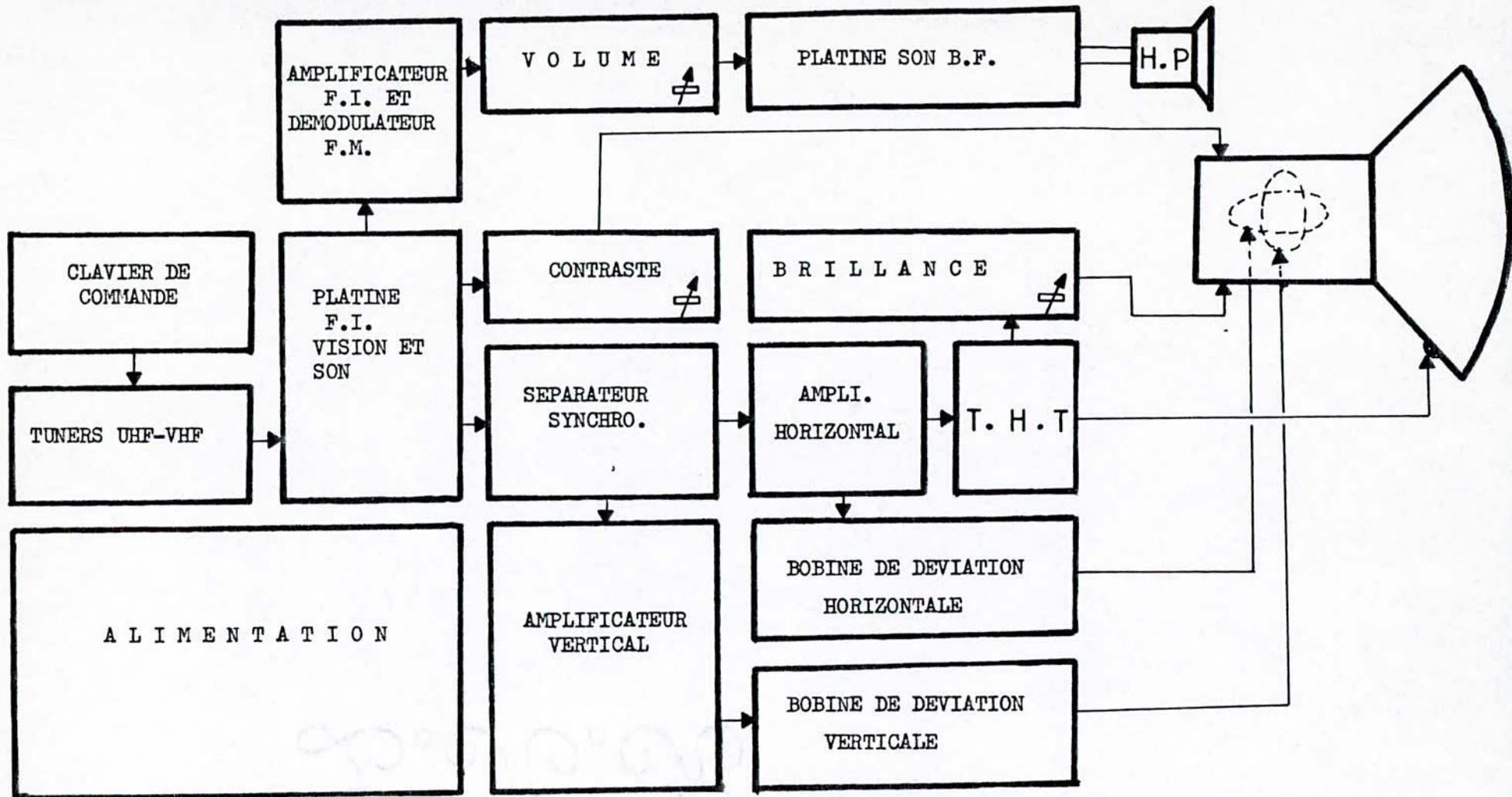


FIG. 6 : SCHEMA SYNOPTIQUE DU TELEVISEUR 61 MT1 DE LA SONELEC

II. - PRATIQUE

Une télécommande par ultra-sons se compose d'un émetteur et d'un récepteur ; la transmission des ordres se fait donc par ondes inaudibles.

Il existe plusieurs méthodes d'élaboration d'une télécommande par ultrasons. Cependant, nous allons traiter deux méthodes. La première utilise des éléments discrets, tandis que la seconde consiste à utiliser des circuits intégrés spéciaux tel que le SAA 1024 et le SAA 1025.

II.1. - Etude d'une télécommande à ultrasons à éléments discrets

Dans cette première partie nous allons décrire le fonctionnement d'une télécommande à U.S. qui utilise des circuits électriques très simples tel que l'astable, le monostable et les étages amplificateurs à transistors.

I.1. - L'EMETTEUR

Le montage émetteur utilise un classique astable à circuits logiques CMOS et un système de temporisation qui permet de commander la durée du signal émis. Ce dernier est amplifié et adapté à l'élément piezoélectrique puis transmis par celui-ci. La figure 7. représente le schéma d'un tel système.

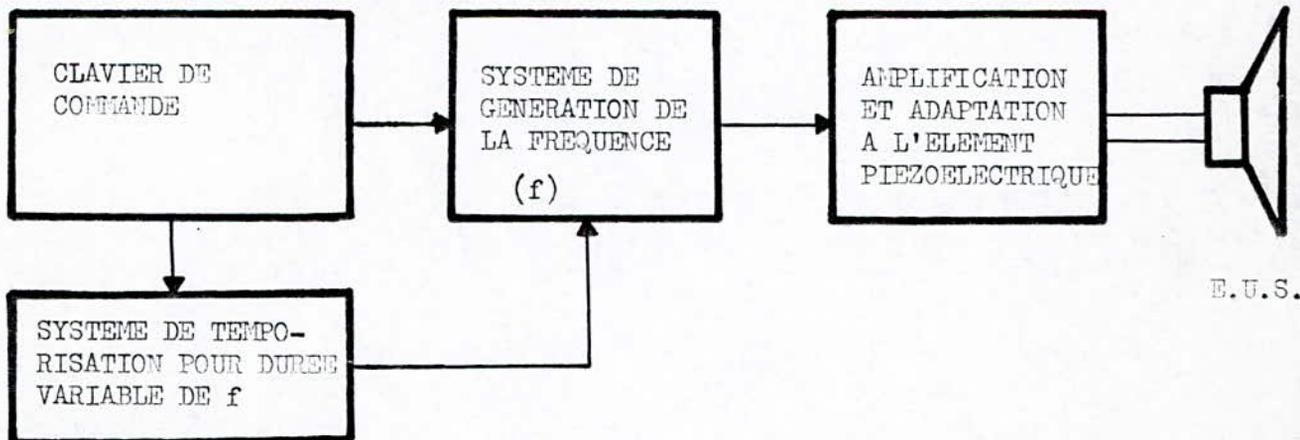


FIG. 7. - SCHEMA SYNOPTIQUE DE L'EMETTEUR

1.1.1. - Analyse des circuits électroniques

1.1.1.1. - L'ASTABLE

Réalisé à l'aide de circuits logiques CMOS, montage à deux inverseurs : Figure 8.

La caractéristique de transfert idéalisée d'une porte logique CMOS inverseuse est représentée en figure 9.

HYPOSTHESE : On supposera pour simplifier l'étude, que R_e est de valeur suffisamment élevée pour négliger le courant qui la traverse par rapport à celui circulant dans R .

Résumons le fonctionnement de cet astable par les chronogrammes des trois tensions V_1 , V_2 et V_3 qui seront représentées dans le figure 10.

Les expressions des durées des temps t_1 et t_2 sont :

- POUR t_1

La capacité C se charge et V_2 évolue exponentiellement avec $\tau = RC$ en partant de $V_{TH} - V_{DD}$ et tendant vers V_{DD} .

$$V_2(t) = (V_i - V_f) \exp(-t/\tau) + V_f$$

$$\text{Donc } V_2(t) = (V_{TH} - 2V_{DD}) \exp(-t/\tau) + V_{DD}$$

$$\text{Pour } t = t_1, V_2(t_1) = V_{TH}$$

$$V_{TH} = (V_{TH} - 2V_{DD}) \exp(-t_1/\tau) + V_{DD}$$

$$\text{Donc } t_1 = \tau \ln \left[\frac{2V_{DD} - V_{TH}}{V_{DD} - V_{TH}} \right] \text{ avec } \tau = RC$$

$$\text{Pour } V_{DD} = 2 V_{TH}$$

$$t_1 = RC \ln 3$$

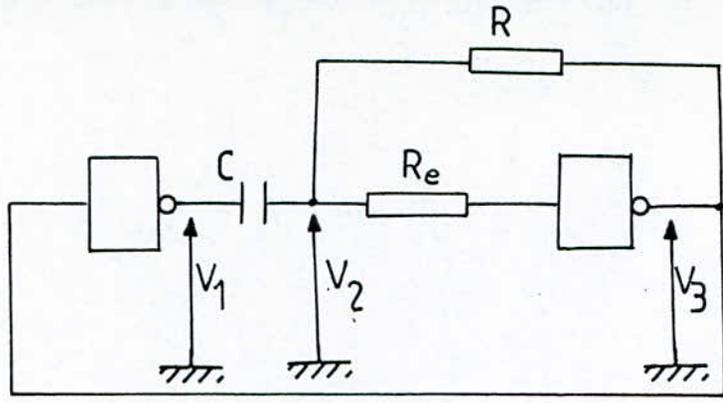


FIG. 8. ASTABLE RÉALISÉ EN TECHNOLOGIE CMOS

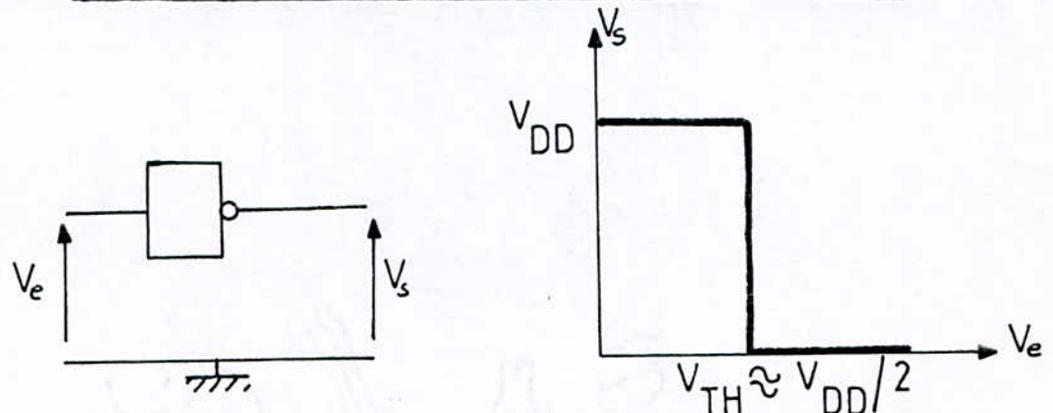


FIG. 9. CARACTÉRISTIQUE IDEALISÉE D'UN INVERSEUR CMOS

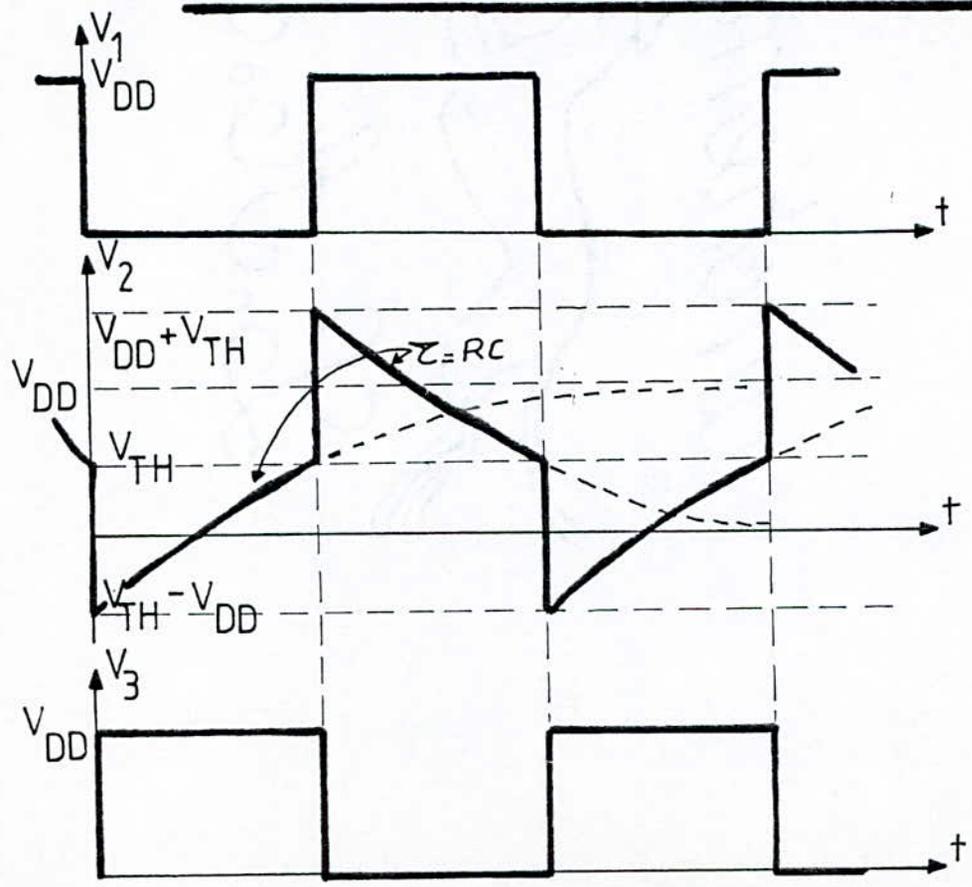


FIG. 10. CHRONOGRAMMES

- POUR t2

La capacité se décharge et V2 évolue exponentiellement en partant de $V_{TH} + V_{DD}$ et tendant vers zéro avec $\tau = RC$

$$V_2(t) = (V_{TH} + V_{DD}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)$$

Pour $t = t_2$, $V_2(t_2) = V_{TH}$

D'où $t_2 = \tau \ln\left[\frac{V_{DD} + V_{TH}}{V_{TH}}\right]$ avec $\tau = RC$

Pour $V_{DD} = 2 V_{TH}$

$$t_2 = RC \ln 3$$

Fréquence d'oscillation F.

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \ln 3 \approx 2,2 RC$$

$$F = \frac{1}{2,2 RC}$$

1.1.1.2. - Système de temporisation à durée variable

Réalisé à l'aide du circuit intégré 555. La figure 11 représente un tel montage.

Dès la mise sous tension, la sortie 3 est au niveau haut. On charge pendant ce temps le condensateur C à travers R1 et R2. Lorsque la tension aux bornes de C atteint les 2/3 de V_{cc} , un détecteur de seuil entraîne le basculement de la sortie 3 au niveau bas. C se décharge alors à travers R2. Quand la tension aux bornes de C atteint 1/3 de V_{cc} le détecteur de seuil (patte 6) fait basculer la sortie au niveau haut. C se recharge de nouveau jusqu'aux 2/3 de V_{cc} et ainsi de suite.

Le diagramme de fonctionnement est représenté par la figure 12.

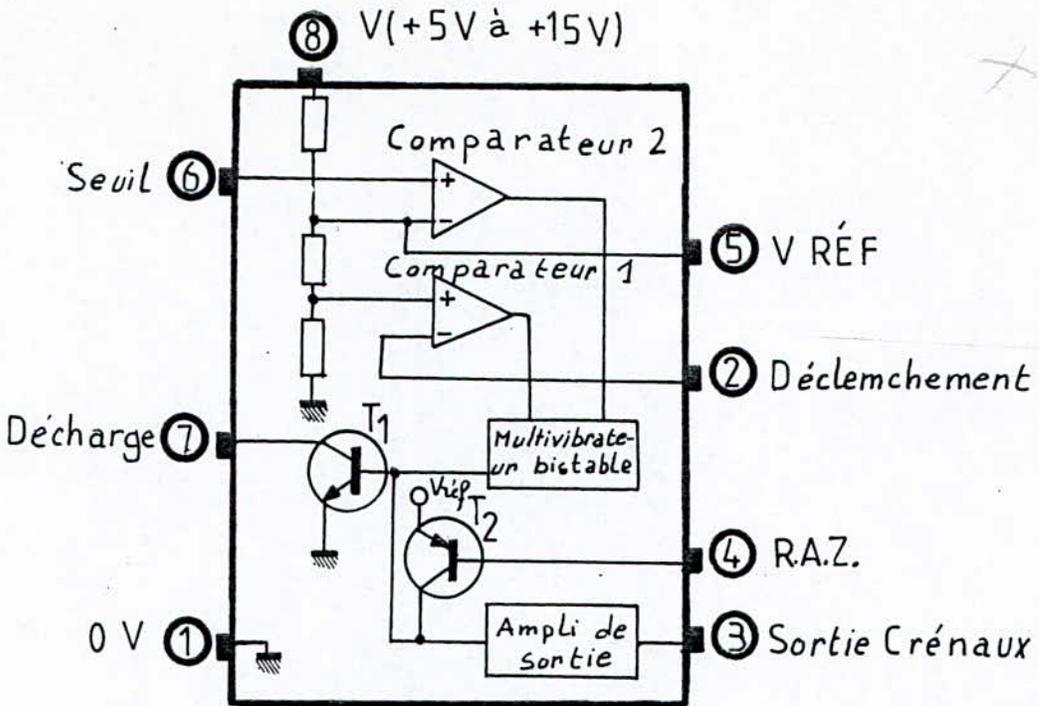


SCHÉMA INTERNE DU CIRCUIT INTÉGRÉ 555

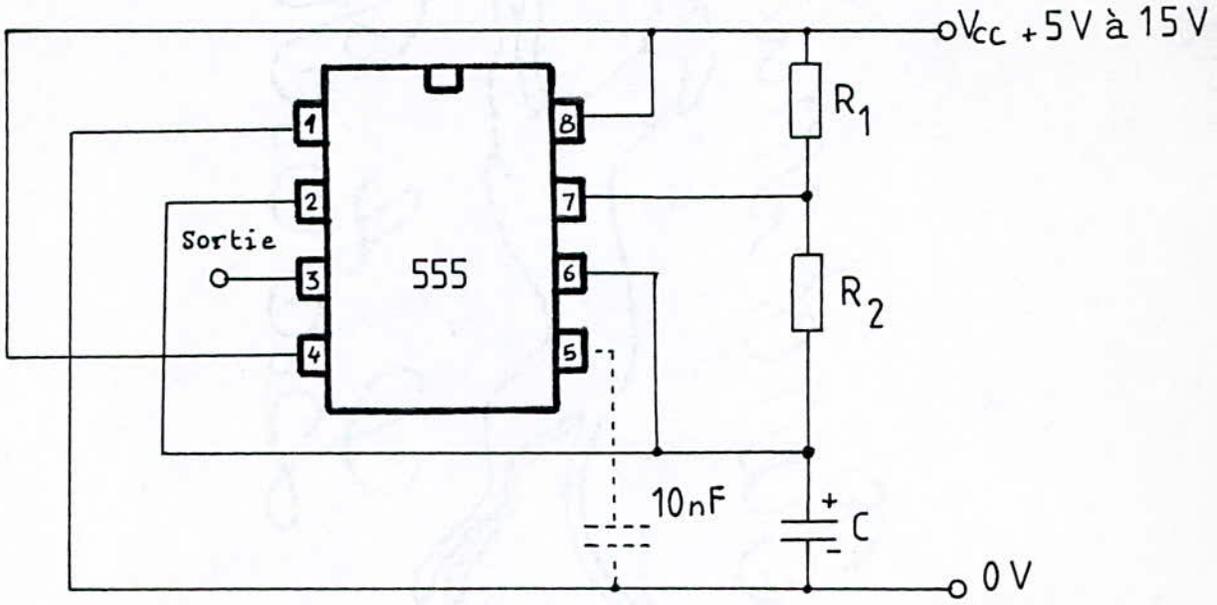


FIG.11. HORLOGE RÉALISÉE A L'AIDE DU NE555

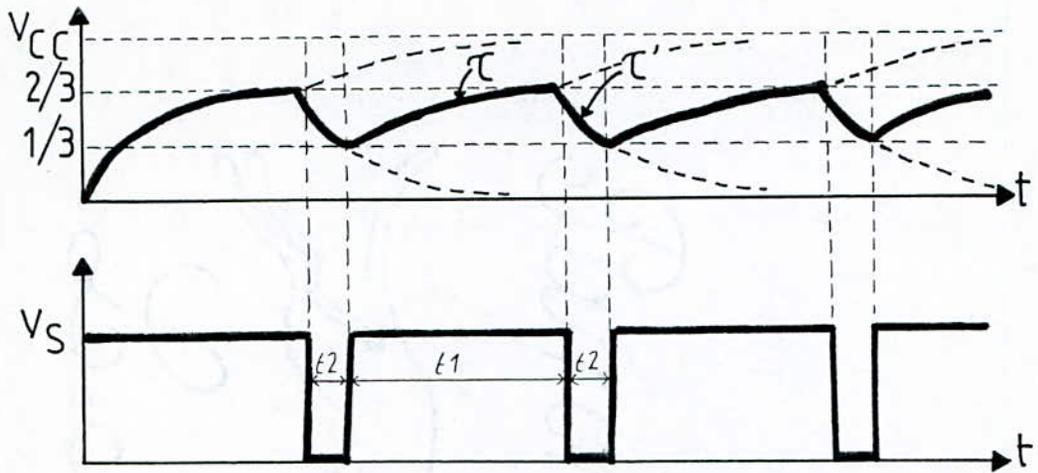


FIG.12. CHRONOGRAMMES

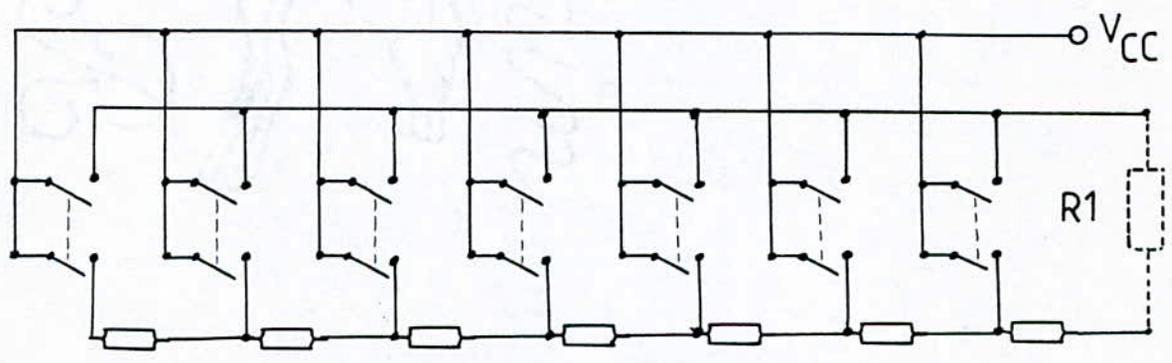


FIG.13. SYSTÈME POUR DURÉE VARIABLE

./.

Les expressions des durées des temps t_1 et t_2 sont :

- Pour t_1

$$V(t) = (V_i - V_f) \exp(-t/\tau) + V_f$$

$$V(t) = \left(\frac{1}{3} V_{cc} - V_{cc}\right) \exp(-t/\tau) + V_{cc}$$

pour $t = t_1$; $v(t_1) = \frac{2}{3} V_{cc}$

$$\frac{2}{3} V_{cc} = -\frac{2}{3} V_{cc} \exp(-t_1/\tau) + V_{cc}$$

$$\boxed{t_1 = \tau \ln 2} \text{ avec } \tau = (R_1 + R_2) C$$

- Pour t_2

$$V(t) = \left(\frac{2}{3} V_{cc}\right) \exp(-t/\tau')$$

pour $t = t_2$; $v(t_2) = \frac{1}{3} V_{cc}$

$$\boxed{t_2 = \tau' \ln 2} \text{ avec } \tau' = R_2 C$$

N.B. : On souhaite que notre système de temporisation soit à durée variable, pour cela on remplacera la résistance R_1 par un ensemble de résistances comme le montre la figure 13.

1.1.1.3. - Amplification et adaptation

Le montage choisie est représenté par la figure 14.

Les tensions V et V' sont obtenues à la sortie du système de génération de fréquence, leurs chronogrammes sont donnés par la figure 15.

* Fonctionnement

Pour $t : 0 \leq t \leq t_1$ on a $V = V_{cc}$ et $V' = 0$

Le transistor T_3 (NPN) est saturé ce qui implique que le point (c) est à la masse, donc le transistor T_2 (PNP) est aussi saturé d'où $V_D = V_{cc}$. De même $V' = 0$ donc le transistor T_4 (NPN) est bloqué donc le point (D) est à V_{cc} ce qui donne aussi que le transistor T_1 (PNP) bloqué.

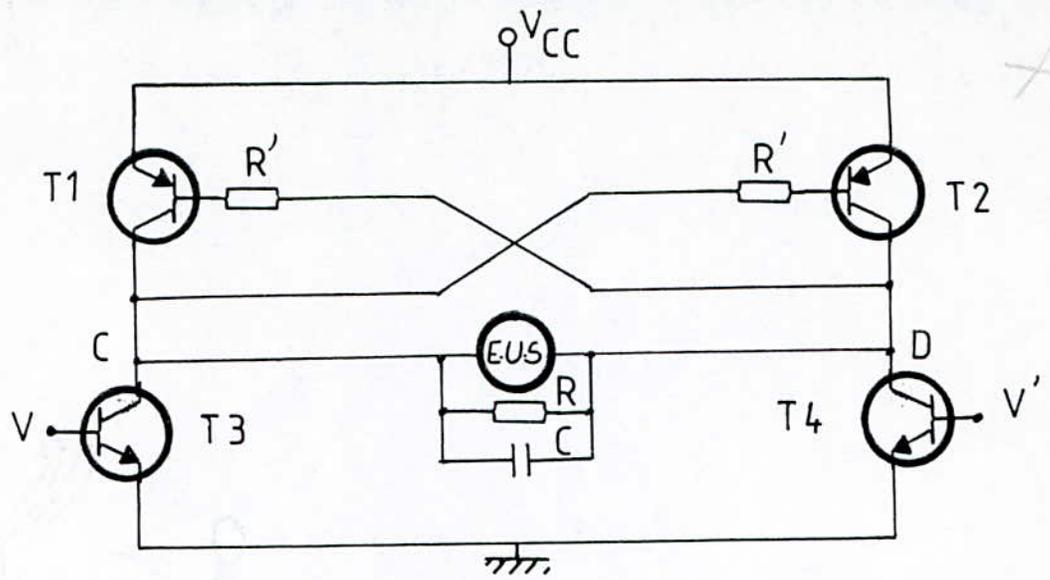


FIG.14. AMPLIFICATION

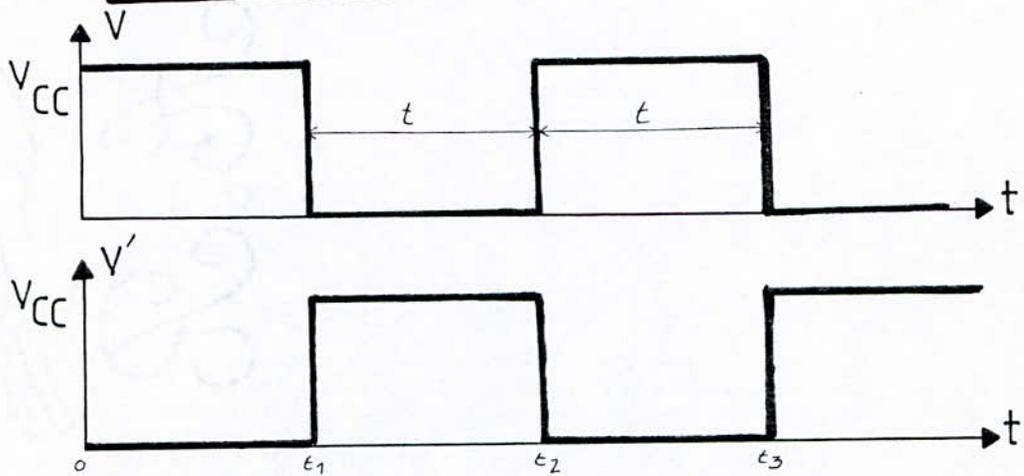


FIG.15. CHRONOGRAMMES

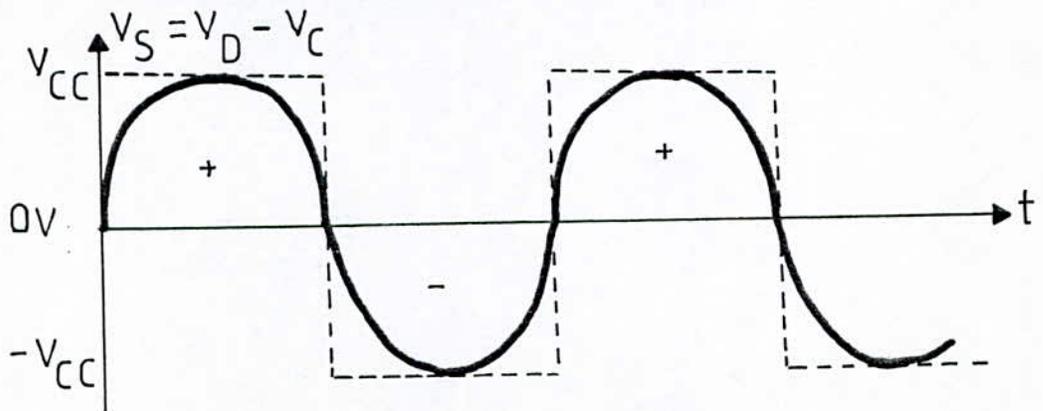


FIG.16. SIGNAL ÉMIS

La tension présente aux bornes de l'élément piézoélectrique est :

$$V_S = V_D - V_C = V_{CC}$$

De même pour t : $t_1 \leq t \leq t_2$, $V = 0$ et $V' = V_{CC}$

Le point (c) sera à V_{CC} et le point (D) à la masse.

$$\text{Donc } V_S = V_D - V_C = -V_{CC}$$

La charge et la décharge dans RC tend à rendre le signal ultrasonique plutôt sinusoïdal que carré. La tension obtenue est représentée par la figure 16.

1.1.2. - Fonctionnement de l'émetteur

Le schéma complet de l'émetteur est donné par la figure 17.

L'astable à CMOS délivre un signal ultrasonique qui sera commandé par le circuit de temporisation à travers les portes logiques NAND. Tant que le signal, à la sortie du temporisateur est au niveau haut "1" l'étage amplificateur reçoit le signal ultrasonique, l'amplifie puis le transmet, mais lorsque la sortie du temporisateur sera au niveau bas "0" les portes logiques NAND seront bloquées et par conséquent aucun signal n'est transmis.

REMARQUE : Dans ce dernier cas la tension présente aux bornes des transistors T3 et T4 est V_{CC} et la tension présente aux bornes de l'élément piézoélectrique est $V_S = 0V$

La figure 18. représente les différents signaux obtenus à la sortie de chaque étage de l'émetteur. En sortie de l'émetteur nous obtenons un signal ultrasonique enveloppé par la salve^{qui} est à la fréquence du temporisateur.

L'erreur maximale commise sur le temps est :

$$t_1 = 1,1 \left(R + \sum_{i=1}^n R_i \right) C \quad \text{avec } n \leq 7$$

$$\text{D'où : } \log(t_1) = \log \left(R + \sum_{i=1}^n R_i \right) + \log(1,1 C)$$

En dérivant nous obtenons :

$$\frac{dt_1}{t_1} = \frac{d \left(R + \sum_{i=1}^n R_i \right)}{R + \sum_{i=1}^n R_i} + \frac{dc}{c}$$

$$\frac{\Delta t_1 \text{ max}}{t_1 \text{ max}} = \frac{\Delta \left(R + \sum_{i=1}^n R_i \right)}{R + \sum_{i=1}^n R_i} + \frac{\Delta C}{C}$$

$$\Delta \left(R + \sum_{i=1}^7 R_i \right) = \Delta R + \Delta \sum_{i=1}^7 R_i = \Delta R + \Delta R_1 + \Delta R_2 + \dots + \Delta R_7$$

$$\text{Or : } \frac{\Delta R_i}{R_i} = 1 \% \Rightarrow \Delta R_i = 1 \% R_i$$

$$\begin{aligned} \text{Alors : } \Delta \left(R + \sum_{i=1}^7 R_i \right) &= 1 \% R + 1 \% R_2 + \dots + 1 \% R_7 \\ &= 1 \% \left(R + \sum_{i=1}^7 R_i \right) \end{aligned}$$

$$\text{D'où } \frac{\Delta \left(R + \sum_{i=1}^7 R_i \right)}{R + \sum_{i=1}^7 R_i} = 1 \%$$

$$\text{Donc : } \Delta t_1 \text{ max} = t_1 \text{ max} (1 \% + 1 \%)$$

$$\Delta t_1 \text{ max} = 6,2 \text{ mS}$$

$$\text{De même : } t_2 = 1,1 RC$$

$$\Delta t_2 = t_2 \left(\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right)$$

$$\Delta t_2 = 0,4 \text{ mS}$$

Le pas de progression des durées choisi est 40 mS supérieur à l'erreur maximale commise sur le temps.

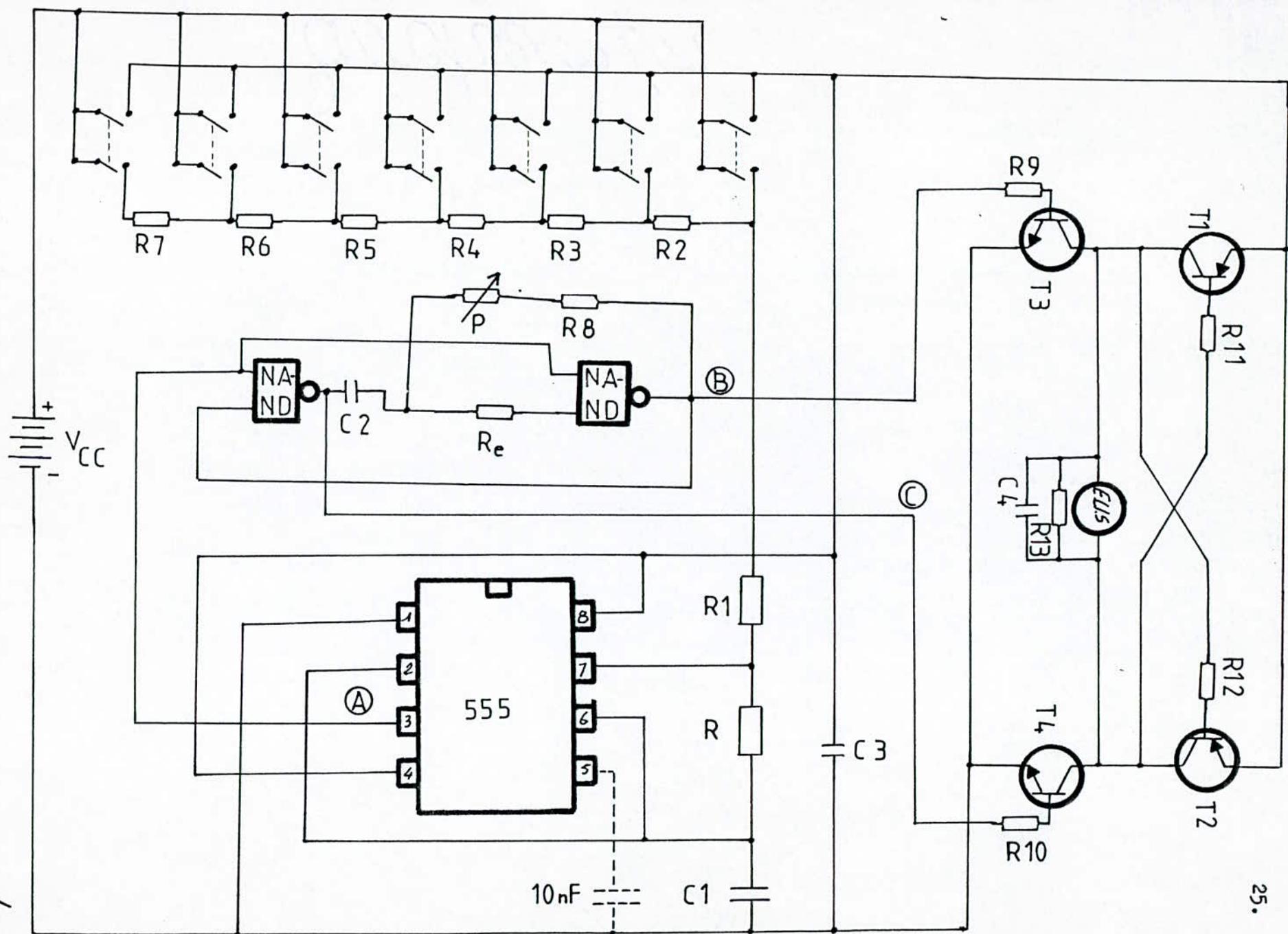


FIG.17. ÉMETTEUR

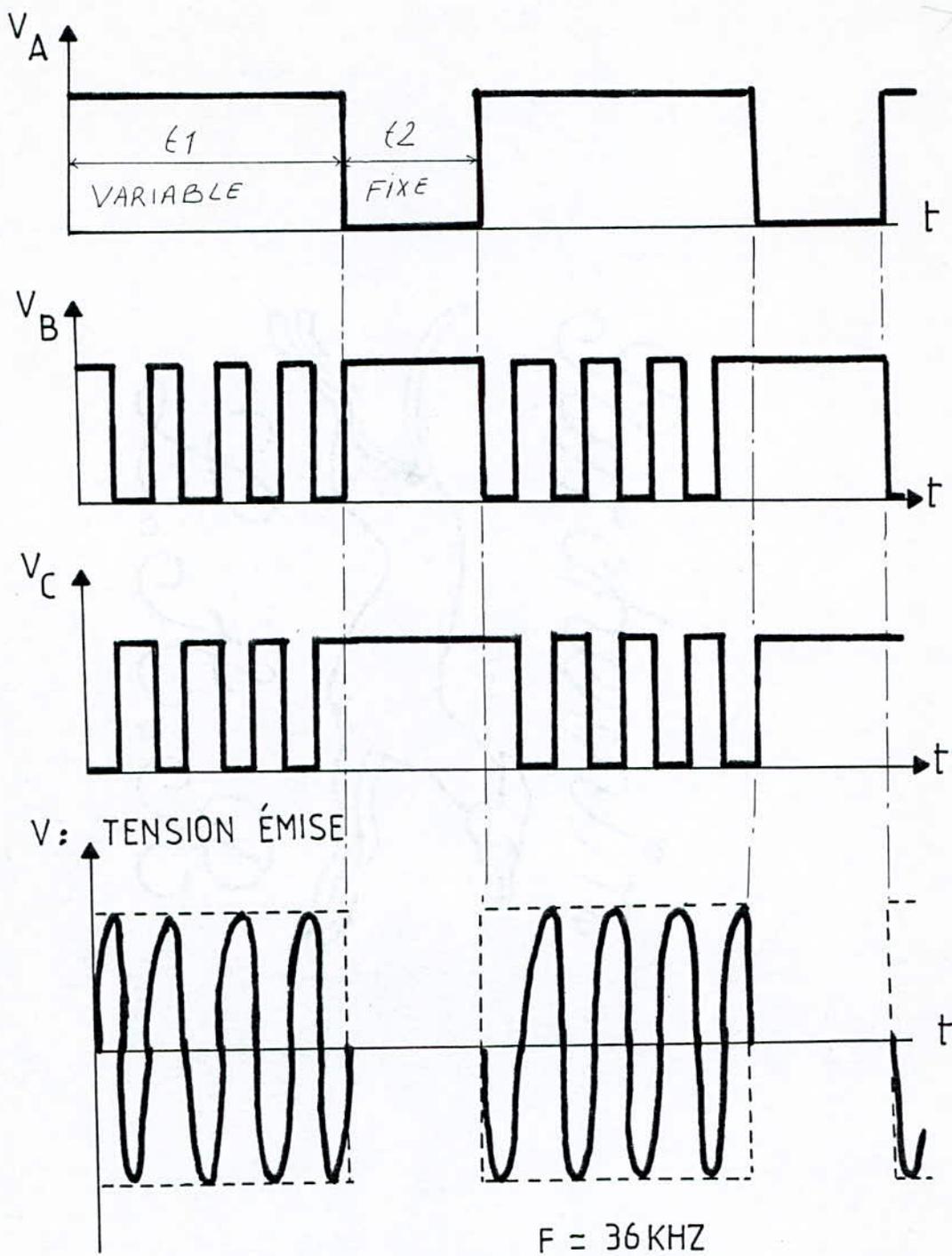


FIG.18. CHRONOGRAMMES

LA DUREE DES SALVES EST REPRESENTEE DANS LE TABLEAU SUIVANT :

FONCTIONS	COMMANDE	DUREE (t1)	DUREE (t2)	FREQUENCE D'EXCURSION (F)
SON	Augmentation Diminution	70mS 110mS	20mS 20mS	F = 36 kHz F = 36 kHz
LUMIERE	Augmentation Diminution	150mS 190mS	20mS 20mS	F = 36 kHz F = 36 Khz
SATURATION	Augmentation Diminution	230mS 270mS	20mS 20mS	F = 36 kHz F = 36 kHz
MARCHE/ARRET	MARCHE/ARRET	310mS	20mS	F = 36 kHz

REMARQUES : 1) - La durée t2 est fixe.

2) - Calculons le rapport : $\frac{(t1 + t2)}{T}$ min avec $T = \frac{1}{F}$

$$\frac{(t1 + t2)}{T} \text{ min} = (70 + 20) \cdot 10^{-3} \cdot 36 \cdot 10^3 = 3240$$

1.2. - LE RECEPTEUR

Un élément piézoélectrique est utilisé comme récepteur (la courbe de puissance est représentée par la figure 5). Par construction, un tel élément n'enregistre que les signaux dont la fréquence est de 36 kHz. Cette propriété est particulièrement intéressante étant donné qu'il se produit à ce niveau un véritable filtrage, ce qui simplifie beaucoup la construction du récepteur. Il est associé à un amplificateur de gain très élevé (80dB), afin de pouvoir attaquer, avec les signaux reçus, le circuit de décodage. Le schéma synoptique de cet ensemble est donné par la figure 19.

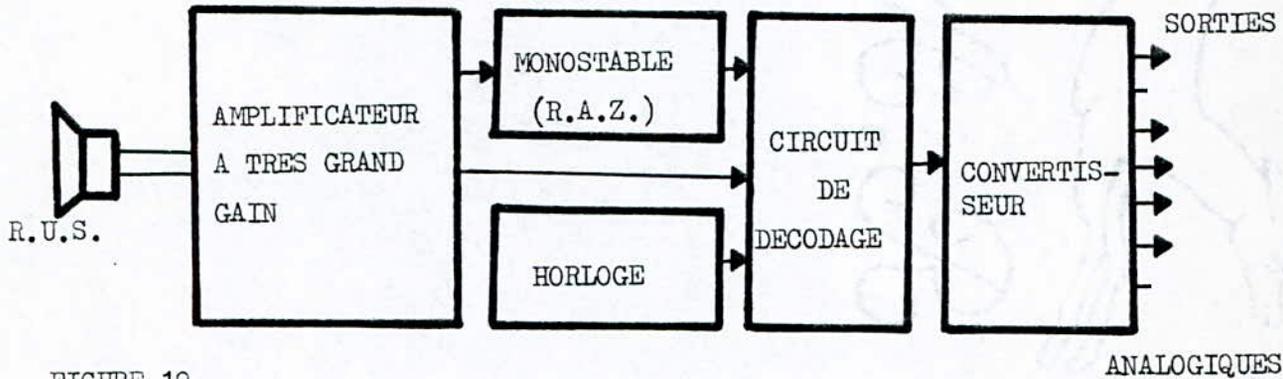


FIGURE 19.

1.2.1. - AMPLIFICATION ET ADAPTATION

Son schéma est représenté par la figure 20. Le premier étage ou le préamplificateur est réalisé par le transistor T1 dont la base est polarisée par les résistances R1 et R2. Ce transistor est stabilisé par la résistance d'émetteur R4, elle-même découplée par la capacité C4 dont le rôle est de laisser "passer" la composante alternative du courant émetteur. Ce premier étage se trouve découplé du reste du récepteur grâce à la cellule de découplage R5, C1. Cette précaution évite tout risque d'accrochage et d'oscillations propres au récepteur. Les transistors T2 et T3 forment deux autres étages amplificateurs, si bien qu'au niveau de la base du transistor T4 on obtient les résultats suivants grâce au circuit détecteur de tension crête-à-crête (formé par D1, D2, C7, C9) :

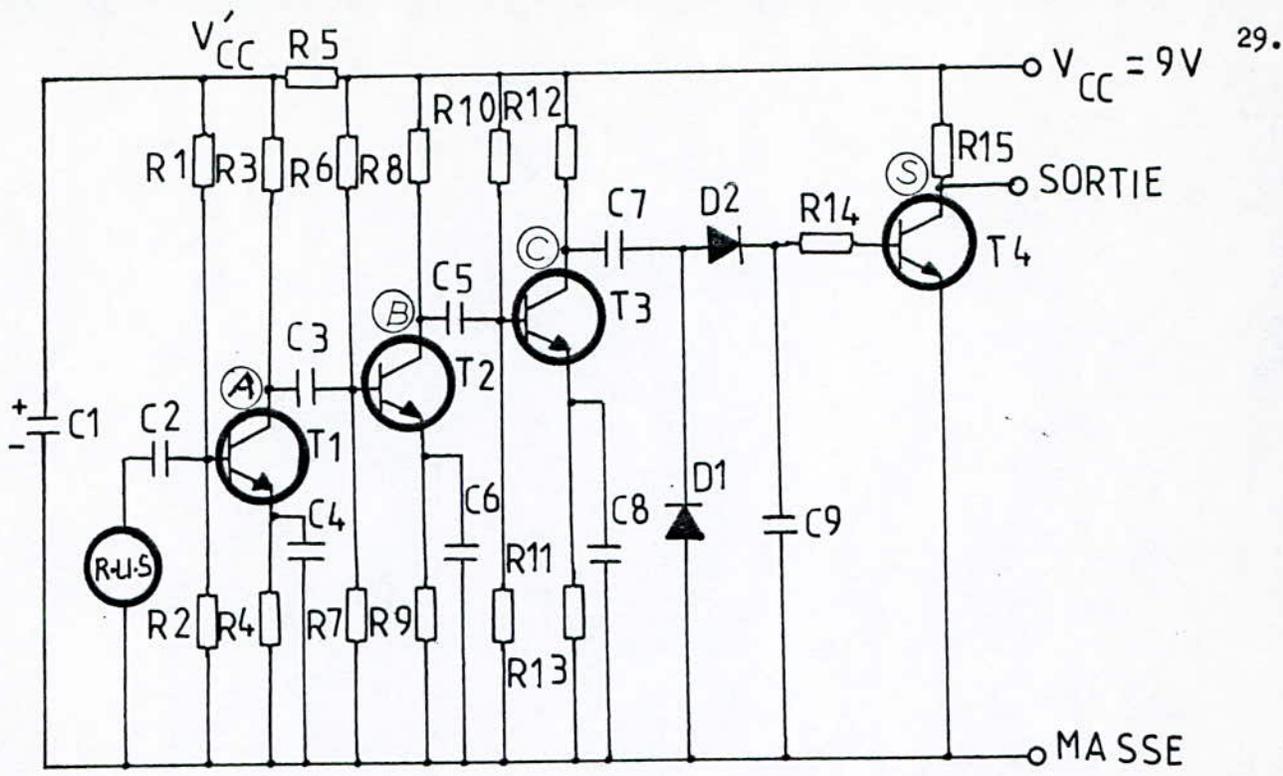


FIG.20. PARTIE AMPLIFICATION

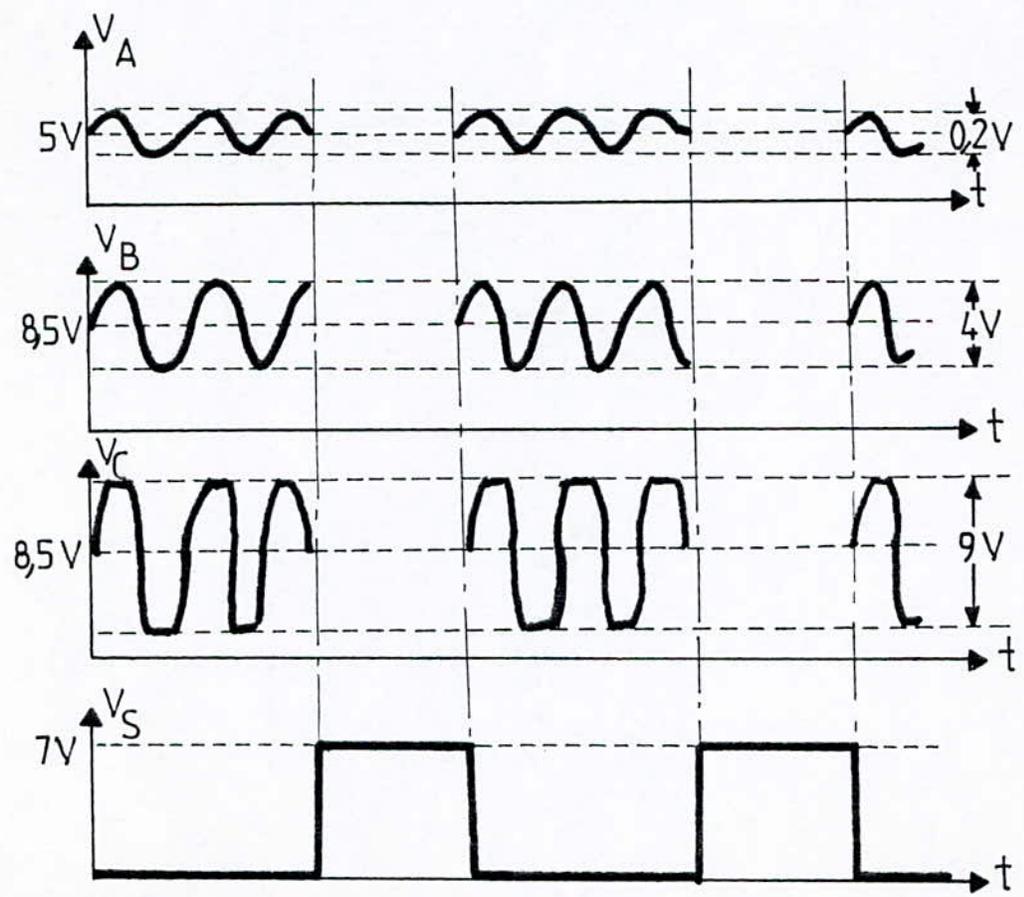


FIG.21. CHRONOGRAMMES

./.

- en absence du signal, une tension pratiquement nulle qui bloque le transistor T4 (NPN) et on aura à la sortie du collecteur une tension continue égale à sept volts.

- en présence du signal, une tension positive suffisante pour saturer le transistor T4 et aucun signal n'est présent à la sortie du collecteur de ce même transistor ($V_{CE} \approx 0V$).

La figure 21. représente quelques chronogrammes en différents points du montage.

1.2.1.1. - Calcul des éléments

HYPOTHESE : Les trois transistors T1, T2 et T3 sont identiques.

$$V_{CC} = 9V, V'_{CC} = 6V \quad \beta = 400$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = 1 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = 4V, V_{CE2} = V_{CE3} = 4,5V$$

en absence du signal on a : $V_A = 5V, V_B = V_C = 8,5V$

- Premier étage

Les équations donnent :

$$V_A = V_{CE1} + R_4 I_E \Rightarrow R_4 = (V_A - V_{CE1}) / I_E$$

d'où

$$R_4 \approx 1K \Omega$$

$$V'_{CC} = R_3 I_C + V_A \Rightarrow R_3 = (V'_{CC} - V_A) / I_C$$

d'où

$$R_3 \approx 1K \Omega$$

En appliquant le théorème de Thevenin on aboutit à :

$$e_g = R_{B1B} + V_{BE} + R_4 I_E \text{ avec } R_B = R_1 // R_2$$

$$e_g = R_2 V'_{CC} / (R_1 + R_2) = R_B V'_{CC} / R_1$$

On aura alors :

$$R_B = (V_{BE} + R_4 I_E) / ((V'_{CC} / R_1) - I_B)$$

On fixe l'une des deux résistances, soit la résistance R_1 telle que :

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

Donc la valeur de R_2 sera :

$$R_2 = R_B R_1 / (R_1 - R_B)$$

$$\text{avec } R_B = 0,48 \text{ K}\Omega$$

d'où $R_2 = 0,92 \text{ K}\Omega$, ce qui donne la valeur normalisée

$$R_2 \approx 1 \text{ K}\Omega$$

soit I_1 le courant qui circule dans R_1 et R_2 en négligeant I_B devant I_1

$$R_2 I_1 \approx V_{BE} + R_4 I_C \Rightarrow I_1 = (V_{BE} + R_4 I_C) / R_2$$

$$\text{d'où : } I_1 = 1,7 \text{ mA}$$

$$R_5 (I_1 + I_C) = V_{CC} - V'_{CC} \Rightarrow R_5 = (V_{CC} - V'_{CC}) / (I_1 - I_C)$$

$$\text{on trouve : } R_5 = 1,11 \text{ k}\Omega$$

on prend la valeur normalisée :

$$R_5 = 1,2 \text{ K}\Omega$$

Le même raisonnement est valable pour les deux autres étages, ce qui donne les résultats suivants :

$$R_6 = R_{10} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = R_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = R_{12} = 470 \Omega$$

$$R_9 = R_{13} = 3,9 \text{ K}\Omega$$

N.B. : Les valeurs des résistances sont normalisées à 10 % .

-Capacités de couplage

Le circuit équivalent de la partie amplification est représentée par la figure 22.

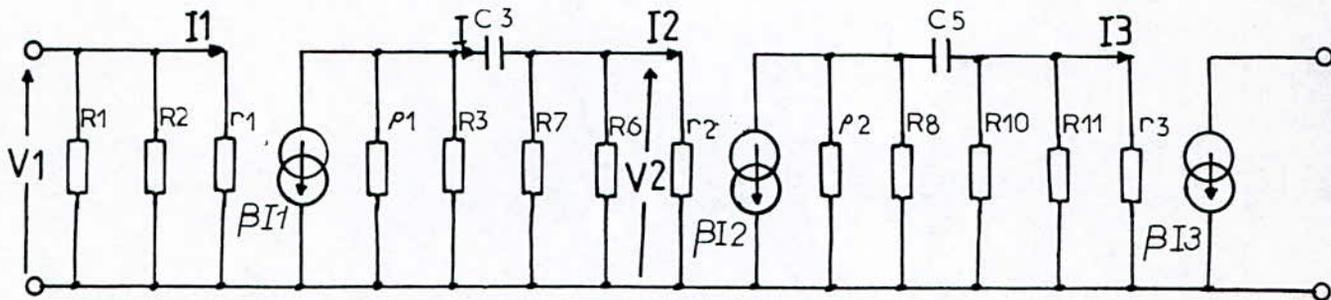


FIGURE 22. SCHÉMA ÉQUIVALENT

Posons :

$$R = (\rho_1 // R_3), \quad r = (R_6 // R_7 // r_2) ; \quad Z = r - j/C_3\omega$$

on a :

$$- \beta I_1 R Z / (R + Z) = + Z I_2$$

$$r I_1 = r_2 I_2$$

d'où :

$$A = \frac{I_2}{I_1} = \frac{-\beta r R}{r_2 (R + r - \frac{j}{C_3\omega})}$$

de plus $V_1 = I_1 r_1$; $V_2 = I_2 r_2$

Donc

$$G = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-\beta r r_1 R}{r_2^2 (R + r) (1 - j/(R+r) C_3\omega)}$$

Si on désigne par G_0 le gain à vide

$$G_0 = \frac{-\beta r r_1 R}{r_2^2 (R + r)}$$

D'où : $G = \frac{G_0}{1 - j/(R+r) C_3\omega}$

Enfin, si l'on pose :

$$y = \frac{G}{G_0} \quad \text{et} \quad x = \frac{W}{W_1} = \frac{f}{f_1}$$

W_1 étant la pulsation de coupure, on a :

$$y = 1/(1 - j/x) ; \quad W_1 = 1/(C_3 (R + r))$$

On en déduit la capacité du condensateur de liaison :

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi (R+r) f_b}$$

Le même raisonnement pour l'autre capacité de liaison donne :

$$C_4 \geq \frac{1}{2\pi (R' + r') f_b}$$

$$\text{Avec } r = (R_6 // R_7 // r_2) ; \quad R = (\rho_1 // R_3)$$

$$r' = (R_{10} // R_{11} // r_3) ; \quad R' = (\rho_2 // R_8)$$

f_b = Fréquence de coupure prise égale à 40 kHz.

- Capacités de découplage

Le gain en tension du premier étage est :

$$G_V = \frac{-\beta R_3}{r_1 + (\beta + 1)R_4} \quad \text{avec } R_4 \text{ non découplé.}$$

maintenant, au lieu d'avoir R_4 , nous avons $Z = (R_4 // C_4)$

$$G'V = \frac{-\beta R_3}{r_1 + (\beta + 1)Z}$$

A une fréquence $f = 36$ kHz la capacité C_4 découple parfaitement l'émetteur si Z est tel que le gain $G_{V'}$ soit égal au gain G_V en mettant $R_4 = 0$;

C'est-à-dire :

$$|(\beta + 1) z| \ll r_1,$$

$$|z| \ll \frac{r_1}{\beta + 1}$$

et la condition de découplage s'écrit :

$$\frac{1}{C_4 W} \ll \frac{r_1}{\beta + 1}$$

Le même raisonnement est valable pour les capacités C6 et C8,
Ce qui donne :

$$\frac{1}{C_6 W} \ll \frac{r_2}{\beta + 1} \qquad \frac{1}{C_8 W} \ll \frac{r_3}{\beta + 1}$$

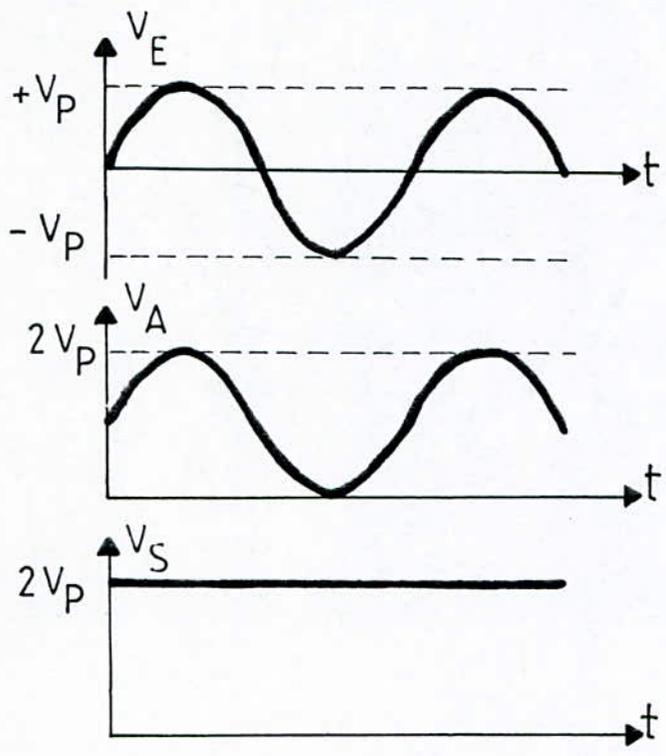
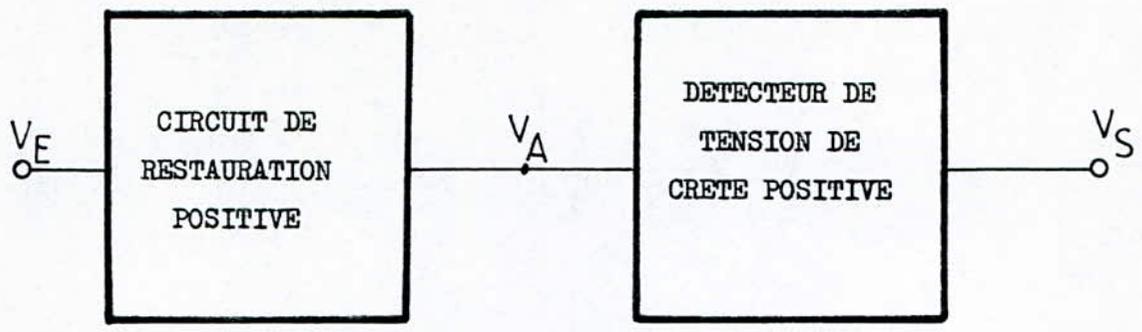
- Détecteur de tension crête à crête

Si on met en cascade un circuit de restauration positive et un détecteur de crête, on obtient un détecteur de tension crête à crête (figure 23-a).

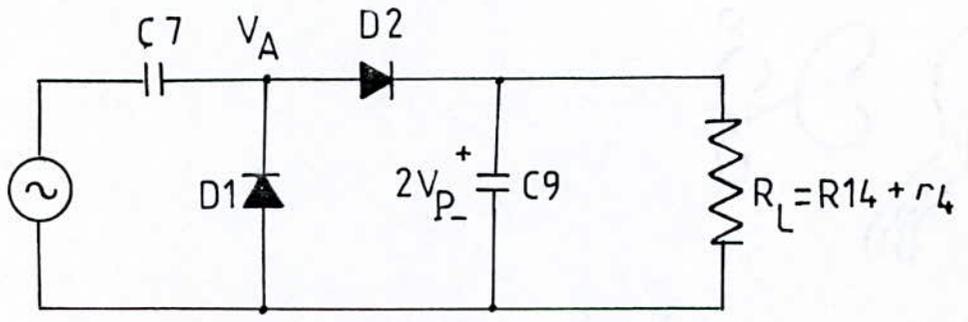
L'onde sinusoïdal d'entrée est restaurée positivement ; l'entrée du détecteur de crête a donc une valeur de crête de $2V_p$. C'est pourquoi la sortie d'un détecteur de crête est une tension continue égale à $2V_p$.

La figure 23.b illustre le détecteur de tension crête à crête.

De plus il faut que les constantes de temps de décharge RLC7 et RLC9 doivent être nettement supérieure à la période du signal d'entrée ($27,78 \mu S$). Cette condition satisfaite, on obtient une bonne restauration et une bonne détection de crête. L'ondulation de sortie sera donc faible.



(A)



(B)

FIG.23. DETECTEUR DE TENSION CRETE A CRETE

- Calcul de R14 et R15

Le transistor T4 est un BC 107 fonctionnant en commutation.

Le transistor saturé, $V_{CE} = 0V$

$I_c = 10mA$

$V_S = 7V$

- Calcul de R15

$$R_{15} = \frac{V_{CC} - V_S}{I_c} = 200\Omega = 220\Omega \text{ normalisée.}$$

- Calcul de R14

Il faut connaître le β du transistor utilisé

ex : $\beta_{\text{mini}} = 50$ $\beta_{\text{maxi}} = 300$

En fait, la valeur précise du β n'est pas très importante, car on n'utilise jamais le courant minimum de saturation d'un transistor, (pour ce type d'application) au contraire, on le "sursature" de façon à assurer un fonctionnement sans problème.

$$I_{b \text{ Sat}} = \frac{I_c}{\beta} \quad I_{b \text{ Sat}} = \frac{0,01}{100 (\beta_{\text{moyen}})} = 100 \mu A$$

Le coefficient de "Sur-saturation" est de 3 à 10, si on choisit 5 :

$$I_{b \text{ Sat}} = 100 \times 5 = 500 \mu A$$

$$T \text{ Saturé}, V_{R14} = 9 - 0,7 = 8,3 V$$

$$d'où R_{14} = \frac{V_{R14}}{I_{b \text{ Sat}}} = 16,6 K\Omega = 15 K\Omega \text{ normalisée.}$$

1.2.2. - L'HORLOGE

L'horloge est réalisée à l'aide du circuit intégré 555, fonctionnant à la période de 40ms. Il est à remarquer que cette période est égale au pas de progression des durées indiquées dans le tableau précédent.

L'étude de cette horloge a été traitée dans la partie émetteur.

1.2.3. - CIRCUIT DE DECODAGE

Il est réalisé à base du circuit intégré 4017 qui est un compteur de décades.

- Son entrée horloge (14) réagit au front montant du signal.

- Si l'entrée validation (13) du 4017 est à "0", le compteur va avancer pas à pas, en fonction du signal horloge, faisant passer les unes après les autres, les sorties à l'état "1". Chaque sortie ne restant à l'état "1" que pendant la durée de la période d'horloge.

- Si l'entrée validation (13) est à "1", le compteur reste dans la position qu'il occupait (même si l'horloge continue de fonctionner).

- L'entrée (15) remise à zéro est active si on la porte à "1", pour cela on a fait appel à un monostable délivrant une impulsion de forme rectangulaire et d'une durée connue, et il se commande par une impulsion de forme quelconque. Son rôle est de délivrer une impulsion chaque fois que l'entrée validation (13) passe de l'état "1" à l'état "0", c'est-à-dire remettre le compteur à zéro. Le schéma du monostable ainsi que les chronogrammes sont donnés par la figure 24.

N.B. : On souhaite éliminer la succession du passage des sorties les unes après les autres à l'état "1" et pour cela une porte AND commandée par le signal de validation est nécessaire à chaque sortie du 4017.

1.2.4. - CONVERTISSEURS NUMERIQUES ANALOGIQUES

Les commandes tels que son, lumière, contraste, demandent à être progressivement réalisées au moyen de potentiomètres électroniques, commandés par des tensions continues.

Ainsi, selon le signal émis, c'est l'une des sorties 1,2,4,5,6,7 où 10 qui passe de l'état bas (L) dans lequel elle se trouve normalement, à l'état haut (H).

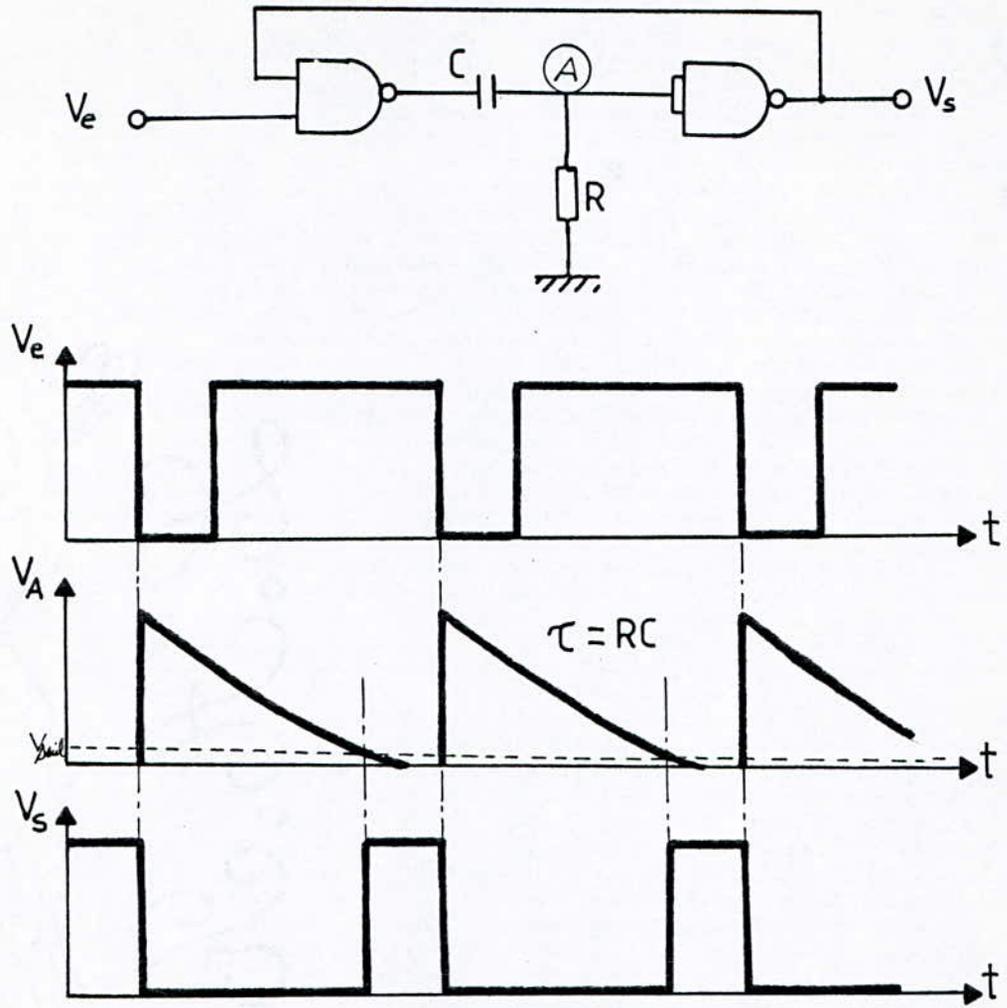


FIG.24. MONOSTABLE ET CHRONOGRAMMES

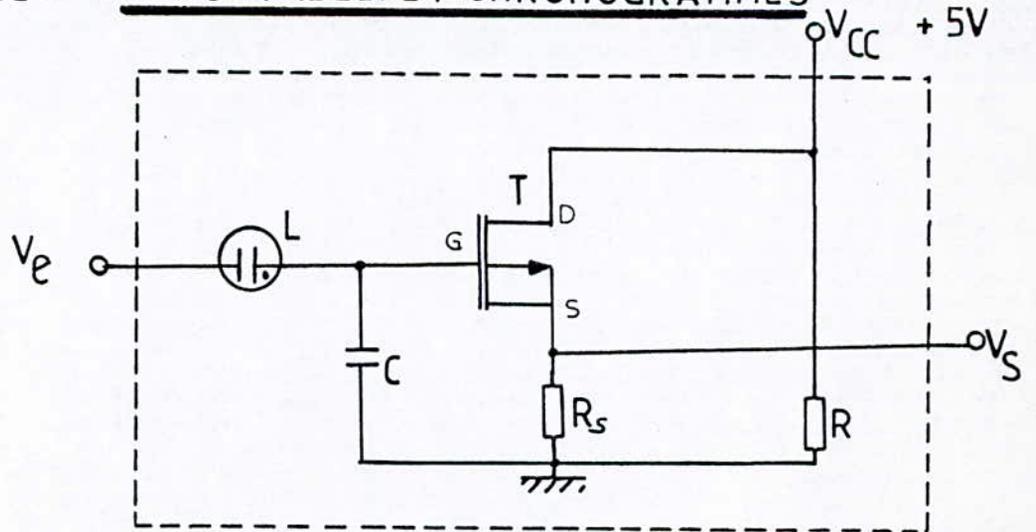


FIG.25. UNITÉ DE MÉMOIRE

La sortie en question passant à l'état haut (H) sature le transistor pilote qui lui est relié. La tension positive de collecteur du transistor est envoyée sur l'unité de mémoire dont le schéma électrique est donné par la figure 25.

Le reste du récepteur est représenté par la figure 26. La figure 27. représente quelques chronogrammes.

Prenons un exemple concret pour examiner comment fonctionne toute cette chaîne.

L'utilisateur désire augmenter le volume du son, que se passe-t-il ?

En actionnant la touche ((+SON)), un signal de période 90 ms issu capté par le récepteur. Le circuit amplificateur est excité et la sortie deux du 4017 passe de l'état bas à l'état haut.

Ce passage au niveau haut provoque la conduction du transistor T9 figure 26.

Comme T8 est bloqué une tension positive est appliquée à la mémoire M2, qui amorce le petit tube néon L (figure 25.) et charge le condensateur M0S et la masse.

Sur la source S de ce même transistor, on obtient ainsi une tension continue qui augmente aussi longtemps (dans une certaine plage) que la pression sur la touche est maintenue et tant que la sortie deux du 4017 est au niveau haut. Cette tension, continue croissante est envoyée à l'endroit voulu du téléviseur pour augmenter le son.

Lorsque l'on relâche la touche, le néon L se désamorce et la charge de C, donc la tension de sortie de la mémoire, reste constante maintenant le téléviseur au réglage effectué auparavant.

Si l'on actionne, au contraire, la touche ((-SON)) c'est la sortie quatre du 4017 qui passe à l'état haut le transistor T se sature alors que T9 reste bloqué.

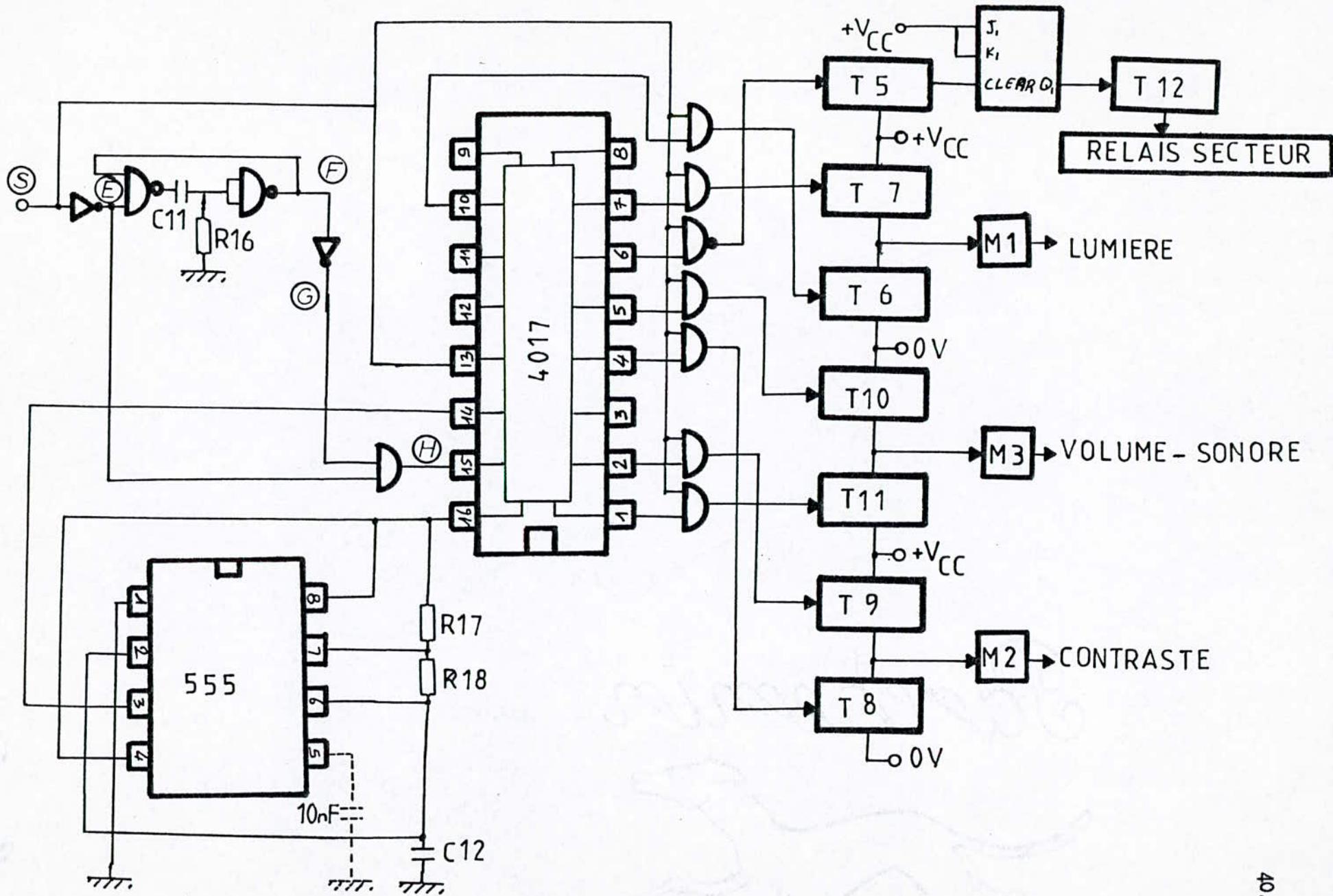
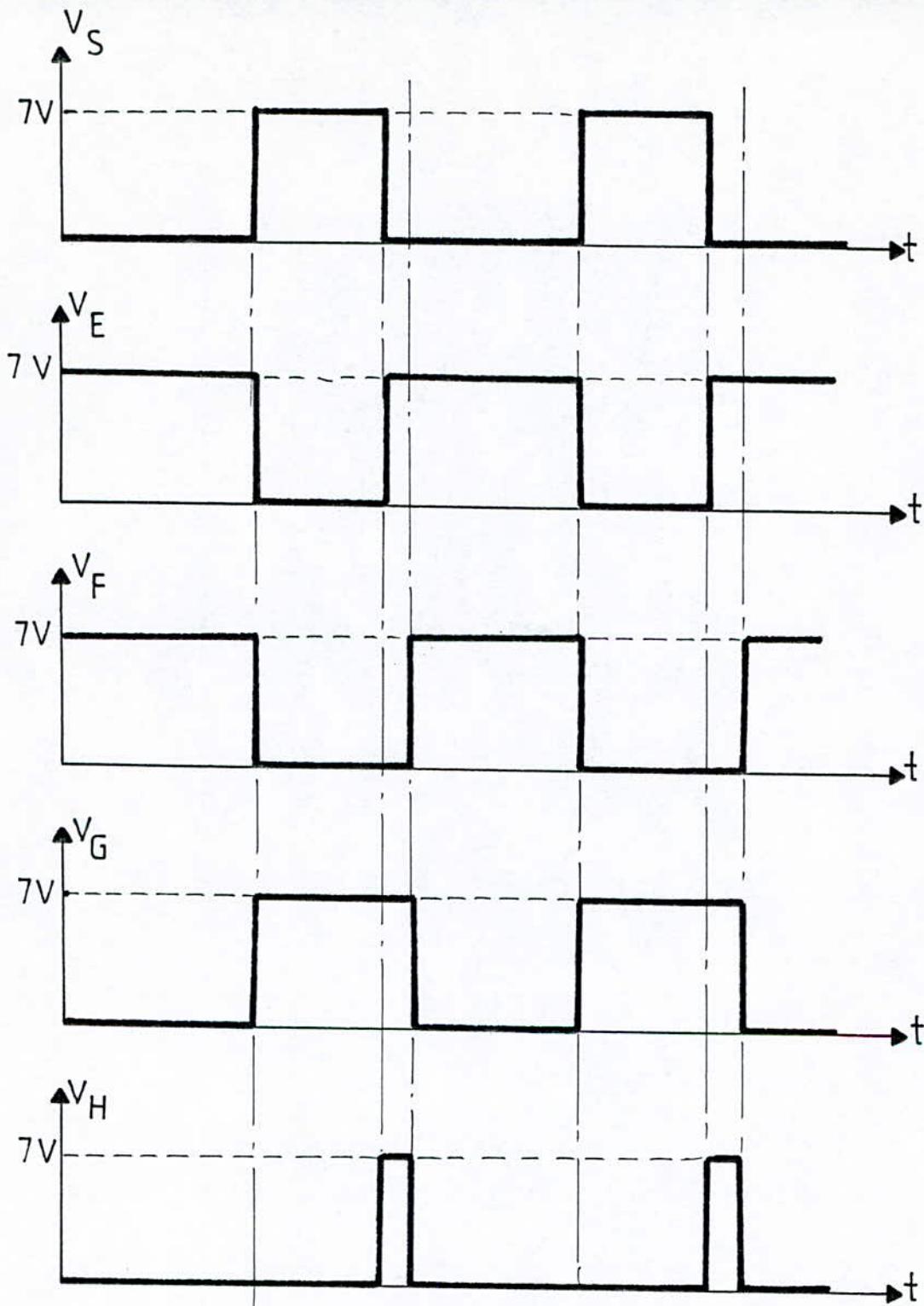


FIG. 26. RESTE DU RÉCEPTEUR

FIG.27. CHRONOGRAMMES

Le néon L s'amorce car la différence de potentiel à ses bornes est suffisante et le condensateur C se décharge progressivement à la masse. La tension de sortie de la mémoire diminue et le volume du son diminue progressivement.

Ce raisonnement est similaires pour les réglages de luminosité et de contraste.

Lorsque la touche "Mise en veille" est actionnée, la sortie six du 4017 passe à l'état haut donc à la sortie de la porte NAND on aura passage à l'état bas, bloquant le transistor T5. Un niveau bas est donc appliqué à l'entrée clear (=remise à zéro de la sortie Q) de la bascule JK N° 1 du circuit intégré SN 7476 N qui comprend deux bascules. La sortie Q 1 passe donc à l'état bas également (puisque l'entrée "clear" d'une bascule JK commute la sortie à l'état bas lorsqu'on lui applique un niveau bas), ce qui entraîne le blocage du transistor T12 dont le rôle est d'alimenter le relais de commande du téléviseur, et par conséquent ce dernier est mis en position veille.

Afin que l'utilisateur puisse allumer son téléviseur à distance, l'amplificateur ainsi que le découdeur doivent être alimentés continuellement.

N.B. : Le calcul des éléments des transistors T5.... T12 et le même que celui de T4.

II.2. - ETUDE ET REALISATION D'UNE TELECOMMANDE A U.S.
EN UTILISANT DES CIRCUITS INTEGRES SPECIALISES

Vu la nécessité de composants de très grande précision pour la réalisation de la télécommande précédente, nous avons été amenés à utiliser des circuits spécifiques pour ce genre de réalisation.

Nous avons utilisé les C.I. SAA 1024 et le SAA 1025 dont les descriptions seront données ultérieurement.

Ce type de télécommande fonctionne comme suit :

A chaque ordre correspond une fréquence discrète donnée. Chaque fréquence est produite dans l'émetteur sous forme d'oscillations électriques, puis diffusée sous forme d'ultrasons par un haut parleur. Le récepteur capte ces signaux par un micro, les transforme en signaux électriques codés pour commander les différentes fonctions du récepteur.

Puisque notre télécommande va être adaptée au téléviseur 61 MT1 de la SONELEC donc elle doit permettre d'effectuer neuf (9) commandes à distance et ceci à l'aide de neuf (9) fréquences ultrasoniques différentes. Ces neuf (9) fonctions sont réparties comme suit :

- Six (6) pour les réglages de volume sonore, de lumière et du contraste ;
- Une (1) pour les fonctions "marche-arrêt" ;
- Une (1) coupure son ;
- Une (1) réglage moyen de la lumière et du contraste.

La caractéristique la plus marquante de notre système est la simplicité des circuits obtenue par l'emploi d'un circuit intégré SAA 1024 dans l'émetteur et d'un circuit intégré SAA 1025 dans le récepteur.

Le récepteur de la télécommande en question a la particularité de fonctionner selon le principe du comptage de fréquence et ne nécessite donc pas de circuit sélectif donc pas d'étalonnage.

2.1. - L'EMETTEUR

L'émetteur est constitué autour du SAA 1024, il possède trente (30) canaux développés par intermetall dans la technologie CMOS. Ces trente (30) canaux correspondent à trente (30) fréquences ultrasoniques comprises entre 34 KHz et 44 KHz environ.

2.1.1. - FONCTIONNEMENT

La figure 28 donne le schéma synoptique interne du circuit intégré SAA 1024.

Ce circuit est constitué d'un oscillateur à 4,433618 MHz, piloté par un quartz, suivi d'une bascule bistable (flip-flop), d'un diviseur programmable et d'un diviseur fixe. Le diviseur programmable est commandé par un décodeur également intégré qui reçoit les informations venant du clavier de commande.

La fréquence de 4,433618 MHz produite par l'oscillateur est divisée par deux dans le (flip-flop) et passe donc à 2,216.809 MHz.

Ce signal passe ensuite dans le diviseur programmable dont le rapport de division R est donné par la formule :

$$R = \frac{97 + n}{128}$$

dans laquelle (n) est un nombre entier compris entre 1 et 30 et qui est imposé par le décodeur selon le code qu'il reçoit lui-même du clavier de commande.

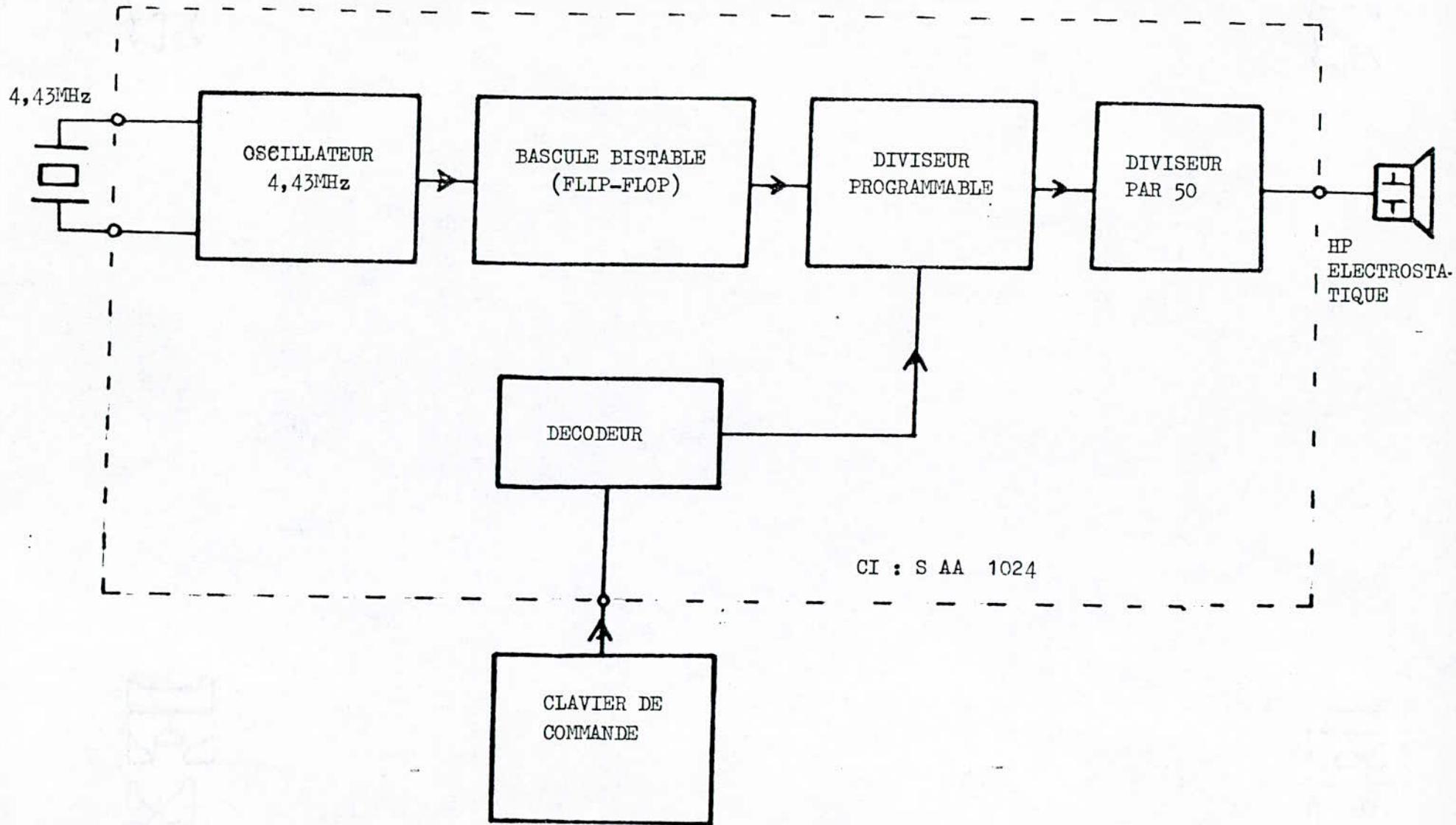


FIG.28.

Le décodeur intégré convertit les signaux en mots de 5 bits, et les transmet en diviseur programmable qui produira la fréquence voulue.

Ainsi, à la sortie du diviseur programmable et selon la valeur de (n), on obtient une fréquence comprise entre 1697 et 2200 KHz environ. Le tableau (1) donne à titre indicatif les fréquences obtenues en fonction de (n).

La fréquence obtenue à la sortie du diviseur programmable est à nouveau divisée au niveau du diviseur fixe par 50, ainsi, on obtient donc 30 fréquences différentes possibles (selon la valeur de n), comprises entre 34 KHz et 44 KHz environ et donc se trouvant dans la bande des ultrasons.

Une étude expérimentale nous a permis de faire correspondre à chaque fréquence un code distinct.

Le tableau (2) récapitule les 30 fréquences ultrasoniques obtenues à la sortie de l'émetteur et correspondant, chacune à une opération bien précise au niveau du récepteur.

Mais nous allons nous limiter dans notre travail aux neuf (9) opérations définies précédemment.

2.1.2. - DESCRIPTION DU SAA 1024

Les broches 1 et 2 sont celles d'un inverseur branché en contre-réaction avec le quartz et faisant office d'oscillateur. La résistance R1 sert au réglage du point de fonctionnement.

Le SAA 1024 est commandé à travers une matrice à diodes. Cette matrice combine les touches sensibles 1 à 30 avec les ^{entrées} (a, b, c, d, e, f, g, h, i, k, l) du SAA 1024. Lorsque l'une des touches est enfoncée, deux entrées du circuit intégré sont activées. L'une (entrée a, b, c, d ou e) correspond à la colonne dans laquelle se trouve la touche, l'autre (entrée f, g, h, i, k, ou l) à la ligne dans laquelle se place cette même touche. Ainsi, à chaque touche correspond un code d'entrée différent sur le circuit intégré.

TABLEAU 1FREQUENCES OBTENUES A LA SORTIE DU DIVISEUR PROGRAMMABLE EN FONCTION DE n

n	FREQUENCE (kHz)
1	1697,25
2	1714,56
3	1731,88
4	1749,2
5	1766,5
6	1783
7	1801,16
8	1818,48
9	1835,8
10	1853,11
11	1870,43
12	1887,75
13	1905,07
14	1922,39
15	1939,7

n	FREQUENCE (kHz)
16	1957,03
17	1974,35
18	1991,66
19	2009
20	2026,3
21	2043,62
22	2060,94
23	2078,26
24	2095,58
25	2112,9
26	2130,22
27	2147,53
28	2164,85
29	2182,17
30	2199,5

TABLEAU N° 2

TABLEAU DES DIVERSES COMMANDES AVEC LES FREQUENCES ULTRASONIQUES CORRESPONDANTES

N° COMMANDE	FREQUENCE (kHz)	COMMANDE	CODE D'ENTREE
1	33 945	MARCHE/ARRET	EH
2	34 291	COUPURE SON	EL
3	34 638	+ CONTRASTE	EG
4	34 984	REGLAGE MOYEN	EK
5	35 330	- CONTRASTE	EF
6	35 676	TOUCHE EN RESERVE N° 1	EI
7	36 023	+ LUMINOSITE	BF
8	36 370	TOUCHE EN RESERVE N° 2	AI
9	36 716	- LUMINOSITE	BF
10	37 062	TOUCHE EN RESERVE N° 3	BI
11	37 408	+ VOLUME SON	CF
12	37 755	TOUCHE EN RESERVE N° 4	CI
13	38 101	- VOLUME SON	DF
14	38 448	TOUCHE EN RESERVE N° 5	DI
15	38 794	PROGRAMME 1	AG
16	39 141	PROGRAMME 2	AK
17	39 487	PROGRAMME 3	BG
18	39 833	PROGRAMME 4	BK
19	40 180	PROGRAMME 5	CG
20	40 526	PROGRAMME 6	CK
21	40 872	PROGRAMME 7	DG
22	41 218	PROGRAMME 8	DK
23	41 565	PROGRAMME 9	AH
24	41 912	PROGRAMME 10	AL
25	42 258	PROGRAMME 11	BH
26	42 604	PROGRAMME 12	BL
27	42 950	PROGRAMME 13	CH
28	43 297	PROGRAMME 14	CL
29	43 643	PROGRAMME 15	DH
30	43 990	PROGRAMME 16	DL

Le décodeur contenu dans ce circuit reçoit les informations et détermine ainsi le rapport R de division de fréquence du diviseur programmable, comme nous l'avons vu précédemment.

On peut se passer de la matrice si l'on dispose de touches à contact double telles que celles symbolisées dans la figure 29.

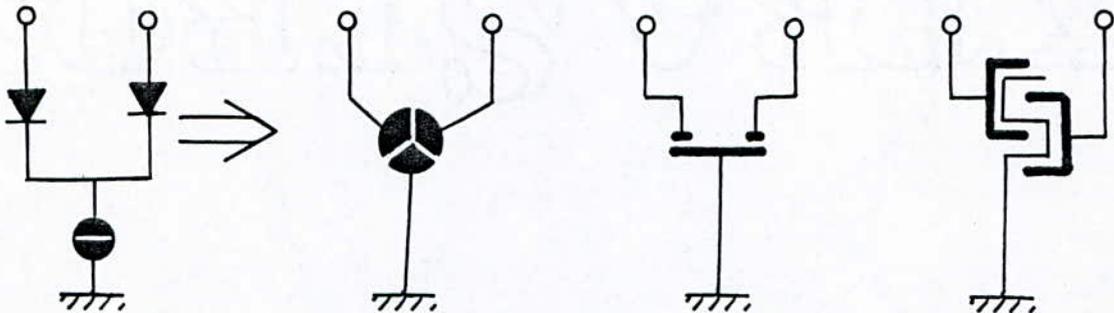


FIG. 29 : DES TOUCHES A "DOUBLE CONTACT" PERMETTENT DE SE PASSER DE LA MATRICE A DIODES

Le schéma électrique de l'émetteur est donné par la figure 30.

A noter qu'avant d'arriver au circuit SAA 1024 les informations passent par des circuits d'entrée constitués de cellules RC dont le rôle est d'éliminer d'éventuelles impulsions parasites.

En sortie du circuit intégré (broche 15), le signal ultrasonique est envoyé à travers la résistance R4 sur la base du transistor T1 qui pilote le haut-parleur électrostatique.

La bobine L, reliée au collecteur de T1 est montée en auto-transformateur ce qui permet d'obtenir, à ses bornes (points A et E), une tension sinusoïdale d'environ deux cents (200) volts crête à crête.

La broche 15 du C.I. SAA 1024 délivre des signaux rectangulaires (Fig. 30) qui ont pour rôle de commander le transistor T1.

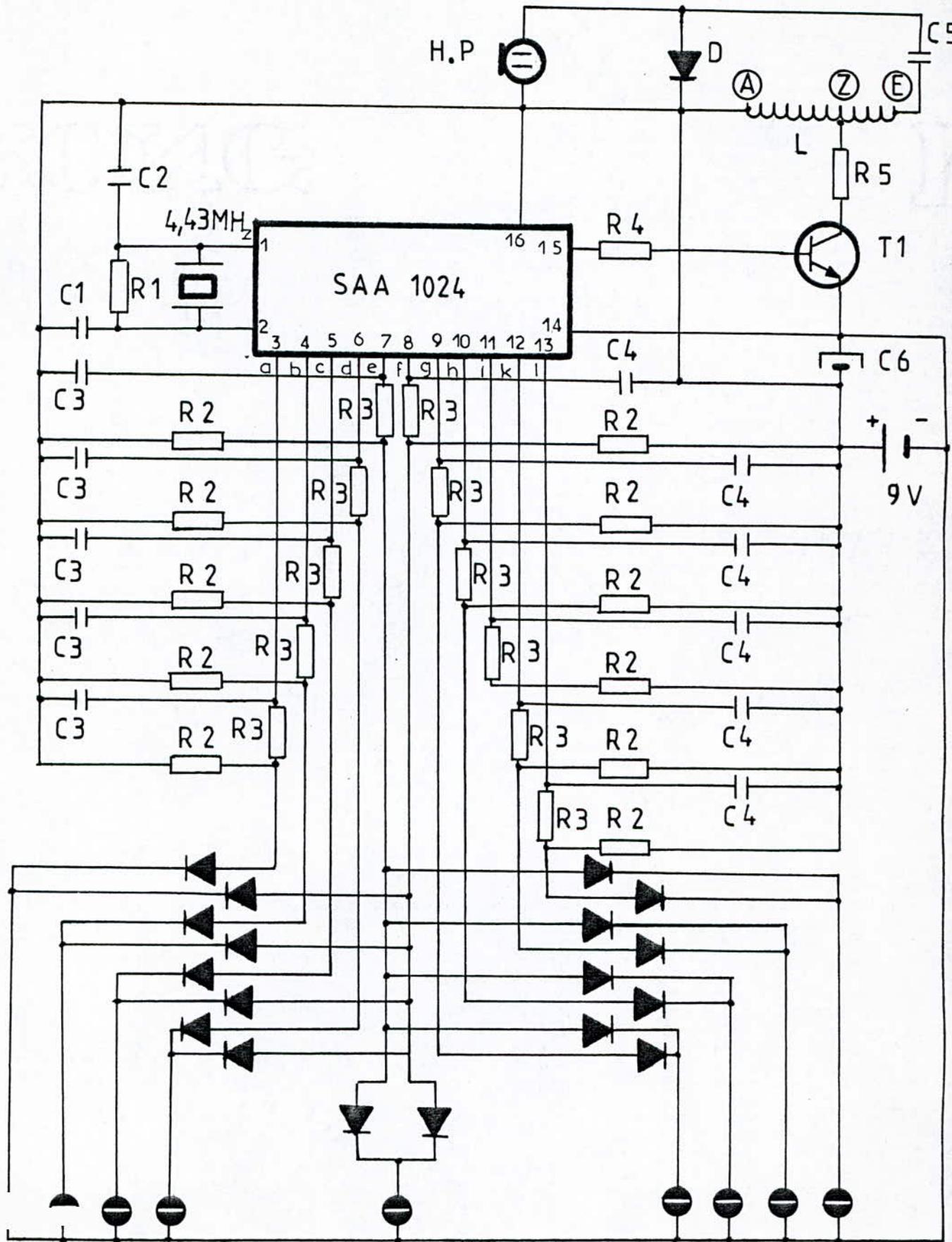


FIG. 30. ÉMETTEUR RÉALISÉ A L'AIDE DU CI SAA 1024

Le blocage et la saturation de ce transistor n'étant pas rapide, un courant variable circule dans le primaire (AZ) de la bobine ce qui engendre un flux propre Φ et une f. e. m. ($V_1 = -L \frac{dI}{dt}$ avec L constante (figure 30.-b-)). Cette tension V_1 est transmise sur le secondaire (ZE) de la bobine avec un rapport de transformation $N = \frac{n_2}{n_1}$, ce qui donne une tension variable élevée aux bornes de la bobine (figure 30 -c-). La capacité C5 a pour rôle de filtrer le signal.

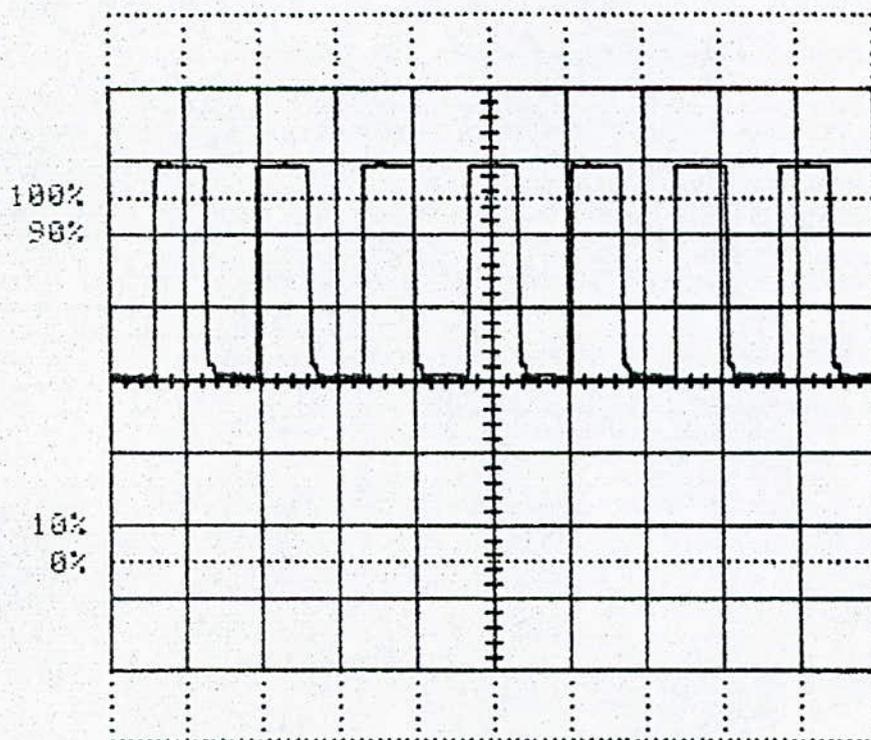
La diode opère un redressement simple alternance. La tension continue obtenue sert à polariser le transducteur électrostatique qui peut donc émettre les ultrasons en direction du récepteur de la télécommande.

COUPLAGE: DC
 TIME/DIV: 20 US
 VOLTS/DIV: 2 V
 TRIGGER PT.: 6.250 NS
 MAX: 5.94 V
 MIN: 0 MV

FIGURE 30 -a-

La sortie I5 du C.I. SAA 1024 délivre des signaux rectangulaires qui vont commander le transistor T1.

CH1



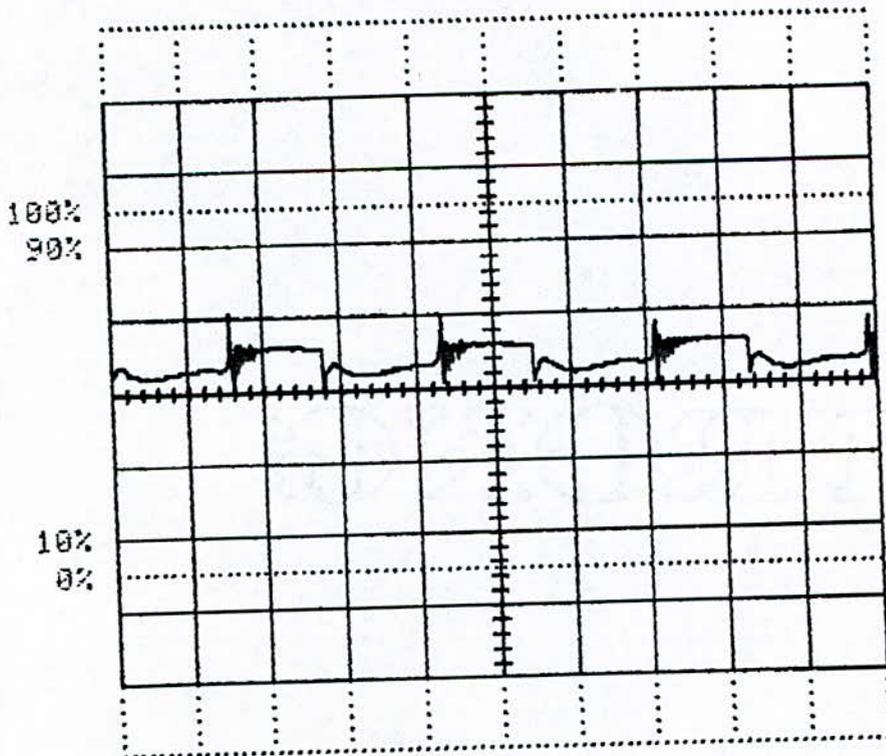
CH1

FIGURE 30 -b-

Le signal aux bornes (AZ) du primaire de la bobine montrant la f. e. m. induite par le courant collecteur de T_I.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 10 US
VOLTS/DIV: 5 MV
TRIGGER PT.: 3.125 NS
MAX: 38.8 MV
MIN: 25.4 MV

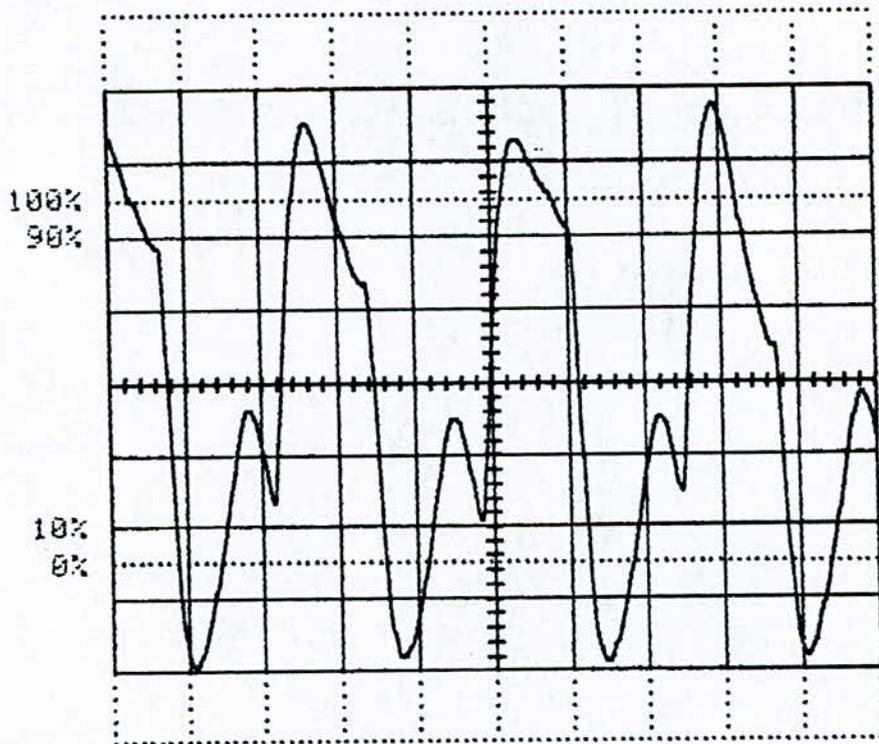
CH1



Signal alternatif aux bornes de la bobine (AE).

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 10 US
VOLTS/DIV: 5 U
TRIGGER PT.: 3.125 NS
MAX: 44.2 U
MIN: 5.6 U

CH1



Cet émetteur ne consomme du courant que pendant la transmission des signaux de commande. Au repos, sa consommation est inférieure à 10 micro-ampères.

Il peut donc rester en permanence sous-tension car une telle consommation est négligeable, compte tenue de la durée moyenne de vie de la pile 9 volts employée.

2.2. - LE RECEPTEUR

Le récepteur 30 canaux SAA 1025 est également un MOS, en technologie "grille silicium". Il a pour fonction de mesurer la fréquence du signal acoustique transmis par comptage périodique pendant un temps de mesure fixe déterminé par quartz. Les signaux de commande des trois valeurs analogiques : gain, luminosité et contraste sont stockés dans le SAA 1025 et délivrés continuellement sous forme de tensions carrées dont le taux d'impulsion détermine la valeur analogique.

2.2.1. - L'ENTREE HORLOGE

La fréquence d'horloge est délivrée par un quartz à la fréquence de 4,433619 MHz, dont l'amplitude se situera entre 4 et 5 v. La tension est connectée à la tension de service au moyen d'une diode de protection intégrée.

Le signal à 4,43 MHz arrivant sur la broche 15 de ce circuit passe dans une succession de diviseurs, qui, au bout du compte, divisent par 102400 la fréquence du signal de l'oscillateur. Le signal à 43,3 Hertz obtenu, sert de référence au compteur de fréquence.

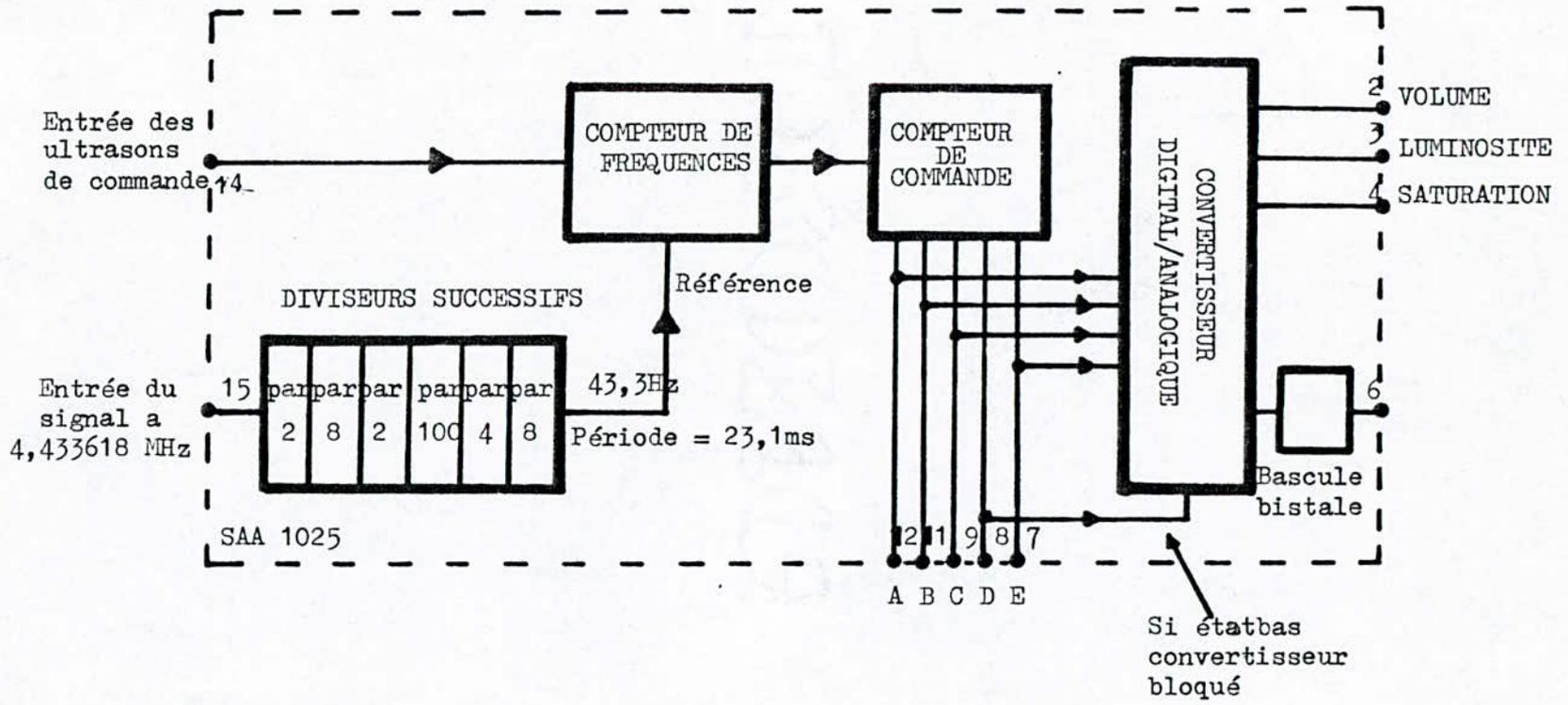
Celui-ci compare la période du signal ultrasonique entrant par la broche 14 du circuit à la période de 23,1 ms du signal de référence. Cette mesure est interprétée par le compteur de commande qui délivre un code à cinq (5) bits A,B,C,D et E différent pour chaque fréquence ultrasonique et donc particulier à chaque commande désirée. Le tableau 3 donne, à titre indicatif, les codes correspondants à chaque fonction.

TABLEAU N° 3

CODES E A B C D CORRESPONDANTS A CHAQUE FONCTION

N° COMMANDE	FREQUENCE (kHz)	C O D E					COMMANDE
		E	A	B	C	D	
1	33,945	H	L	H	H	H	MARCHE/ARRET
2	34,291	L	L	H	H	H	COUPURE SON
3	34,638	H	H	L	H	H	+ CONTRASTE
4	34,984	L	H	L	H	H	REGLAGE MOYEN
5	35,330	H	L	L	H	H	- CONTRASTE
6	35,676	L	L	L	H	H	TOUCHE EN RESERVE N° 1
7	36,023	H	H	H	L	H	+ LUMINOSITE
8	36,370	L	H	H	L	H	TOUCHE EN RESERVE N° 2
9	36,716	H	L	H	L	H	- LUMINOSITE
10	37,062	L	L	H	L	H	TOUCHE EN RESERVE N° 3
11	37,408	H	H	L	L	H	+ VOLUME SON
12	37,755	M	H	M	M	H	TOUCHE EN RESERVE N° 4
13	38,101	H	L	L	L	H	- VOLUME SON
14	38,448	L	L	L	L	H	TOUCHE EN RESERVE N° 5
15	38,794	H	H	H	H	L	PROGRAMME 1
16	39,141	L	H	H	H	L	PROGRAMME 2
17	39,487	H	L	H	H	L	PROGRAMME 3
18	39,833	L	L	H	H	L	PROGRAMME 4
19	40,180	H	H	L	H	L	PROGRAMME 5
20	40,526	L	H	L	H	L	PROGRAMME 6
21	40,872	H	L	L	H	L	PROGRAMME 7
22	41,218	H	L	L	H	L	PROGRAMME 8
23	41,565	H	H	H	L	L	PROGRAMME 9
24	41,912	L	H	H	L	L	PROGRAMME 10
25	42,258	H	L	H	L	L	PROGRAMME 11
26	42,604	L	L	H	L	L	PROGRAMME 12
27	42,950	H	H	L	L	L	PROGRAMME 13
28	43,297	L	H	L	L	L	PROGRAMME 14
29	43,643	H	L	L	L	L	PROGRAMME 15
30	43,990	L	L	L	L	L	PROGRAMME 16

SYNOPSIS DU CIRCUIT INTEGRE SAA 1025



2.2.2. - L'ENTREE ULTRASONS

L'entrée ultrasons est alimentée par les signaux ultrasoniques, auparavant amplifiée et convertie en une tension carré d'amplitude d'au moins 6 V. Dès la perception de la première impulsion ultrasonique, nous avons la chronologie suivante : phase de mise en route, durée maximale 21,7 ms ; phase de mesure, durée 21,7 ms ; pause, durée 3 x 21,7 ms ; et impulsion de sortie durée 21,7 ms.

Lorsque le signal est continu, les impulsions de sortie aux broches 2, 3 et 4 du SAA 1025 se suivent à 173,2 ms d'intervalle. Pendant toute la durée de réception un compteur réversible contrôle la durée périodique. Lorsque celle-ci est inférieure à $18 \mu\text{S}$ ou supérieure à $36 \mu\text{S}$, le signal n'est plus évalué et le circuit d'évaluation est remis à l'état initial. Après $15 \mu\text{S}$, le récepteur est à nouveau prêt. Ce dispositif sert à supprimer l'effet des fréquences non comprises entre 27,7 KHz et 55,4 KHz.

Les signaux auxquels il manque 7 impulsions, ou qui en ont 8 de trop du fait d'une déviation de fréquence, sont encore exploités comme exacts, c'est-à-dire que la fréquence d'émission ultrasonique de 33,9 KHz peut dévier de $\pm 0,9 \%$ et celle de 43,6 KHz $\pm 0,74 \%$ sans provoquer d'erreurs.

2.2.3. - LES SORTIES ANALOGIQUES

Les sorties lumière, contraste et volume (figure 31) sont les broches drain des transistors convertisseurs D/A. Une tension de sortie carrée de fréquence 8,9 KHz est délivrée lorsque des résistances sont branchées entre les sorties et la masse. Le taux d'impulsion peut prendre 30 valeurs différentes comprises entre 1/30 et 30/1.

Environ 110 ms après début du signal ultrasonique, le taux d'impulsion augmente d'une valeur. Si le signal est continu les impulsions se suivent à 173,2 ms d'intervalle jusqu'à ce que la valeur finale soit atteinte. La plage de réglage est donc couverte en 5 S environ. Pendant la durée de l'impulsion le transistor drain-ouvert du circuit intégré SAA 1025 est passant, la résistance étant alors de 1 K Ω maximum.

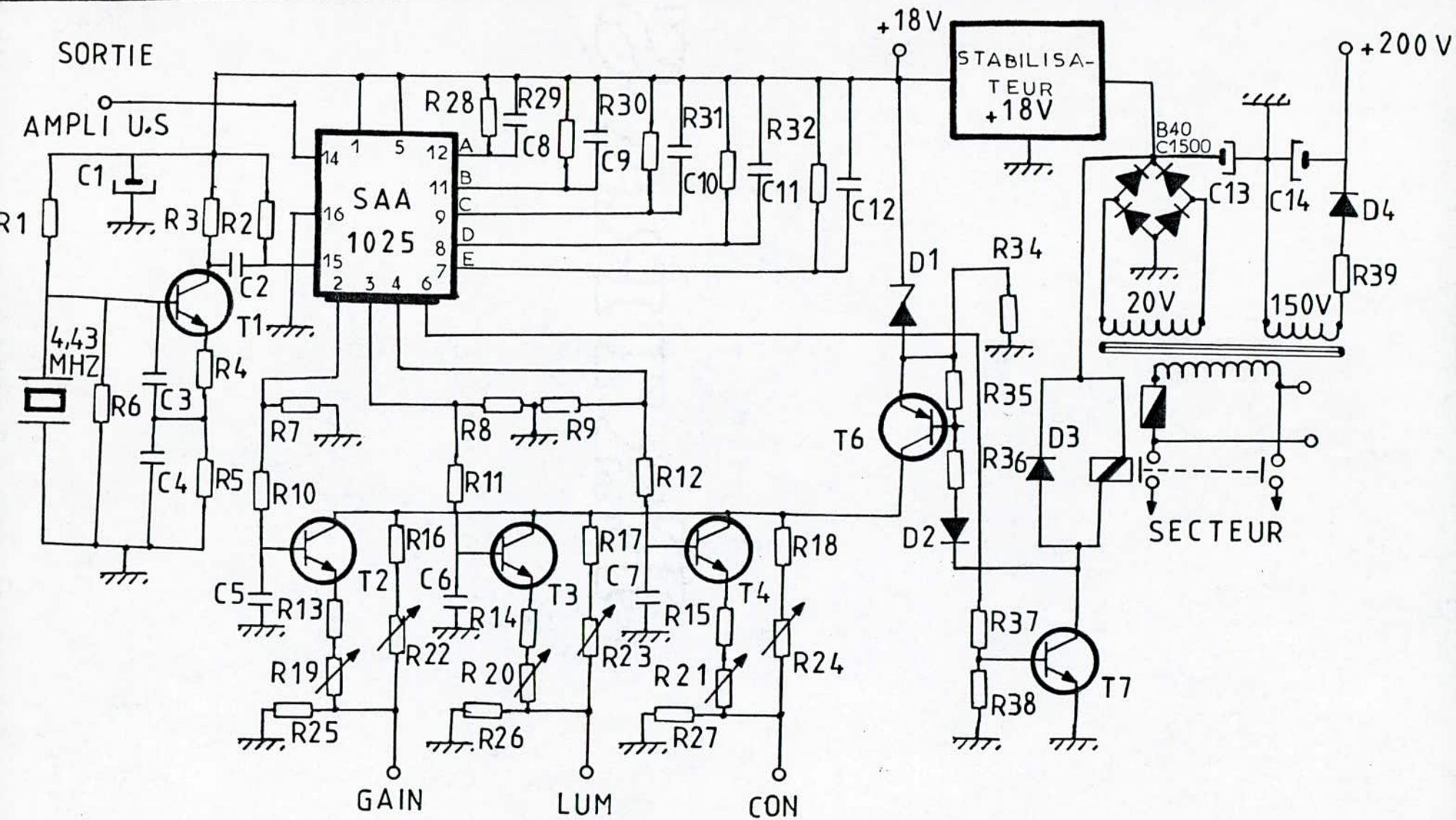


FIG.31. RÉCEPTEUR RÉALISÉ A L'AIDE DU CI SAA 1025

Au moment de la mise en marche, les sorties analogiques sont normalisées c'est-à-dire que les taux d'impulsion prennent les valeurs 16/15 pour le contraste 18/13 pour la luminosité et 10/21 pour le gain.

2.2.4. - LES ETAGES ANALOGIQUES

Les sorties 2, 3 et 4 du SAA 1025 délivrent des signaux analogiques sous forme de taux impulsion/pause déterminés. Les valeurs moyennes de ces tensions de sortie sont obtenues par "aplanissements" à travers R 10... R12/C5 .C7 (Cf. figure 31). Donc le circuit intégrateur RC transforme cette tension rectangulaire en tension continue linéaire qui pilote la base d'un transistor (T2...T4) dont les collecteurs sont réunis et qui sont des sources de courant faible impédance. Les tensions émetteur de ces transistors et la tension de service positive servent à commander différents C.I. dans le téléviseur pour les réglages de gain, luminosité et contraste . Les limites de déviation sont réglées par les potentiomètres R 19 R24.

2.2.5. - LA SORTIE COMMUTATEUR-SECTEUR

Pour allumer ou éteindre le récepteur par télécommande, il faut délivrer un signal d'au moins 0,7S pour faire basculer le "flip-flop" du secteur qui se trouve intégré dans le SAA 1025. Cette bascule commande également un transistor drain-ouvert qui est lui aussi intégré dans le SAA 1025.

Le convertisseur commute la bascule bistable et la broche 6 du circuit SAA 1025 change d'état. Lorsque cette sortie 6 est à l'état haut, le transistor T7 conduit (figure 31) et enclenche le relais d'alimentation secteur du téléviseur. Au contraire, quand cette sortie est à l'état bas, le transistor T7 est bloqué et le téléviseur n'est plus alimenté en dehors de la partie récepteur de télécommande, afin de permettre sa remise en fonctionnement à distance. C'est ce que l'on appelle la mise en veille.

2.2.6. - L'OSCILLATEUR

L'oscillateur est de type Colpits utilisant le transistor T1 et le quartz à 4,433619 MHz, le signal produit par cet oscillateur et dont l'amplitude est de 5V attaque la borne 15 du SAA 1025.

2.2.7. - L'AMPLIFICATEUR POUR ULTRASONS

Un circuit assure l'amplification sélective des signaux ultrasoniques et une limitation en signaux carrés (figure 32). Il est composé du TCA 250 qui est un double amplificateur opérationnel employé ici comme filtre actif grâce aux deux circuits de contre-réaction, qui sont constitués en fait d'un filtre en "T ponté".

L'amplification de l'étage est donc sélective et, en réalité seules les fréquences comprises entre 33,9 et 44 KHz ressortent amplifiées du montage, les autres, indésirables étant éliminées.

Le micro est du type "statique" devant être polarisé par une tension de + 200 V. Cette tension est filtrée par R1 et C1. Les diodes D1 et D2 protègent le premier amplificateur des pointes de tension pouvant survenir au moment de la coupure ou de la mise en service du micro à travers C4.

Les deux amplificateurs sont asymétriques, sous une tension de + 18V: l'entrée non-inverseuse du premier amplificateur opérationnel est connectée au diviseur de tension R3/R4 à travers R5, d'où une polarisation de 9V à cette entrée.

La contre-réaction des amplificateurs opérationnels, qui est fonction de la fréquence, est composée des résistances R7, R8 ou R10, R11 et des condensateurs C5, C6 ou C9, C10. Le premier amplificateur est encore couplé par D3 et D4, pour que l'amplitude de sortie maximale atteigne 0,7V.

Le signal ultrasonique commande un limiteur composé de T1, R13 à R15, C13 et D5. Cet étage, amplifiant à vide, limite la tension alternative en signaux carrés d'amplitude maximale $V_{SS} = 18V$.

Le courant à travers R14 rend T1 passant tant qu'aucun signal n'est transmis. Le rapport R13/R14 qui détermine l'amplitude minimale du signal nécessaire pour commander l'étage limiteur sera calculé de telle sorte que le bruit des amplificateurs opérationnels n'atteigne pas l'étage limiteur.

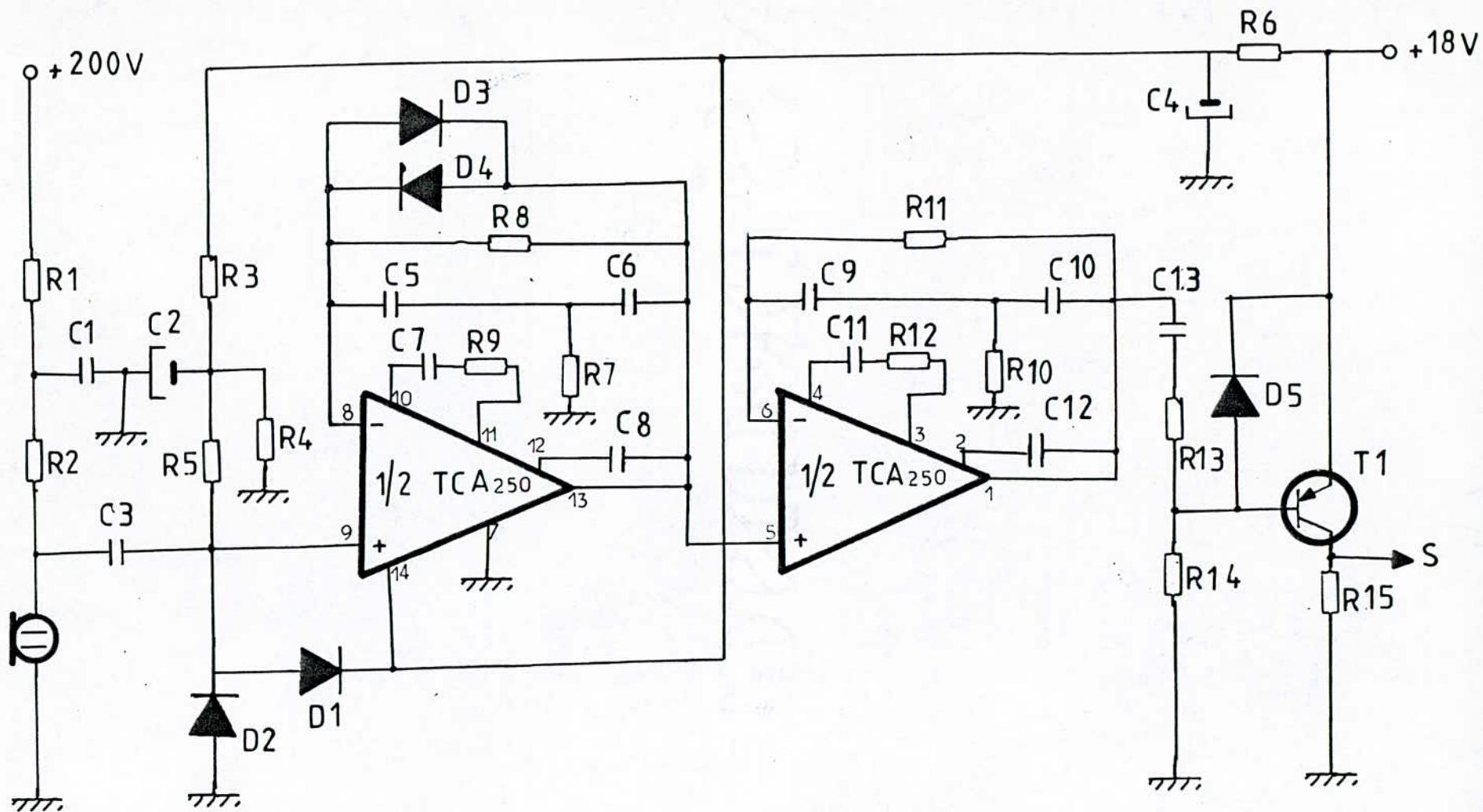


FIG.32. AMPLIFICATEUR RÉALISÉ A L'AIDE DU CI TCA 250

2.2.8. - ALIMENTATION

Le récepteur à ultrasons est alimenté séparément (figure 31) par une alimentation délivrant une tension de 18 V pour les circuits électroniques et une tension de 200 V pour le micro. Une tension de 24 V est encore nécessaire dans le circuit proposé pour commander le relais secteur. Le réseau d'alimentation est en principe constamment sous tension secteur.

L'amplificateur à ultrasons, l'oscillateur et le SAA 1025 sont constamment sous tension, pour que le récepteur puisse être "allumé" par la télécommande.

Les étages analogiques sont alimentés à travers T6 (figure 31). Ce transistor est lui-même commuté par un potentiel haut à la sortie du SAA 1025 à travers T7.

T7 commande également le relais de la tension de service du téléviseur.

2.3. - ADAPTATION DE LA TELECOMMANDE AU TELEVISEUR 61MP1

Les sorties analogiques du récepteur de la télécommande délivrent des tensions continues variables. La plage de variation peut être réglée à l'aide des résistances ajustables (R19..... R24).

Les trois signaux à commander sont :

- VOLUME : Signal alternatif de forme quelconque.
- CONTRASTE : Signal vidéo.
- LUMIERE : Tension continue.

La commande de ces trois signaux nécessite dans notre cas l'utilisation de potentiomètres électroniques.

La caractéristique d'un transistor à effet de champ répond justement à cette opération (Figure -33-).

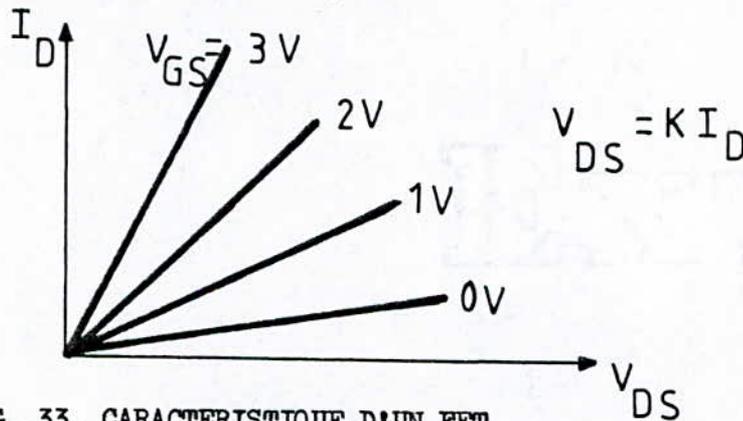


FIG. 33. CARACTERISTIQUE D'UN FET

Le schéma de principe d'un tel montage est représenté par la figure 34.

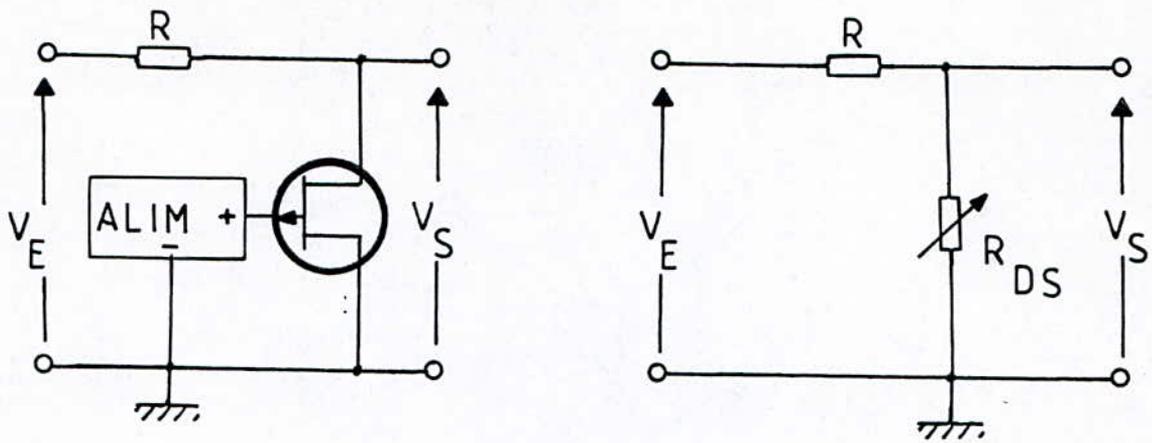


FIG. 34. SCHEMA D'UN FET UTILISE EN RESISTANCE VARIABLE

Si on désigne par R_{DS} la résistance du transistor, par V_E la tension d'entrée (c'est-à-dire signal volume, contraste, lumière) et par V_S la tension de sortie, on a :

$$V_S = \frac{R_{DS}}{R + R_{DS}} V_E$$

avec $R = \text{cte}$

En faisant varier R_{DS} (c'est-à-dire V_{DS}) la tension de sortie V_S varie.

La valeur de la résistance R est fixe et égale à la valeur du potentiomètre en question.

Le schéma complet de l'interface est donné par la figure 35.

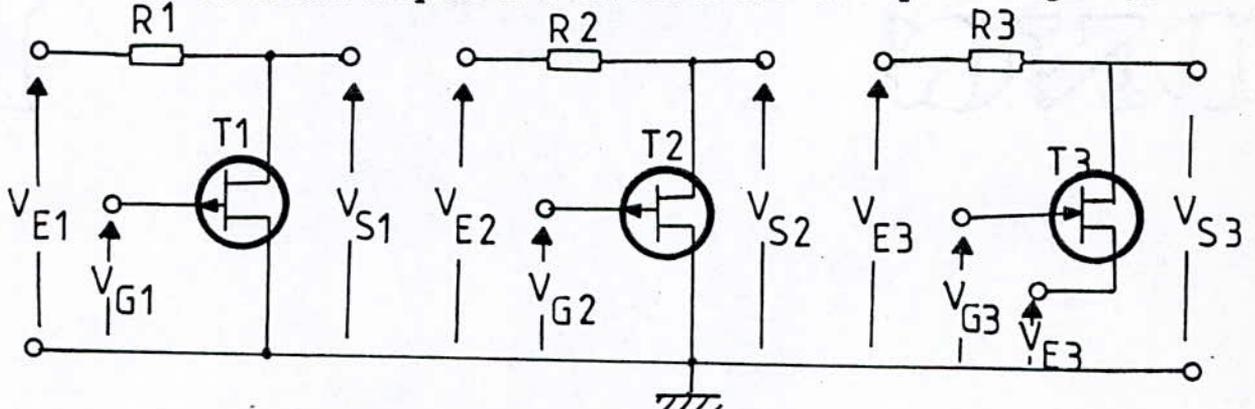


FIG. 35. SCHEMA COMPLET DE L'INTERFACE

[Ve1 = Signal Son à l'entrée du potentiomètre Son.

[VG1 = Tension de commande du Volume.

[Ve2 = Signal vidéo à l'entrée du potentiomètre contraste.

[VG2 = Tension de commande du contraste.

[Ve3 = Tension maximale à l'entrée de P 322.

[Ve'3 = Tension minimale au point bas de P 322.

[VG3 = Tension de commande de la lumière.

II.3. - REALISATION PRATIQUE

3.1. - Les circuits imprimés

Ils sont représentés (grandeur nature) par les figures 36, 37 et 38, nous les avons reproduits à l'aide de pastilles et de bandes transferts. Les forêts utilisés pour le perçage sont : \varnothing 0,8 mm pour les circuits intégrés ; \varnothing 1 mm pour les autres composants et \varnothing 3 mm pour les trous de fixation.

3.2. - Implantation des composants

Les schémas d'implantation sont représentés par les figures 39, 40 et 41. Pour ne pas détériorer les circuits intégrés, nous avons d'abord soudé les résistances, les supports des C.I., les condensateurs et les transistors.

3.3. - Cablage final

La figure 42 indique comment relier les deux circuits imprimés de l'émetteur ainsi que les composants extérieurs (pile 9V et H.P.).

La figure 43 montre les liaisons entre le récepteur de la télécommande et l'interface.

3.4. - Branchement du récepteur de la télécommande sur le téléviseur

- Déconnecter les deux fils bleu et jaune du potentiomètre volume (p. 301).

- Relier les deux fils bleu et jaune au point (a) du circuit interface (Figure 41).

- Relier le point haut du potentiomètre volume (p. 301) au point (b) du circuit interface (Figure 41).

- Déconnecter le fil (noir et blanc) du potentiomètre contraste (p. 321).
- Relier le fil (noir et blanc) au point (f) du circuit interface (figure 41).
- Relier le point haut du potentiomètre contraste (p; 321) au point (g) du circuit interface (Figure 41).
- Déconnecter le fil marron du potentiomètre lumière (p. 322).
- Relier le fil marron au point (c) du circuit interface (Figure 41).
- Relier le point haut au point milieu du potentiomètre lumière (p. 322) puis relier ce même point au point (d) du circuit interface (Figure 41).
- Relier le fil marron et bleu du potentiomètre lumière au point (e) du circuit interface (Figure 41).
- Relier la masse du téléviseur à la masse du récepteur de la télécommande.

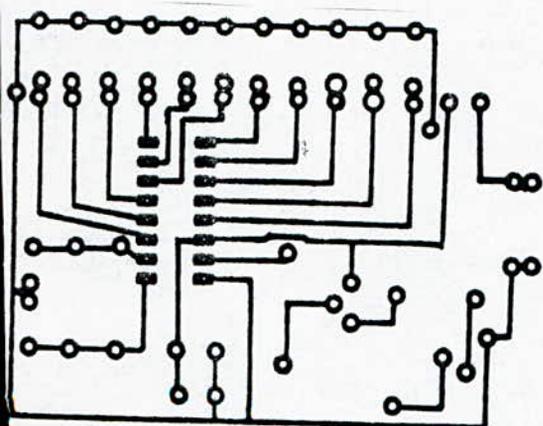


FIG. 36.
CIRCUITS IMPRIMES DE L'EMETTEUR

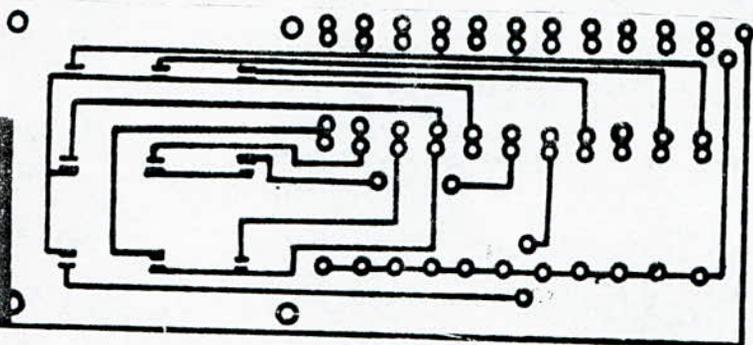
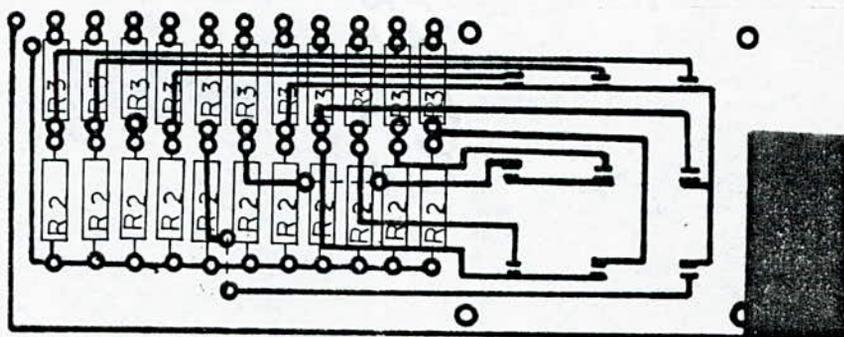
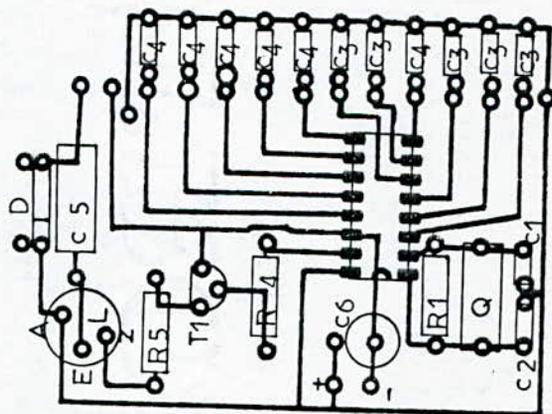


FIG. 39.
SCHEMAS D'IMPLANTATION DE L'EMETTEUR



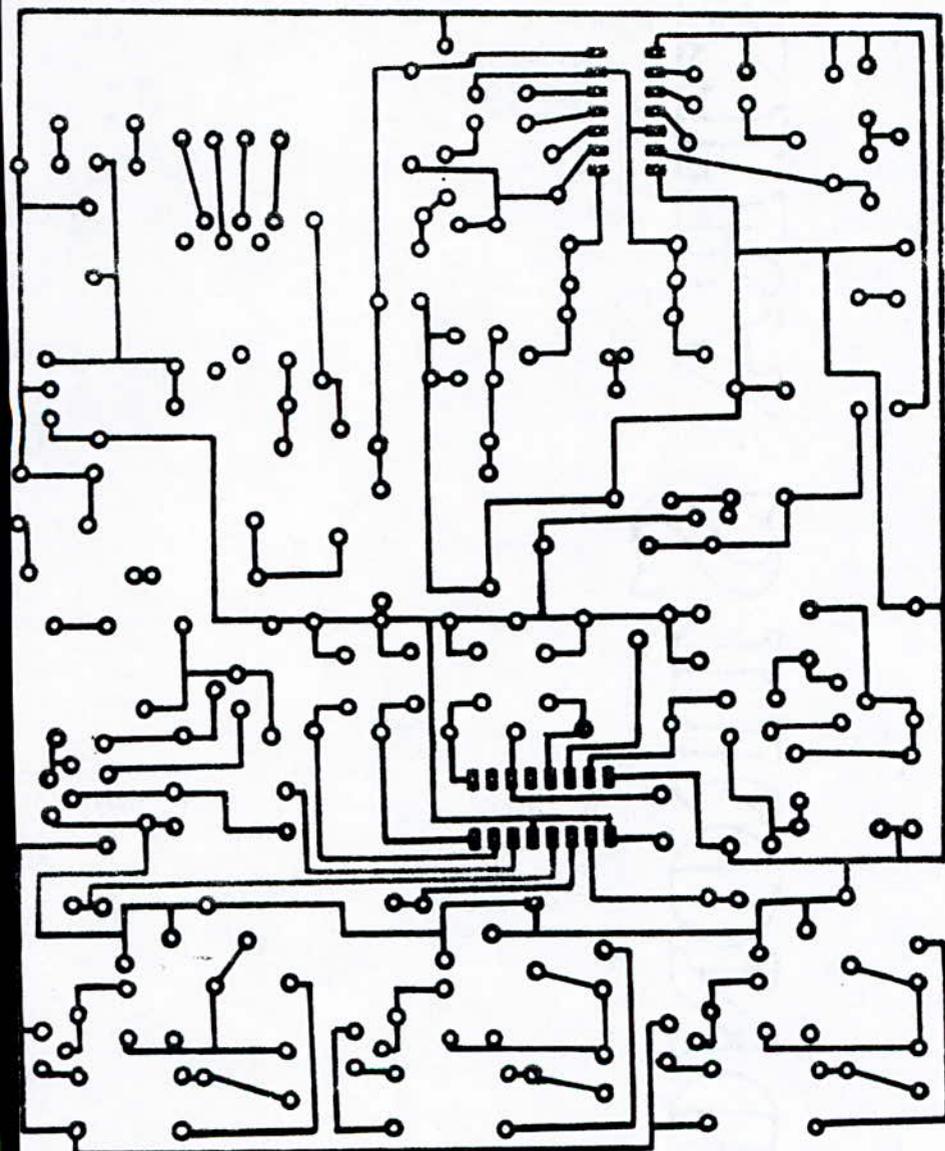


FIG. 37.

CIRCUIT IMPRIME DU
RECEPTEUR.

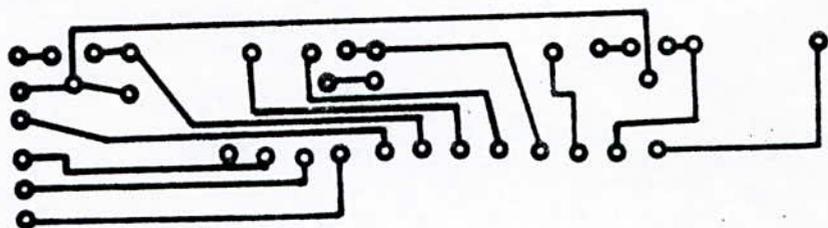


FIG. 38.

CIRCUIT IMPRIME DE
L'INTERFACE.

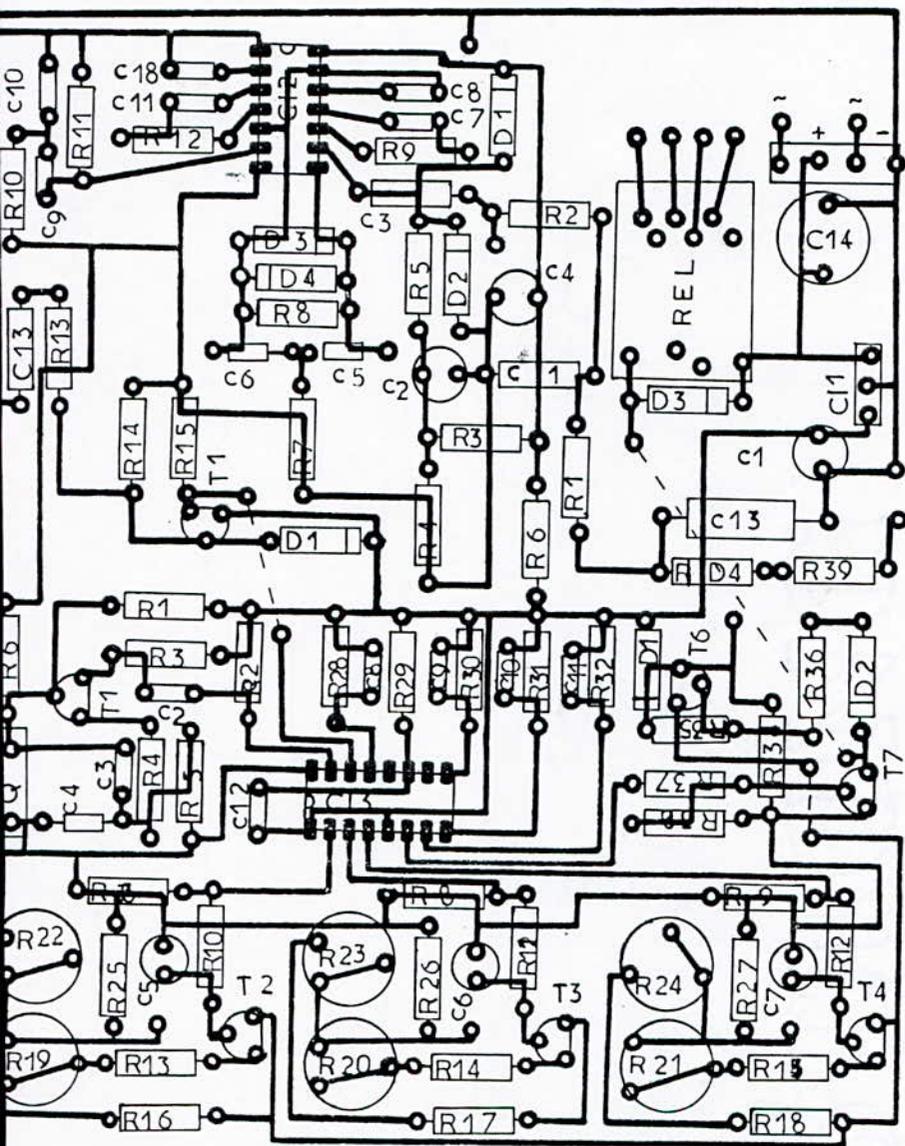
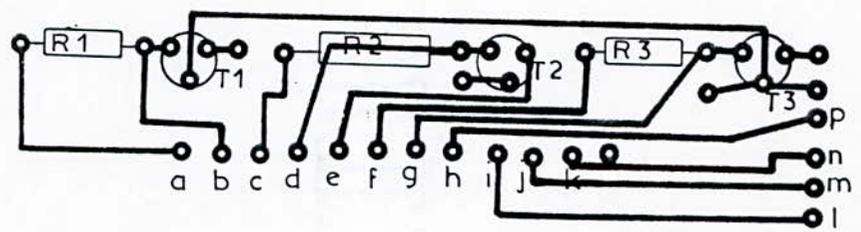


FIG. 40.

SCHEMA D'IMPLANTATION
DU RECEPTEUR.

FIG. 41.

SCHEMA D'IMPLANTATION
DE L'INTERFACE.



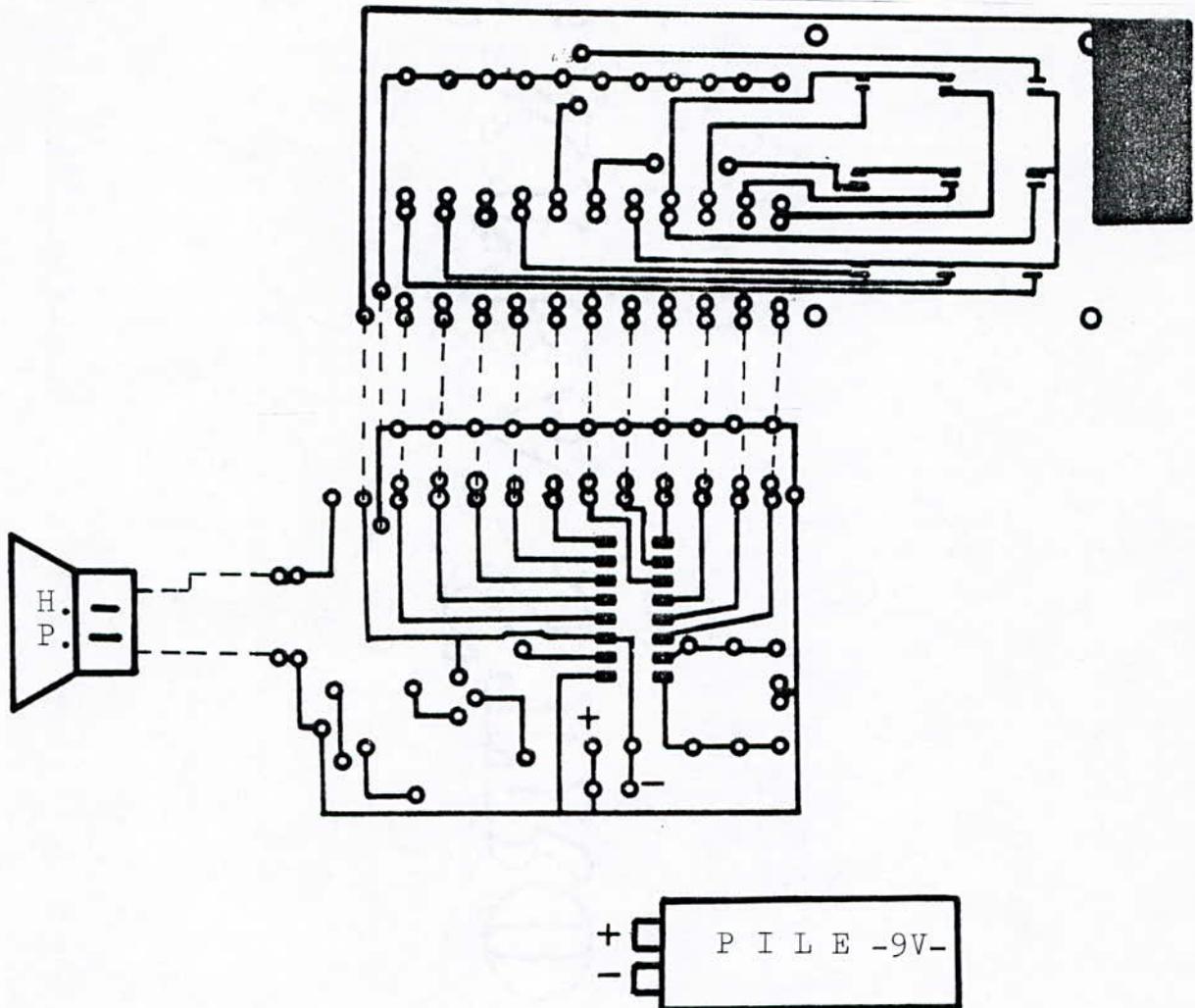
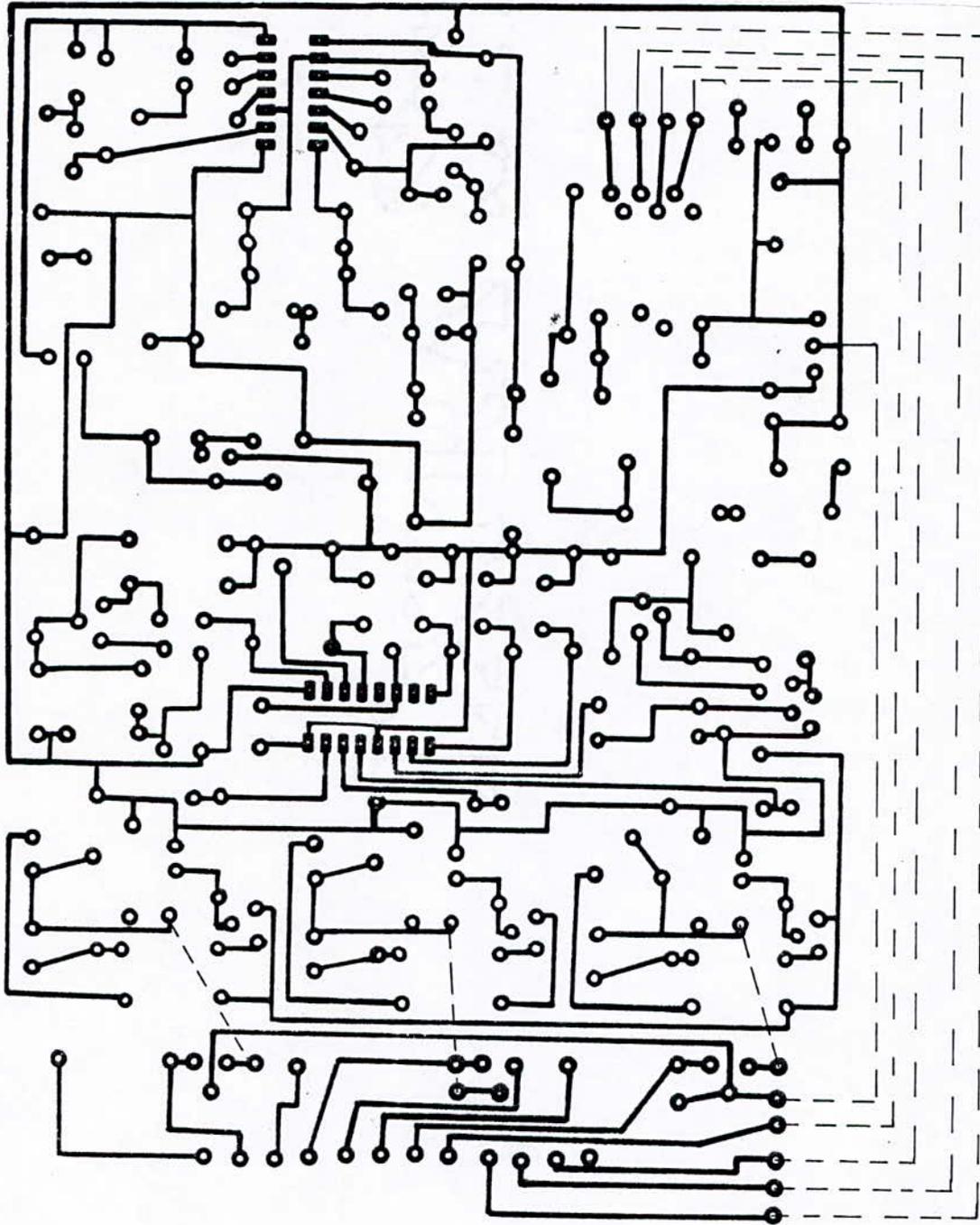


FIG. 42.

LIAISONS ENTRE LES DEUX CIRCUITS IMPRIMES DE L'EMETTEUR
ET LES COMPOSANTS EXTERIEURS.

FIG. 43.

LIAISONS ENTRE LE RECEPTEUR DE LA TELECOMMANDE
ET L'INTERFACE



3.5. - Amélioration de la télécommande réalisée

Les circuits intégrés précédemment examinés restent tout à fait adaptés aux télécommandes à infrarouge comme l'illustre le Figure 44.

Les principaux changements, que l'on observe, sont au niveau de l'étage de sortie de l'émetteur et de l'étage d'entrée du récepteur.

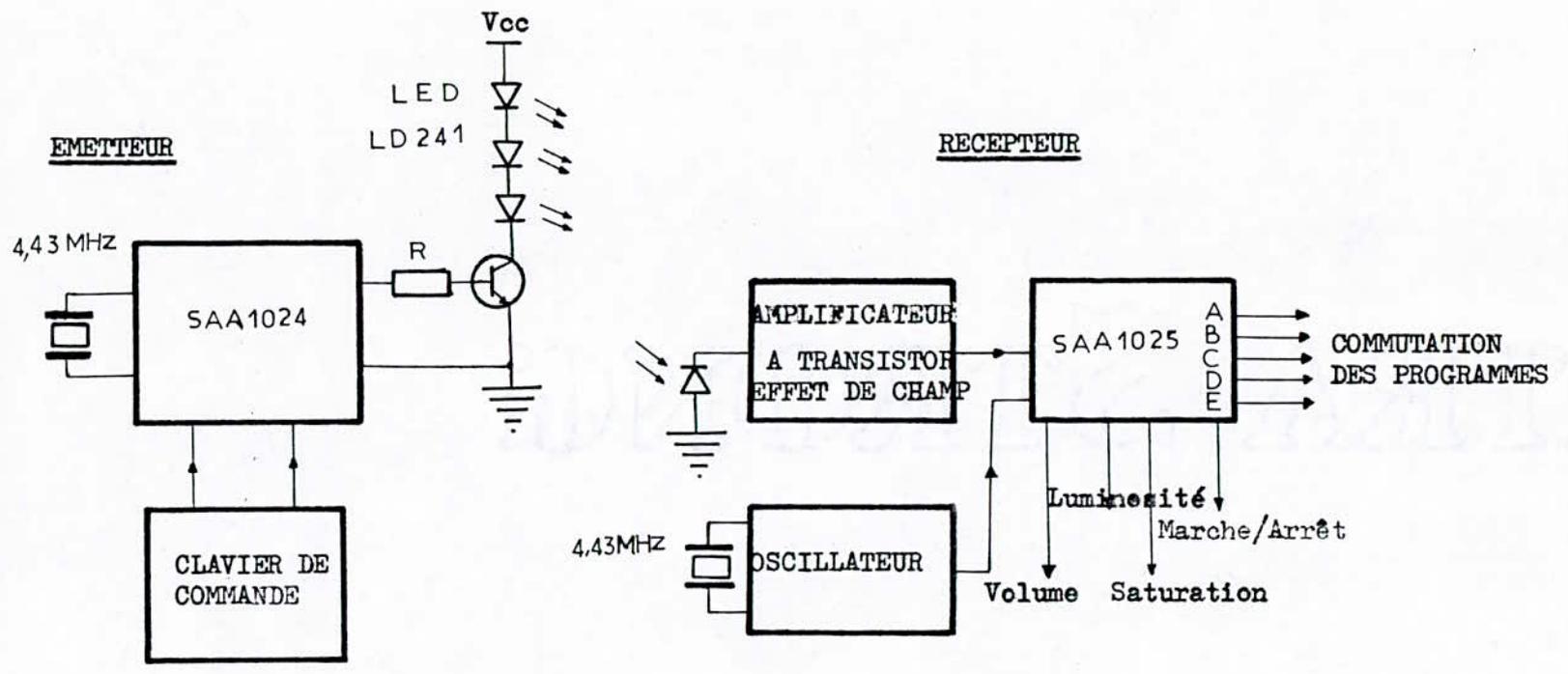
L'étage de sortie de l'émetteur est constitué d'un transistor monté en émetteur commun et dont le collecteur a pour charge trois diodes L E D à l'Arseniur de Gallium qui émettent les infrarouges.

On utilise souvent plusieurs diodes en série pour obtenir une puissance rayonnée en mesure de garantir une distance opérationnelle de liaison d'une quinzaine de mètres.

Le récepteur comprend tout d'abord la photodiode réceptrice polarisée en inverse, qui transforme les infrarouges reçus en signaux électriques. Ces signaux sont traités dans un amplificateur à haute impédance d'entrée utilisant un transistor à effet de champ. Ces signaux amplifiés attaquent ensuite le circuit SAA 1025 et le reste du fonctionnement est tout à fait identique à celui examiné précédemment.

EXEMPLE DE SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN SYSTEME DE TELECOMMANDE "A" INFRAROUGES

FIGURE 44



LISTE DES COMPOSANTS

EMETTEUR	RECEPTEUR	AMPLIFICATEUR
$R_1 : 10 \text{ M}\Omega$	$C_1 : 4,7 \text{ F}$	$R_1, R_2 : 1 \text{ M}\Omega$
$R_2 : 22 \text{ M}\Omega$	$C_2 : 100 \text{ pF}$	$R_3, R_4 : 6,8 \text{ K}\Omega$
$R_3 : 1 \text{ M}\Omega$	$C_3 : 150 \text{ pF}$	$R_5 : 150 \text{ K}\Omega$
$R_4 : 1 \text{ K}\Omega$	$C_4 : 330 \text{ pF}$	$R_6 : 47 \Omega$
$R_5 : 47 \Omega$	$C_5, C_6, C_7 : 0,47 \text{ F}$	$R_7 : 1,1 \text{ K}\Omega$
$C_1 : 39 \text{ pF}$	$C_8, C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12} : 470 \text{ pF}$	$R_8 : 110 \text{ K}\Omega$
$C_2 : 47 \text{ pF}$	$C_{13} : 1000 \text{ F}$	$R_9, R_{12} : 10 \Omega$
$C_3 : 100 \text{ pF}$	$C_{14} : 2,2 \text{ F}$	$R_{10} : 1,2 \text{ K}\Omega$
$C_4 : 150 \text{ pF}$	$R_1 : 91 \text{ K}\Omega$	$R_{11} : 120 \text{ K}\Omega$
$C_5 : 6,8 \text{ nF}/250 \text{ V}$	$R_2, R_6 : 39 \text{ K}\Omega$	$R_{13} : 1 \text{ K}\Omega$
$C_6 : 47 \text{ F}$	$R_3 : 2,7 \text{ K}\Omega$	$R_{14} : 470 \text{ K}\Omega$
$D : \text{BAV21}$	$R_4 : 100 \Omega$	$R_{15} : 39 \text{ K}\Omega$
$T_1 : \text{BC 174 B}$	$R_5 : 2 \text{ K}\Omega$	$C_1, C_{13} : 22 \text{ nF}$
$\text{H.P.} : \text{CK 50 A.K.G.}$	$R_7, R_8, R_9 : 10 \text{ K}\Omega$	$C_2, C_4 : 10 \text{ F}$
$L = 25 \text{ mH}$ $\text{A-Z} = 180 \text{ sp}$ $0,06 \text{ cuivre}$	$R_{10}, R_{11}, R_{12} : 100 \text{ K}\Omega$	$C_3 : 2,2 \text{ nF}$
	$R_{13} : 3,3 \text{ K}\Omega$	$C_5, C_6 : 330 \text{ pF}$
	$R_{14} : 7,5 \text{ K}\Omega$	$C_7, C_8, C_{11}, C_{12} : 4,7 \text{ pF}$
	$R_{15} : 2 \text{ K}\Omega$	$C_9, C_{10} : 390 \text{ pF}$
	$R_{16} : 1,8 \text{ K}\Omega$	$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 : 1\text{N}4148$
	$R_{17} : 6,8 \text{ K}\Omega$	$T_1 : \text{BC 253 B}$
	$R_{18} : 6,2 \text{ K}\Omega$	
	$R_{25} : 220 \Omega$	
	$R_{26} : 470 \Omega$	
	$R_{27} : 1 \text{ K}\Omega$	
	$R_{28}, R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32} : 10 \text{ M}\Omega$	
	$R_{34} : 3,3 \text{ K}\Omega$	
	$R_{35}, R_{37}, R_{38} : 10 \text{ K}\Omega$	
	$R_{36} : 4,7 \text{ K}\Omega$	
	$R_{39} : 22 \text{ K}\Omega$	
	$D_1 : \text{ZpE } 1,5$	
	$D_2, D_3 : 1 \text{ N}4148$	
	$D_4 : 1 \text{ N } 4004$	
	$T_1, T_7 \text{ C171 B}$	
	$T_2, T_3, T_4 : \text{BC } 172 \text{ B}$	
	$T_6 : \text{BC } 327-25$	

CONCLUSION GENERALE

Ce travail effectué dans le cadre du projet de fin d'études, a permis d'apporter une contribution sensible quant à l'exploitation des télécommandes pour les téléviseurs.

Notre travail s'est limité à la commande de neuf (9) fonctions, mais il peut être achevé, moyennant certains matériels, pour la commutation des programmes.

Comme nous l'avons déjà signalé, notre télécommande délivre des tensions continues variables dont la plage de variation peut être commandée par l'utilisateur à l'aide de résistances ajustables, ce qui permet son adaptation à tous les téléviseurs noir et blanc ou couleurs, en se servant de l'interface réalisé s'il y a lieu.

L'avantage des circuits intégrés précédemment examinés (SAA IO24 et SAA IO25) est qu'ils restent tout à fait adaptés aux télécommandes à infra-rouges et cela sans une grande modification.

Les principaux changements sont au niveau de l'étage de sortie de l'émetteur et de l'étage d'entrée du récepteur.

BIBLIOGRAPHIE

1. - Techniques de l'Ingénieur - ELECTRONIQUE - E4.
2. - Principes de l'électronique - MALVINO -(Mc GRAW-HILL).
3. - Cours d'électronique - Tome 3-amplification,
Circuits intégrés - (EYROLLES).
4. - Les fonctions essentielles en commutation (C. VERBEEK).
5. - Cours d'EURELEC - Télévision noir et blanc et couleurs.
6. - Cours d'EURELEC - Electronique digitale.
7. - Integrated circuits for consumer applications.
Publication du service de documentation d'I.T.T.
Semi-conducteur.
8. - Nouveau Guide de la télévision en couleurs - Tome II.
(S C A R T).

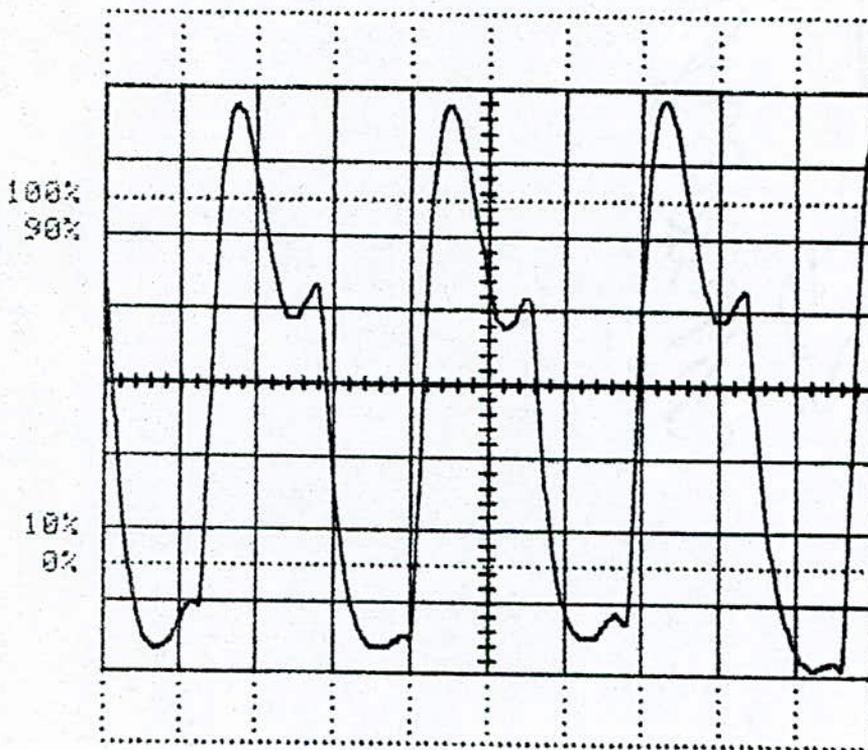
ANNEXES

OSCILLOGRAMME A

Signal aux bornes du transducteur, montrant le signal ultrasonore à transmettre superposé à la tension continue qui sert à polariser le transducteur électrostatique

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 10 US
VOLTS/DIV: 5 U
TRIGGER PT.: 3.125 NS
MAX: 35.2 U
MIN: -4.6 U

CH1

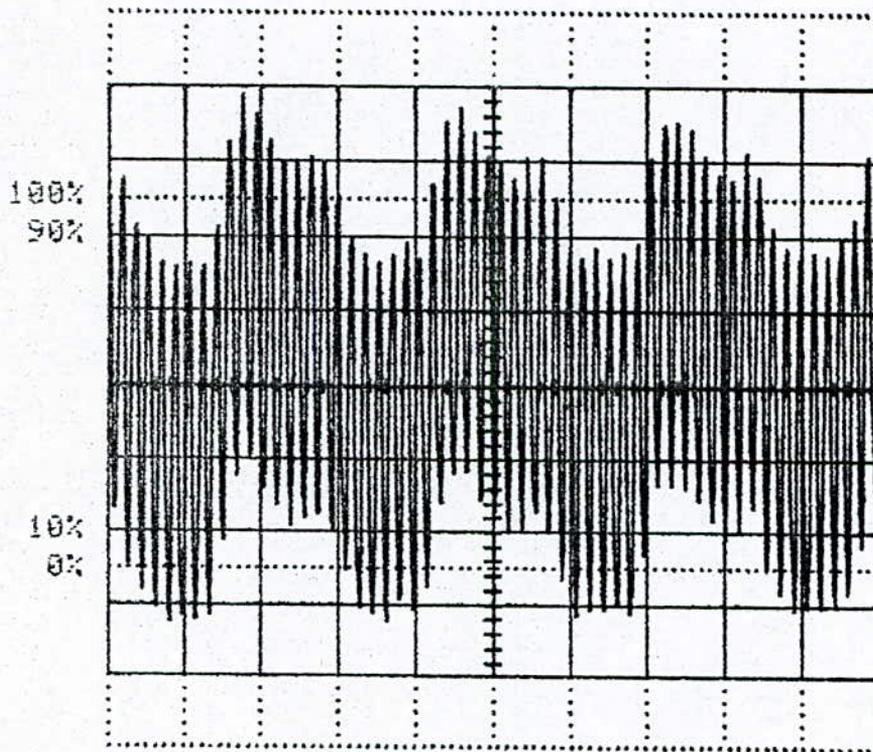


OSCILLOGRAMME B :

Signal a la fréquence de 4,43 MHz à la broche 2
du C.I. SAA I024

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 10 US
VOLTS/DIV: 200 MV
TRIGGER PT.: 3.125 NS
MAX: 768 MV
MIN: -656 MV

CH1



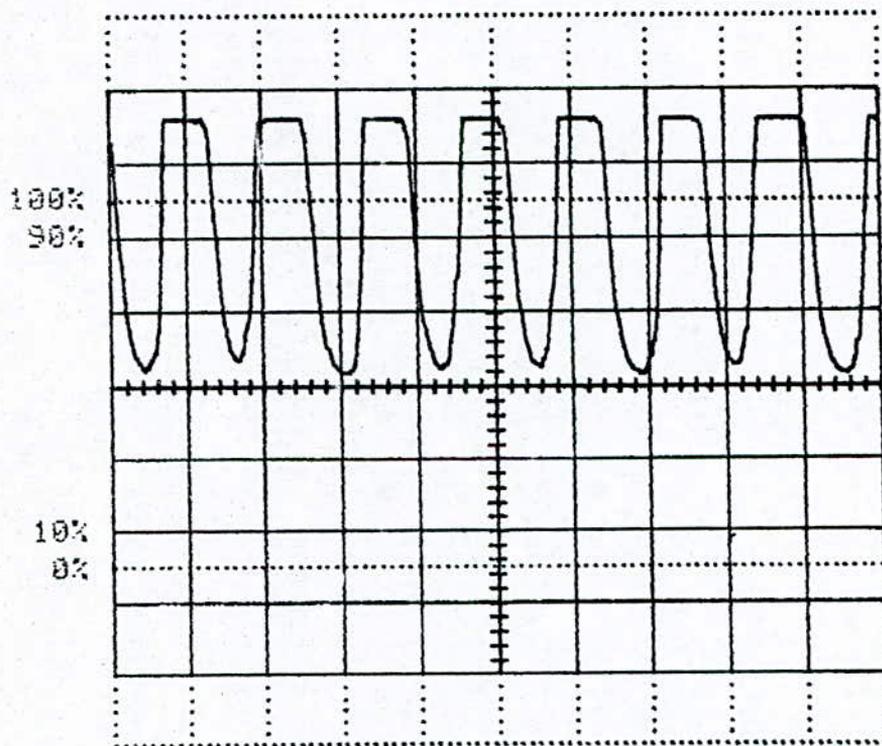
CH1

OSCILLOGRAMME C

Signal pris à sortie de l'amplificateur à ultrasons pendant l'absence de transmission. On constate que la fréquence de ce signal n'appartient pas à la plage de travail de notre télécommande, d'où aucune fonction n'est actionnée

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 50 US
VOLTS/DIV: 5 V
TRIGGER PT.: 0.016 US
MAX: 18 V
MIN: 200 MV

CH1

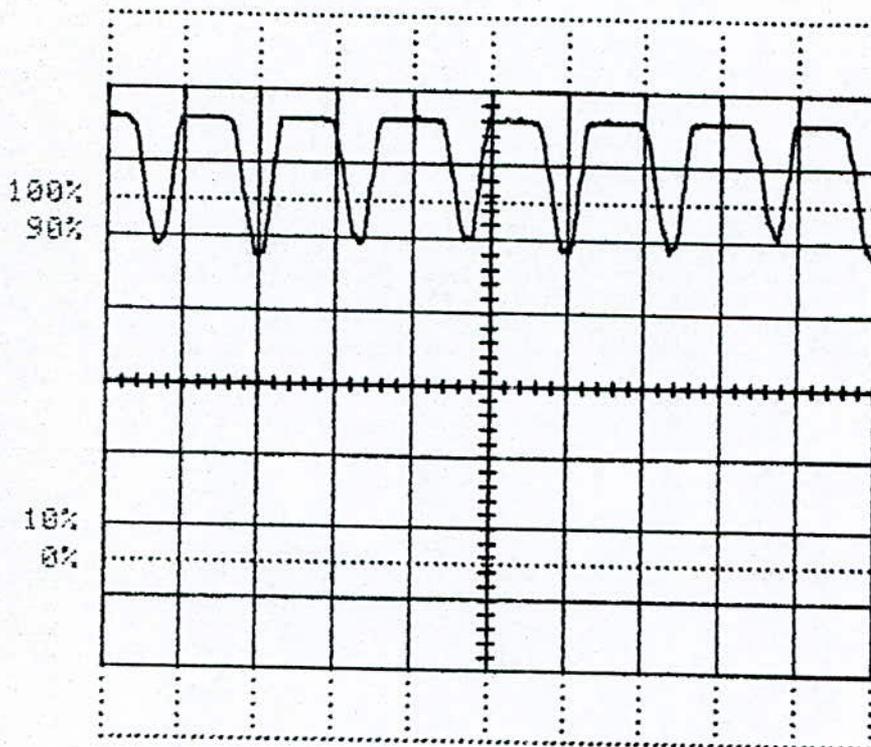


OSCILLIGRAMME D

Signal pris à la sortie de l'amplificateur à ultrasons pendant la transmission de l'ordre. Dans ce cas la fréquence du signal correspond à une fonction bien déterminée.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 20 US
VOLTS/DIV: 5 V
TRIGGER PT.: 6.250 NS
MAX: 43.6 V
MIN: 34.2 V

CH1



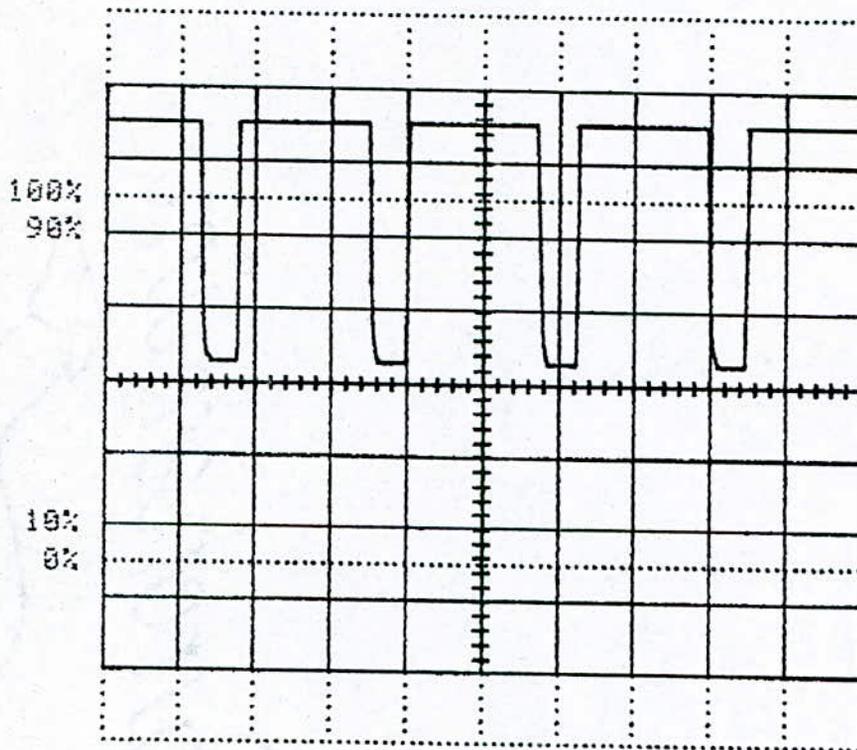
CH1

OSCILLOGRAMME E

Cet oscillogramme nous montre le train d'impulsions délivré par la broche 2 du C.I. SAA I025 pour un réglage moyen du volume.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 50 US
VOLTS/DIV: 5 V
TRIGGER PT.: 0.016 US
MAX: 17.6 V
MIN: 1.4 V

CH1



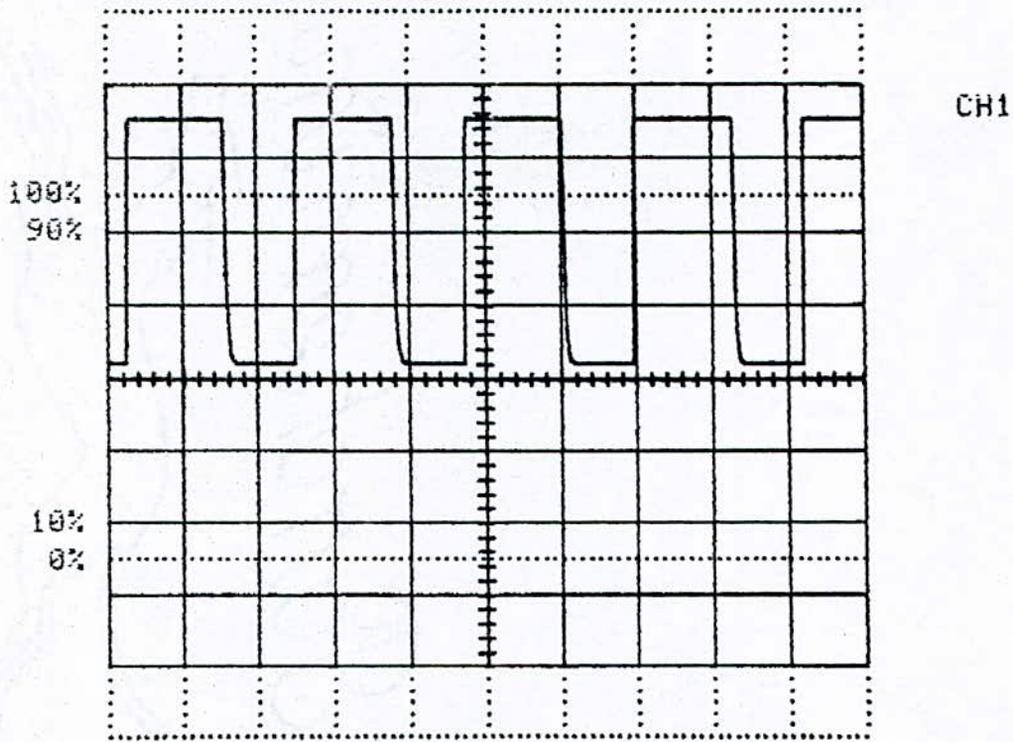
CH1

OSCILLOGRAMME F

Cet oscillogramme nous montre le train d'impulsions délivré par la broche 3 du C.I. SAA 1025 pour un réglage moyen de la lumière.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 50 US
VOLTS/DIV: 5 V
TRIGGER PT.: 0.016 US
MAX: 17.6 V
MIN: 1 V

CH1

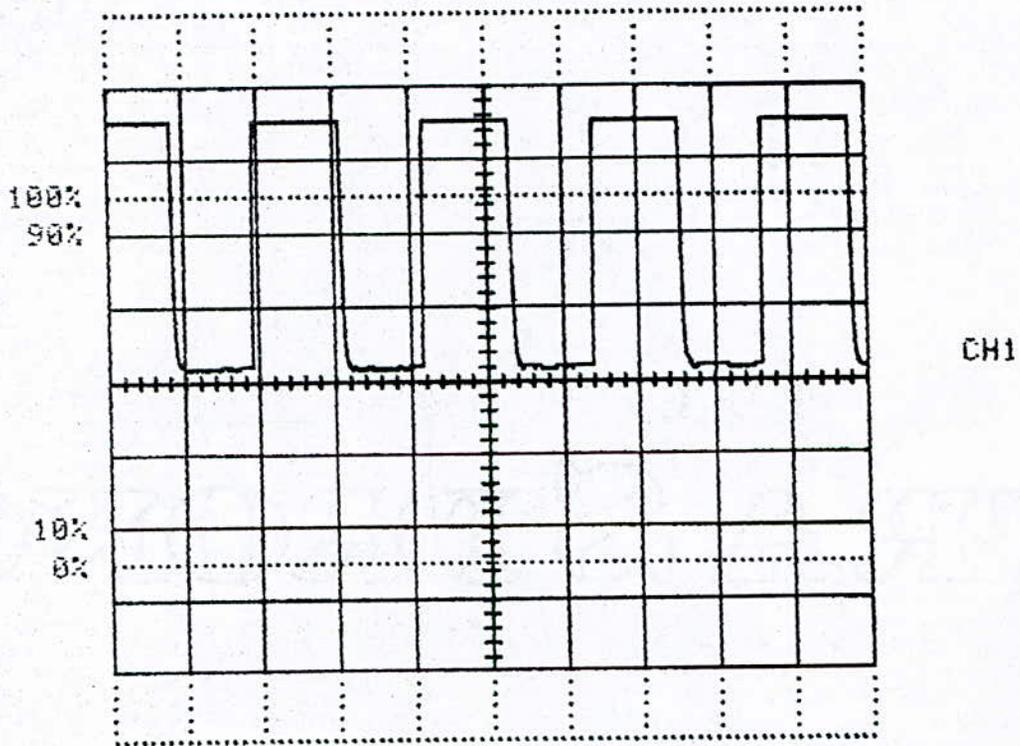


OSCILLOGRAMME G

Cet oscillogramme nous montre le train d'impulsions délivré par la broche 4 du C.I. SAA I025 pour un réglage moyen du contraste.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 50 US
VOLTS/DIV: 5 V
TRIGGER PT.: 0.016 US
MAX: 17.6 V
MIN: 300 MV

CH1

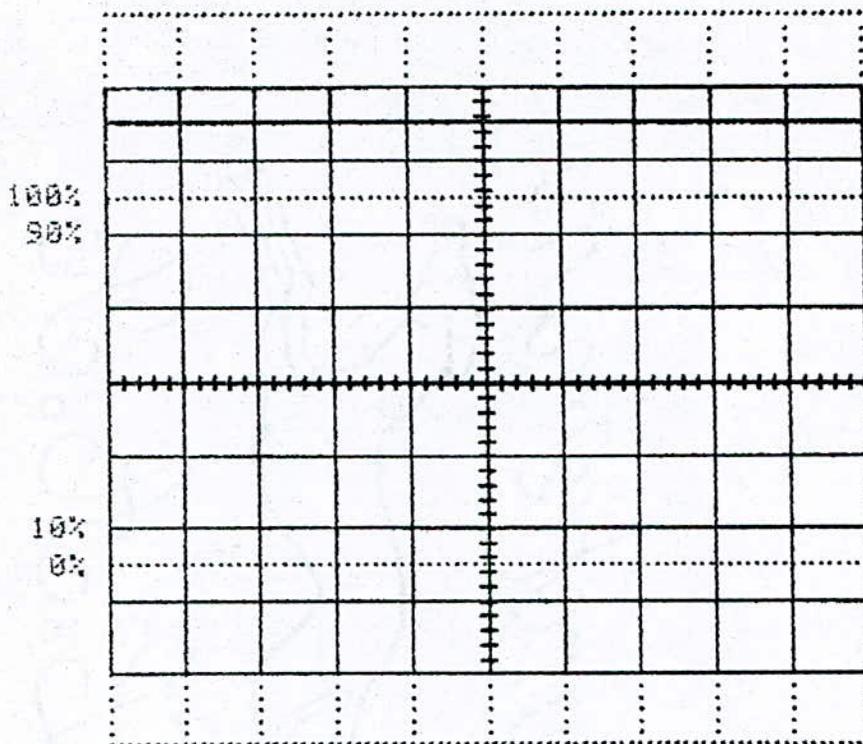


OSCILLOGRAMME H

Lors de la mise en marche de l'appareil,
la sortie 6 du C.I. SAA I025 délivre une
tension continue.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 50 US
VOLTS/DIV: 5 U
TRIGGER PT.: 0.016 US
MAX: 17.6 U
MIN: 17.6 U

CH1



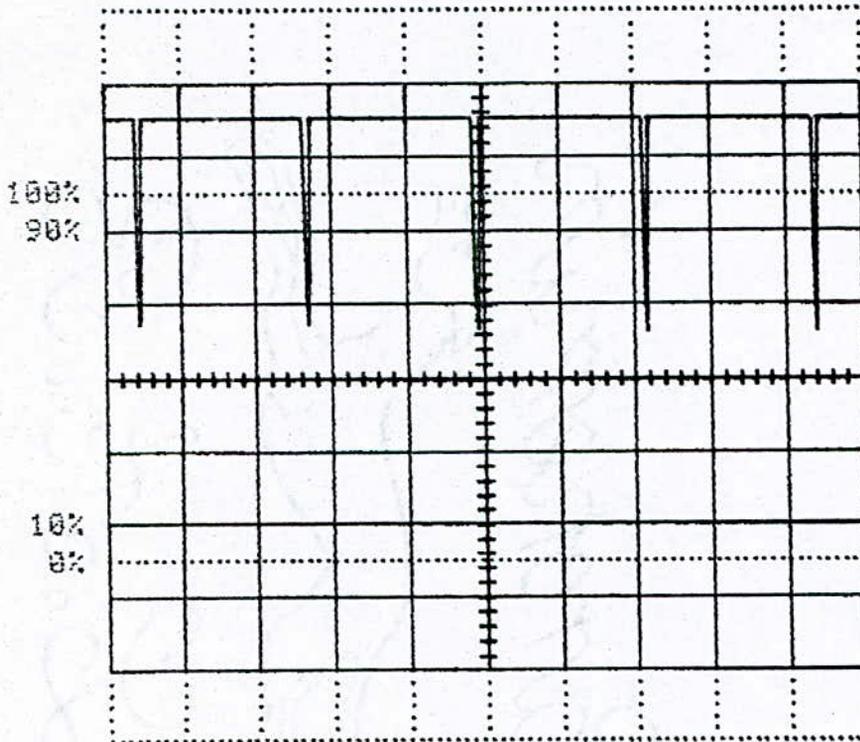
CH1

OSCILLOGRAMME I

Oscillogramme pris à la broche 2, 3 ou 4
du C.I. SAA I025 lors d'une commande maxi-
male du volume de la lumière ou du contraste.
Dans ce cas nous pouvons dire que le rapport
cyclique est au maximum.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 50 US
VOLTS/DIV: 5 V
TRIGGER PT.: 0.016 US
MAX: 17.6 V
MIN: 3.2 V

CH1



CH1

OSCILLOGRAMME J

Oscillogramme pris à la broche 2, 3 ou 4 du C.I. SAA I025 lors d'une commande minimale du volume, de la lumière ou du contraste. Le rapport cyclique dans ce cas est au minimum.

COUPLAGE: DC
TIME/DIV: 50 US
VOLTS/DIV: 5 V
TRIGGER PT.: 0.016 US
MAX: 17.4 V
MIN: 0 MV

CH1

