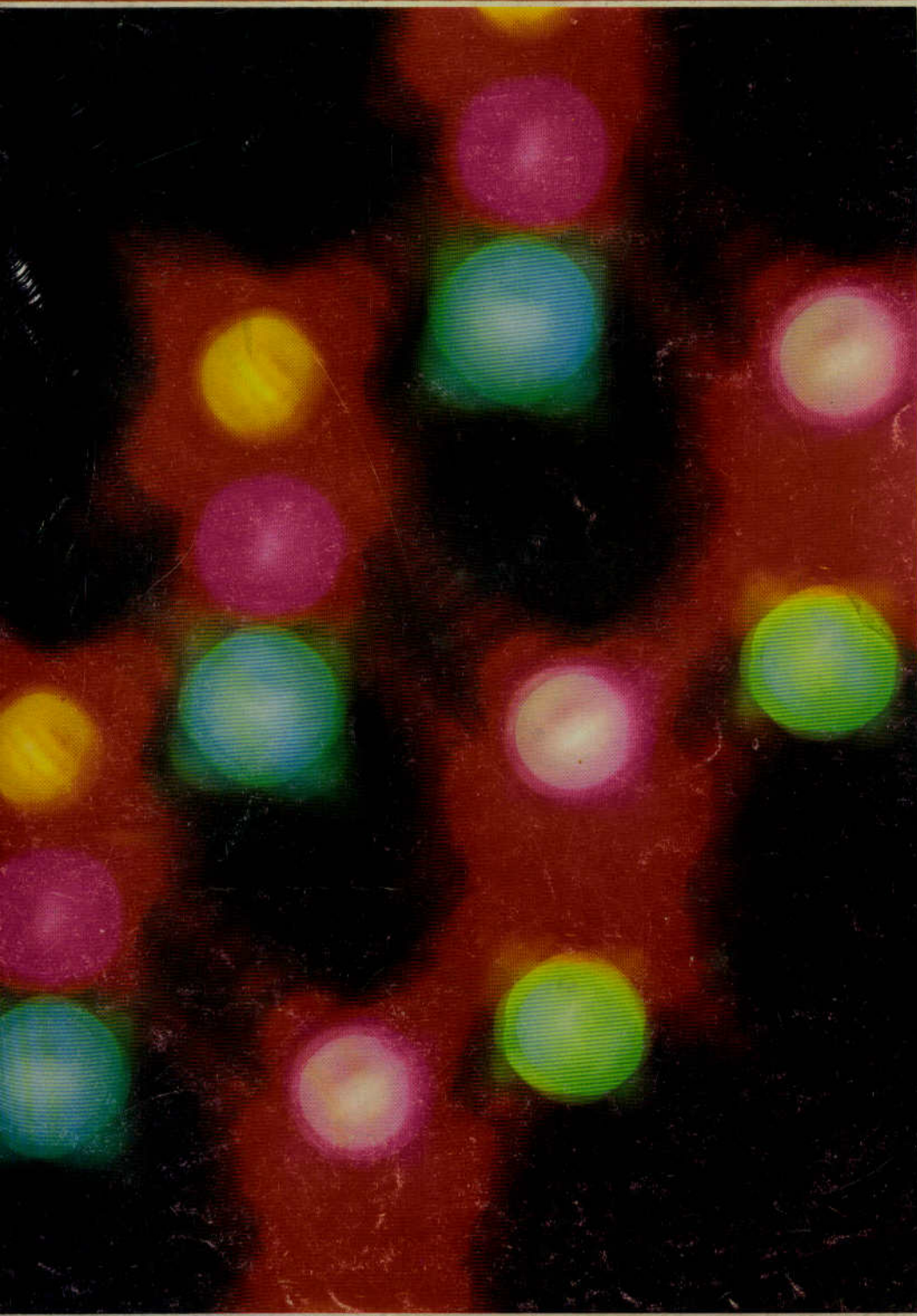


RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 348 - Nov. 1976

5f,50

Prings



numéro
spécial:

jeux de
lumière

11 jeux de lumière

Détecteur de métaux

Des images TV sur votre
oscilloscope

Récepteur FM simple

(Voir sommaire détaillé page 35)

sommaire

DOSSIER TECHNIQUE	109	Nouveau circuit intégré pour récepteur F.M.
IDEES	98	Montages optoélectroniques
	104	Application des F.E.T. de puissance
SPECIAL JEUX DE LUMIERE	38	Modulateur 1 voie
	38	Modulateur à canal négatif
	40	Modulateur 2 voies + voie inverse
	42	Modulateur 3 canaux
	44	Modulateur à micro incorporé
	46	Modulateur-gradateur
	48	Clignoteur de puissance
	50	Gradateur de lumière
	52	Stroboscope pour spectacles
	54	Chenillard
	58	Chenillard-modulateur
MESURES	68	Contrôle des obturateurs photographiques à l'aide d'un oscilloscope
MONTAGES PRATIQUE	63	Détecteur de métaux
	91	Des images T.V. sur votre oscilloscope
	95	Récepteur F.M. ultra simple
RADIO AMATEURISME	77	Si tous les gars du monde. réalisation d'une station 432 MHz :
	84	S.S.T.V. : réalisation d'un moniteur - 3 ^e partie
RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES	73 à 76	Caractéristiques et équivalences de transistors Par A. Lefumeux (2N2708 à 2N2845)
DIVERS	145	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : Une ambiance « psychédélique » en accord avec notre supplément spécial « Jeux de Lumière ». (Cliché Max Fischer).

Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
Tél. : 202-58-30

Radio Plans décline toute responsabilité
quant aux opinions formulées dans les articles,
celles-ci n'engageant que leurs auteurs

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés

Président-directeur général
Directeur de la publication
Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur technique :
André EUGENE

Rédacteur en chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Courrier technique :
Odette Verron
Christian Duchemin

Tirage du précédent numéro
100 000 exemplaires
Copyright © 1976
Société Parisienne d'Édition



Publicité : Société Parisienne d'Édition
Département publicité
206, rue du Fg-St-Martin, 75010 Paris
Tél. : 607-32-03 et 607-34-58

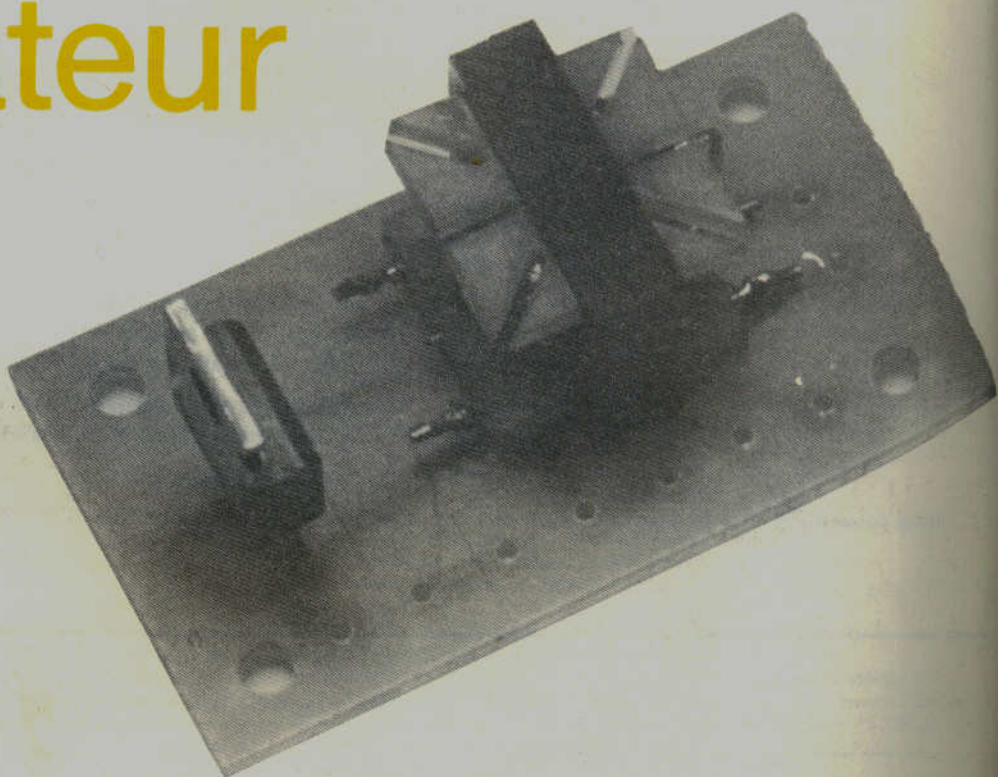
Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an **45 F** - Etranger : 1 an **60 F**
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres
IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro
de compte pour les paiements
par chèque postal

jeux

de

lumière

Le plus simple... modulateur de lumière 1 voie



Le modulateur de lumière est un petit appareil destiné à transformer la variation d'amplitude électrique d'une modulation basse fréquence en variation de lumière de façon à donner une ambiance d'éclairage semblable à l'ambiance sonore. Le modulateur de lumière décrit ici ne comporte qu'une voie, c'est-à-dire que c'est l'ensemble du spectre sonore qui commande la variation de lumière, contrairement aux systèmes à plusieurs voies qui dissocient les fréquences (graves et aiguës).

Principe

La modulation basse fréquence présente aux bornes du haut-parleur (sortie de l'amplificateur BF) est appliquée à un transformateur miniature dont la fonction est beaucoup moins d'abaisser ou d'élever la tension que d'effectuer un isolement entre le bloc ampli BF-HP et le montage modulateur qui est en liaison directe avec le secteur. Un potentiomètre (dont la valeur n'est d'ailleurs pas critique et peut aller de $1\text{ k}\Omega$ à $4,7\text{ k}\Omega$) est branché au secondaire du transformateur ; on récupère sur le curseur une partie plus ou moins importante de la modulation qui va être appliquée à l'électrode de commande d'un triac 6 A-400 V dont une des anodes est branchées à une borne du secteur ainsi qu'au point commun transfo-potentiomètre et dont l'autre anode alimente la lampe ou les lampes de sortie dont la puissance peut atteindre 1 300 W.

On voit donc qu'il est possible de brancher à la sortie de cet appareil une rangée de lampes de différentes couleurs.

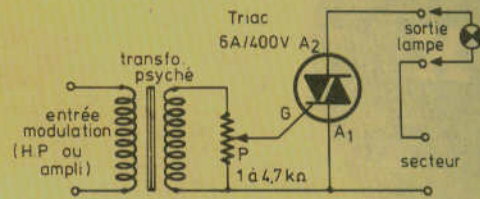


Figure 1

Réalisation

Le circuit imprimé en verre époxy sur lequel a été implanté ce modulateur est montré à la **figure 2** vu de son côté « cuivre » et à la **figure 3** vu du côté « composants ». On remarquera les 9 sorties, repérées comme suit :

- 2 sorties HP se branchant en parallèle soit sur les bornes de l'enceinte acoustique, soit sur les bornes de sortie correspondantes de l'amplificateur BF, selon les facilités.
- 3 bornes destinées à brancher le potentiomètre de sensibilité.
- 2 bornes d'arrivée secteur 220 V.
- 2 bornes de sortie destinées à alimenter les lampes de modulation.

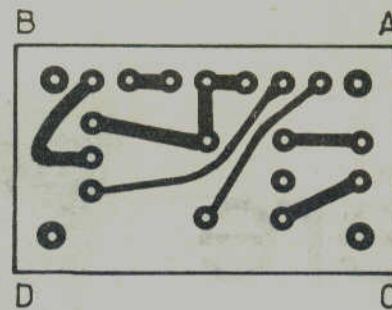


Figure 2

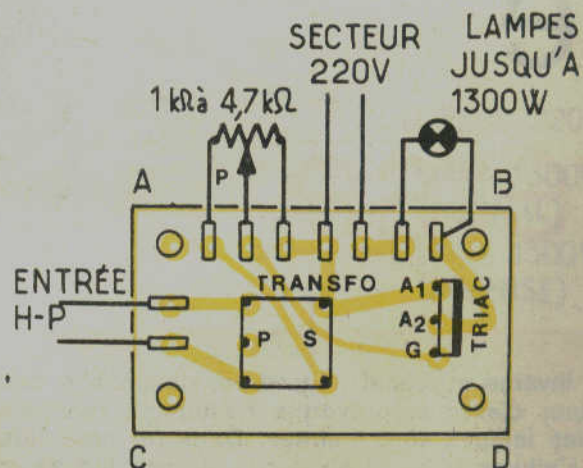


Figure 3

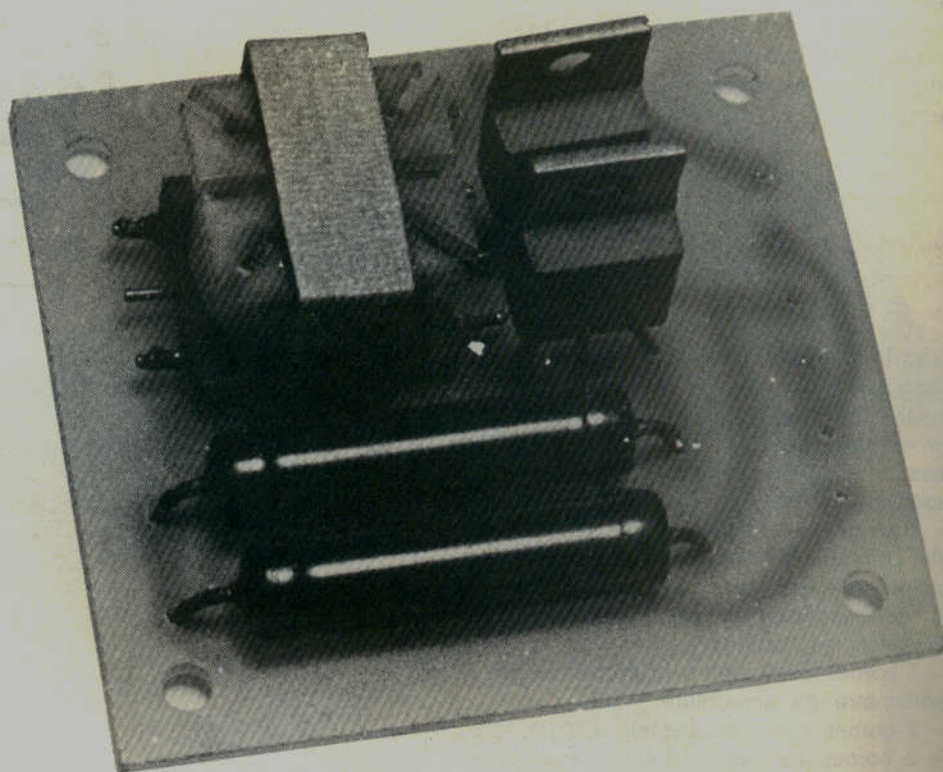
- 1 triac 6 A/400V.
- 1 transformateur d'isolement miniature pour psychédélique.
- 1 potentiomètre $1\text{ à }4,7\text{ k}\Omega$.

jeux

de

lumière

Modulateur de lumière à voie inverse



La voie inverse ou canal négatif est destinée à contenter les utilisateurs avides de lumière. En effet, le modulateur classique provoque l'allumage des lampes pendant les pointes de modulation ; le reste du temps, les lampes sont éteintes. Dans un modulateur équipé d'une voie inverse, une autre série de lampes s'allume lorsqu'il n'y a pas de pointes de modulation et s'éteint lorsque celles-ci sont présentes. Le résultat est qu'il y a toujours un éclairage et que l'aspect spectaculaire du modulateur se trouve renforcé.

Principe

Comme on peut le voir sur la **figure 1**, la partie gauche du schéma est rigoureusement identique à celle d'une modulateur classique : transformateur d'isolement, réglage de sensibilité par potentiomètre, triac et lampe.

Pour obtenir la voie inverse, on récupère la tension présente aux bornes du triac commandant la voie normale et on l'applique, à travers des résistances de forte valeur (et de forte puissance) à la gachette d'un autre triac qui va commander l'allumage des lampes de la voie inverse. On voit en effet que lorsque les lampes de la voie normale sont éteintes, toute la tension du secteur se retrouve aux bornes du triac de cette voie. La gachette du second triac sera donc excitée et celui-ci sera amorcé.

Là encore, la valeur du potentiomètre de sensibilité n'est pas critique et peut aller de 1 à 4,7 K Ω .

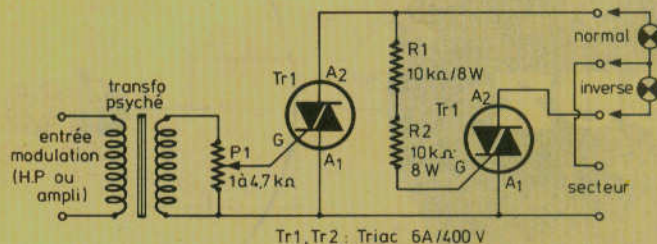


Figure 1

Réalisation

La **figure 2** donne la gravure du circuit imprimé pouvant être utilisé. L'implantation des composants sur l'autre face du circuit est montrée à la **figure 3**. Dans le cas où on utilise une puissance élevée pour les rampes d'éclairage, il est préférable de refroidir les triacs en les fixant chacun à un dissipateur qui pourra être une simple plaque d'aluminium de petites dimensions.

On prendra bien soin lors du câblage d'éloigner de 2 à 3 mm les résistances de 10 K Ω /8W du circuit.

En effet, celle-ci dissipent une puissance relativement importante et l'échauffement qui en résulte peut brûler le circuit imprimé au bout d'un certain temps si celui-ci se trouve en contact direct avec le corps des résistances.

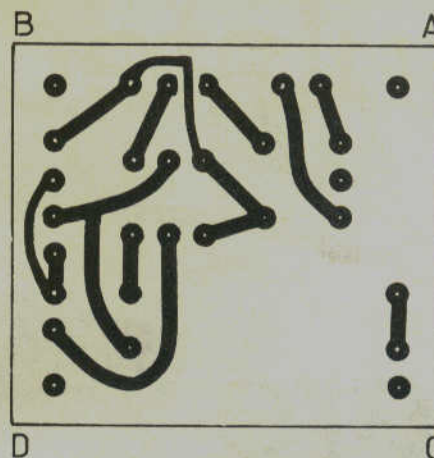


Figure 2

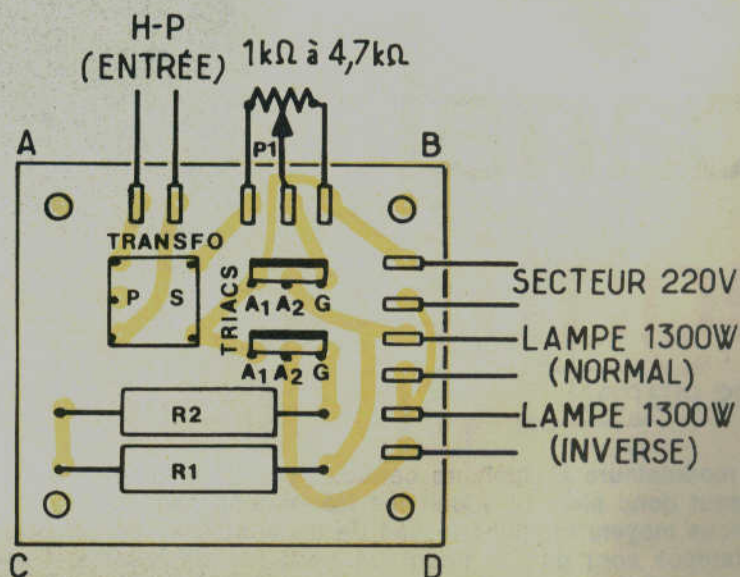


Figure 3

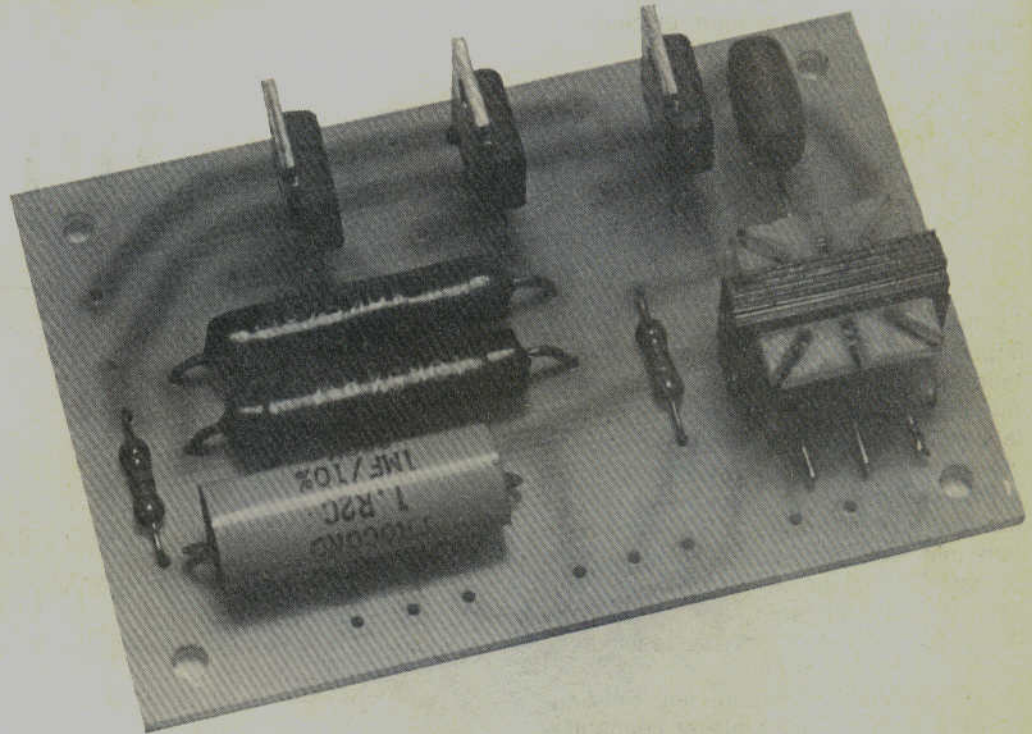
- 2 triacs 6 A/400 V.
- 1 transformateur miniature pour psychédélique.
- 1 potentiomètre 1 à 4,7 K Ω .
- 2 résistances 10 K Ω /8W.

jeux

de

lumière

Modulateur de lumière 2 voies + canal négatif



Les modulateurs à plusieurs canaux découpent la bande des fréquences musicales en plusieurs parties. On peut donc alors dissocier les fréquences basses des fréquences aiguës et éventuellement des fréquences moyennes (dans le cas de 3 canaux) et commander des rampes lumineuses différentes dont les lampes sont généralement de couleurs différentes. L'association couleur - bande de fréquence permet de renforcer le contraste musical existant entre différents instruments, donc de visualiser l'orchestration et le rythme.

Dans les modulateurs à 2 canaux, le spectre B.F. est séparé en 2 parties : graves et aiguës. L'adjonction d'une voie inverse (en cascade avec le canal des aiguës) augmente, là encore, l'aspect spectaculaire du jeu de lumière.

Principe

Le schéma de la **figure 1** montre que la séparation des deux voies se fait au moyen de filtres à résistance-capacité très simples.

Un réglage de sensibilité est prévue pour chacune des deux voies.

Pour le canal « graves », la capacité C_1 intègre les fréquences les plus élevées et la gachette du triac ne sera excitée que pour des fréquences basses.

Pour le canal « aiguës », la capacité C_2 présente une forte impédance vis-à-vis des fréquences basses et seules les fréquences élevées réussiront à amorcer le triac correspondant.

La voie inverse est réalisée selon le procédé classique vu précédemment par amorçage en cascade avec le triac de la voie des aiguës.

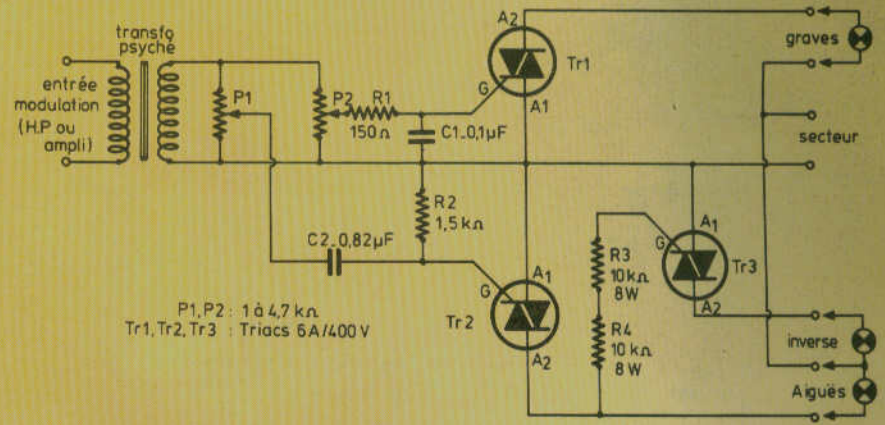


Figure 1

Réalisation

La gravure du cuivre du circuit imprimé est montrée à la **figure 2**, l'implantation des éléments sur l'autre face étant fournie à la **figure 3**.

Là encore, on prendra soin d'écarter les résistances de $10\text{ K}\Omega/8\text{ W}$ du circuit imprimé de quelques millimètres, ces résistances dissipant une chaleur relativement importante.

Des dissipateurs constitués de plaques d'aluminium de 3 mm d'épaisseur et de faibles dimensions peuvent être montés sur les triacs dans le cas où les lampes qu'ils commandent ont une puissance importante.

Les deux potentiomètres de sensibilité devront être isolés correctement car, sinon, ils peuvent présenter un danger pour l'utilisateur. Il est souhaitable d'utiliser des modèles ayant un canon en plastique.

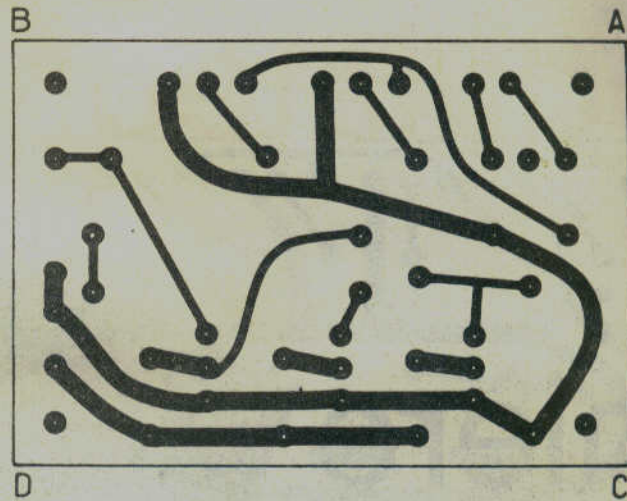


Figure 2

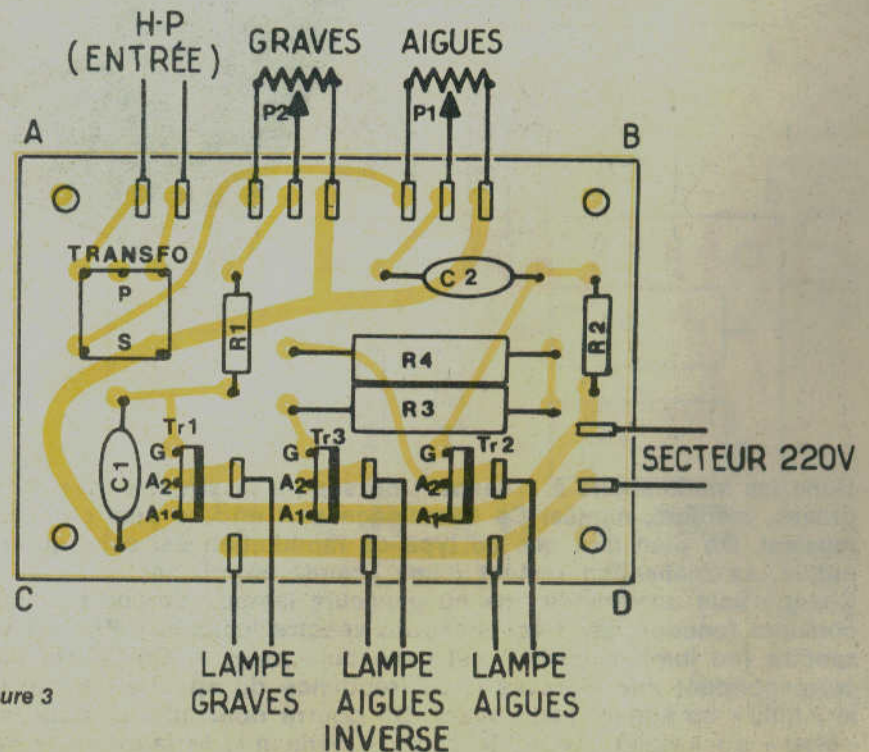


Figure 3

Nomenclature

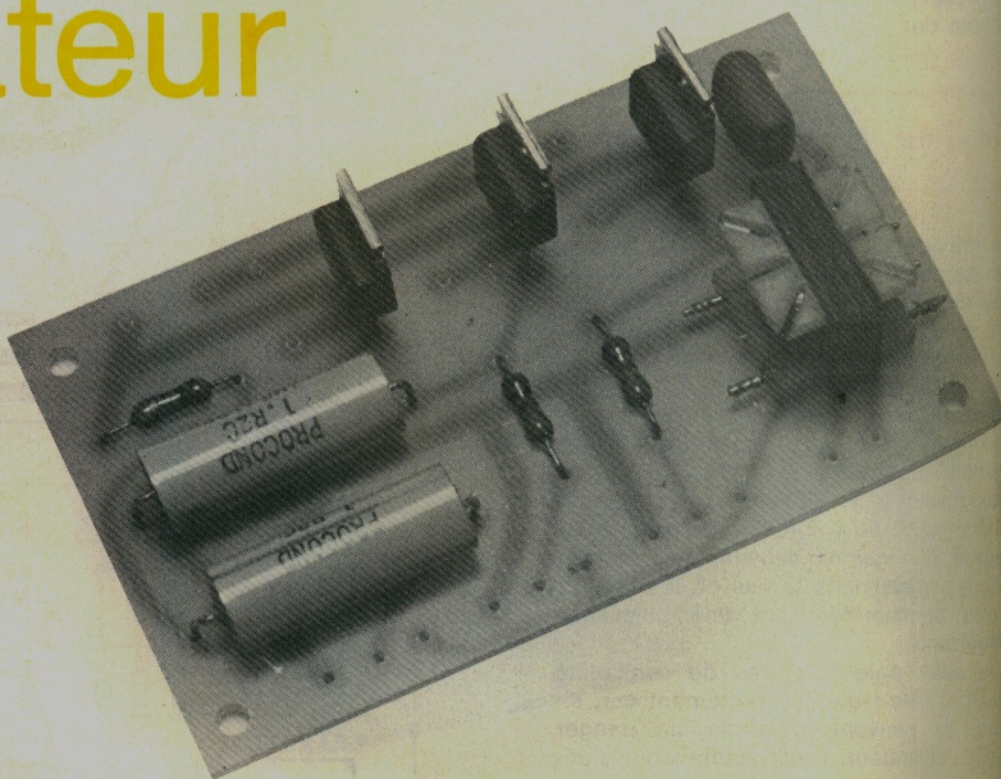
- 3 triacs 6 A/400 V.
- 1 transformateur miniature pour psychédélique.
- 2 potentiomètres de 1 à 4,7 $\text{K}\Omega$.
- 2 résistances $10\text{ K}\Omega/8\text{ W}$.
- 1 résistance $150\ \Omega/0,5\text{ W}$.
- 1 résistance $1,5\text{ K}\Omega/0,5\text{ W}$.
- 1 condensateur mylar $0,1\ \mu\text{F}/250\text{ V}$.
- 1 condensateur mylar $1\ \mu\text{F}/250\text{ V}$.

jeux

de

lumière

Modulateur de lumière 3 canaux



Dans les modulateurs à 3 canaux, on sépare le spectre des fréquences B.F. en trois sous-gammes : graves, médium, aiguës. Ce découpage met encore plus en relief le rythme et l'orchestration du thème musical. On peut dire que ce type de modulation est celui qui a connu le plus grand succès auprès du public, sa réalisation restant d'une grande simplicité.

Chaque voie commande une ou plusieurs lampes de couleurs différentes. Il est judicieux de choisir des couleurs fonction des fréquences du spectre lumineux. Par exemple, la fréquence la plus basse de ce spectre (en lumière visible) est celle du « rouge ». On pourra donc attribuer la couleur rouge à la voie correspondant aux « graves ». La fréquence du spectre lumineux la plus élevée correspond au « violet », le « bleu » se situant juste avant. On pourra donc utiliser pour la voie « aigues » des lampes de couleur « bleu » ou « violet ». Pour le canal « médium », le jaune et le vert conviennent très bien.

Principe

Le schéma de la **figure 1** nous montre que le principe retenu pour la séparation des 3 bandes de fréquences est celui des filtres à résistance-capacité.

La simplicité de conception de ces filtres de faible sélectivité permet un recoupage entre les trois voies.

Un seul transformateur d'isolement alimente les trois potentiomètres permettant de régler le « volume » de chaque voie. Les gachettes des triacs sont sollicitées par les signaux favorisés par les filtres.

Un mot pour signaler qu'il ne faut pas régler les potentiomètres de sensibilité sur une position donnant trop de lumière car, sur un système à trois voies, le « cafouillage » qui en résulte ne présente aucun intérêt, artistiquement parlant, la visualisation du rythme notamment étant des plus douteuses.

Réalisation

Les **figures 2 et 3** donnent les vues du circuit imprimé respectivement du côté cuivre et du côté composants. Aucune précaution particulière n'est à prendre pour le câblage si ce n'est le respect de l'orientation des triacs. Les câbles de liaisons aux lampes et au secteur doivent avoir une section de préférence supérieure à 1 mm^2 et un isolement correct. Les potentiomètres de sensibilité étant électriquement réunis au secteur, on prendra bien soin de vérifier leur isolement et il est souhaitable d'utiliser des modèles à canon isolant plastique. Les triacs peuvent éventuellement être équipés de petits dissipateurs, si l'on prévoit une consommation importante des lampes.

Nomenclature

- 3 triacs 6 A/400 V.
- 1 transformateur miniature pour psychédélique.
- 3 potentiomètres de 1 à 4,7 K Ω .
- 1 résistance 100 Ω /0,5 W.
- 1 résistance 150 Ω /0,5 W.
- 1 résistance 2,2 K Ω /0,5 W.
- 1 condensateur mylar 0,1 μF .
- 2 condensateur mylar 1 μF .

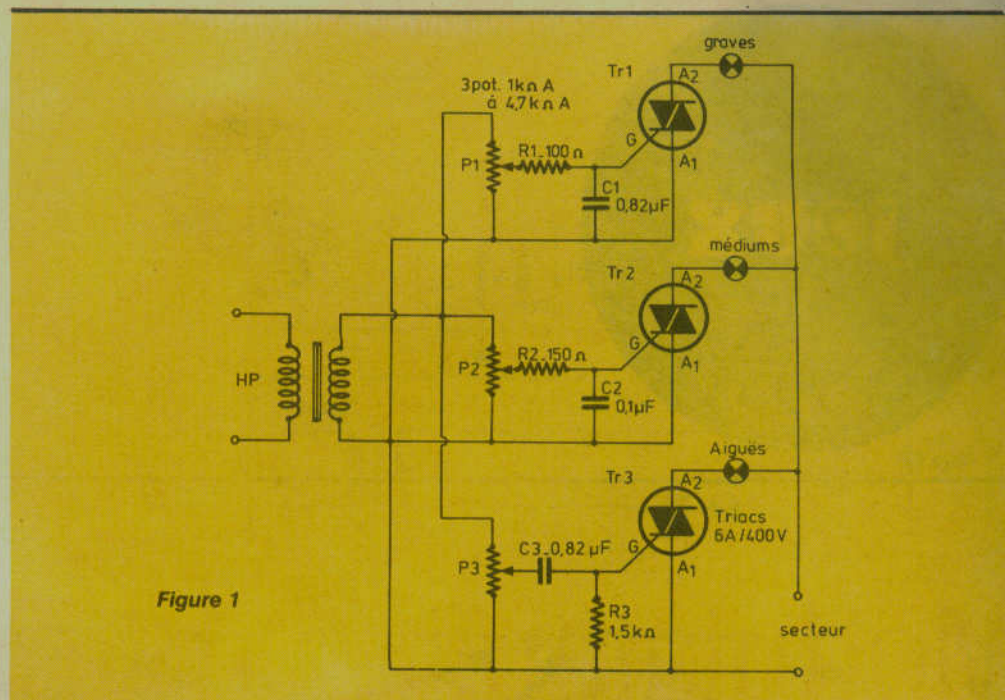


Figure 1

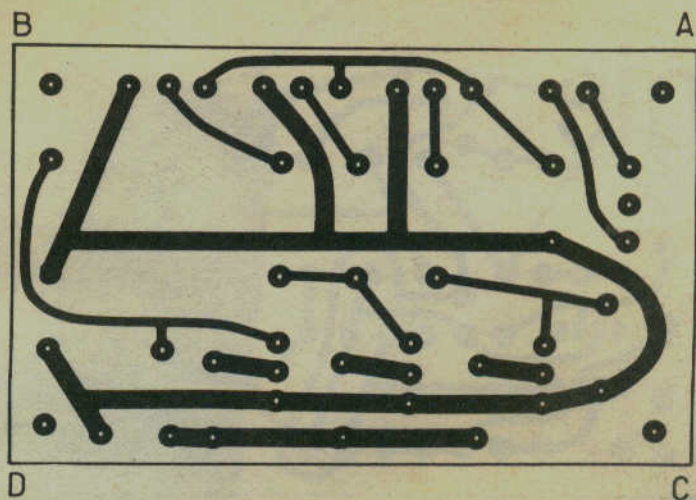


Figure 2

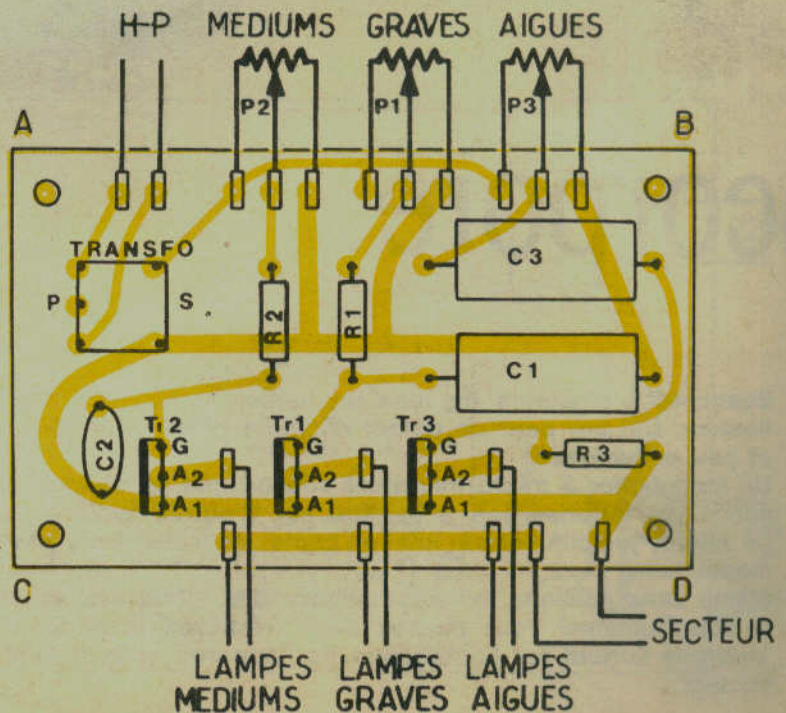


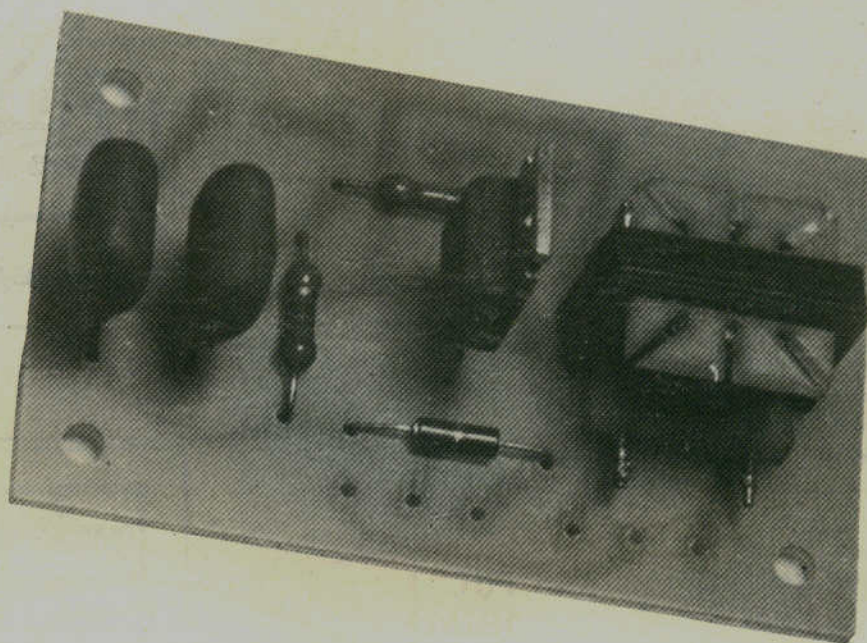
Figure 3

jeux

de

lumière

Modulateur-gradateur 1 voie



Afin d'économiser son temps et son argent, on cherche souvent à réunir dans un même boîtier plusieurs appareils. Le modulateur-gradateur permet cette économie en utilisant le même triac et les mêmes lampes d'éclairage.

Un inverseur est actionné pour obtenir l'une ou l'autre fonction (on ne peut pas évidemment avoir les deux fonctions simultanément).

La fatigue visuelle résultant de l'utilisation prolongée des modulateurs de lumière fait que ces appareils ne sont utilisés que de temps à autre. Le reste du temps, le gradateur peut fonctionner, provoquant éventuellement un phénomène de délasserement grâce au tamisage de la lumière.

Principe

La **figure 1** nous montre que la partie modulateur est tout à fait classique : transformateur d'isolement et réglage de sensibilité.

L'inverseur Mod-Grad commute la gachette du triac sur l'un ou l'autre système.

Le gradateur est constitué d'une cellule de déphasage en π alimentée par un potentiomètre de 220 K Ω effectuant le réglage d'intensité lumineuse. A la sortie du filtre, on trouve un élément semi conducteur spécialement conçu pour commander la gachette d'un triac : le diac. Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement de ce composant qui a déjà fait l'objet de plusieurs descriptions.

Réalisation

Les **figures 2 et 3** donnent respectivement les vues « côté cuivre » et « côté composants » du circuit imprimé supportant ce montage.

On remarquera le potentiomètre de 220 K Ω branché en rhéostat, la borne libre pouvant être ou non réunie au curseur.

Même précautions à prendre pour l'isolement que pour les autres appareils. Les canons plastiques sont à conseiller pour les potentiomètres.

Il n'y a pas de sens de branchement pour le diac. Etant donné les faibles dimensions du circuit, celui-ci peut être implanté d'une manière très discrète.

Nomenclature

- 1 triac 6 A/400 V.
- 1 diac 32 volts.
- 1 transformateur miniature pour psychédélique.
- 1 potentiomètre 1 à 4,7 K Ω .
- 1 potentiomètre 220 K Ω .
- 1 inverseur.
- 1 résistance 6,8 K Ω /0,5 W.
- 1 résistance 33 K Ω /0,5 W.
- 2 condensateurs mylar 0,1 μ F/250 V.

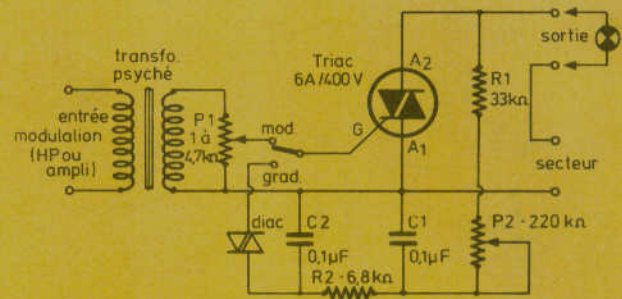


Figure 1

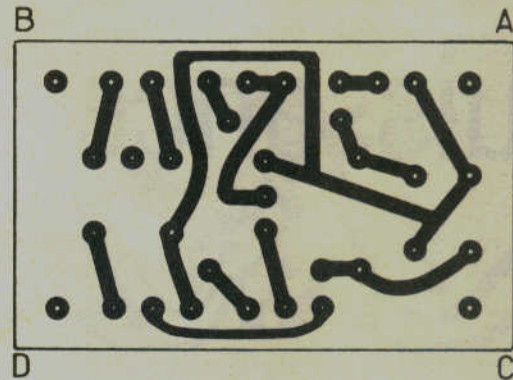


Figure 2

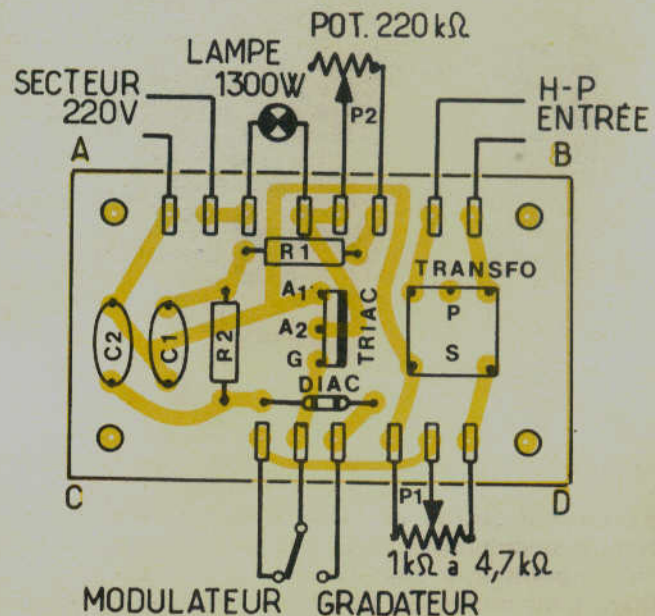


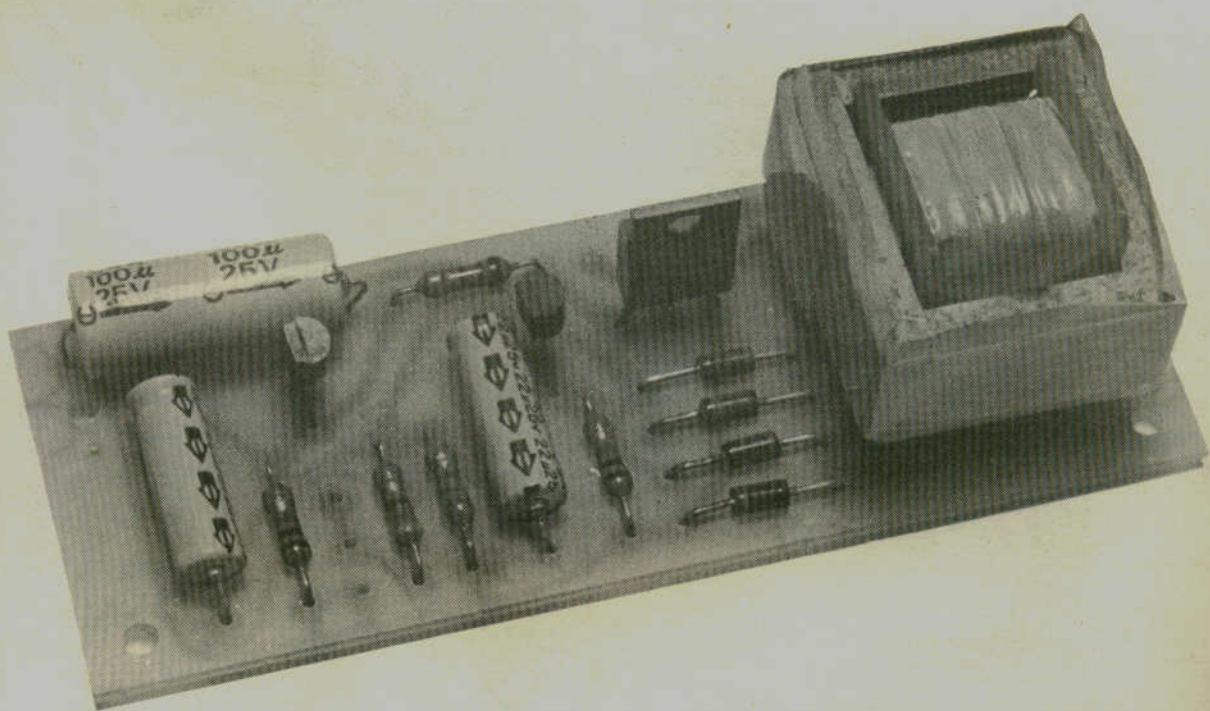
Figure 3

jeux

de

lumière

Clignoteur de puissance



Le clignoteur est un jeu de lumière particulièrement réservé à l'animation de vitrines, l'utilisation domestique étant à déconseiller, sauf cas particulier de création d'ambiance.

Le but du clignoteur, y compris celui de la signalisation routière, est d'attirer l'œil du passant. L'éclairage intermittent peut mettre en valeur un objet ou un panneau.

La fréquence du clignotement sera choisie en fonction du type d'animation et du goût de l'utilisateur ; les fréquences couramment utilisées sont de l'ordre du hertz.

Principe

Le signal rectangulaire définissant la fréquence et le facteur de forme du clignotement est fourni par un multivibrateur à deux transistors, comme on peut le voir sur la **figure 1**.

Un potentiomètre de 100 K Ω permet de régler la fréquence de quelques dixièmes à une dizaine de hertz approximativement.

On récupère sur le collecteur d'un des transistors le signal de commande qui est appliqué, à travers une résistance limitatrice de courant, au gate du triac. Le montage est alimenté en basse-tension non stabilisée (environ 15 volts) obtenue par redressement et filtrage d'une tension de 12 volts provenant du secondaire d'un transformateur miniature (la consommation est en effet très faible).

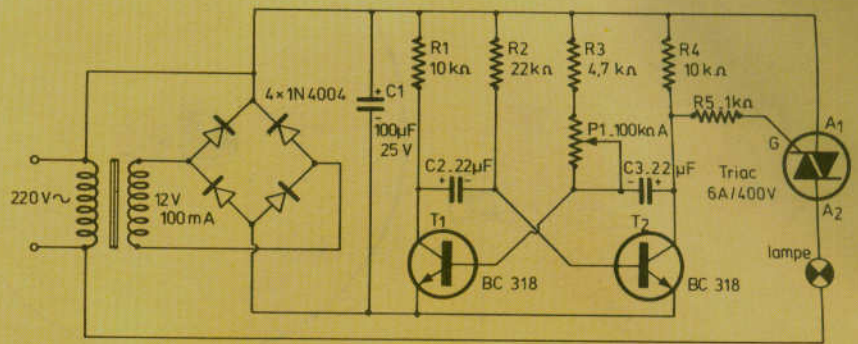


Figure 1

Réalisation

Le circuit imprimé de la **figure 2** sera câblé selon les indications de la **figure 3**. Attention au sens de branchement des quatre diodes du pont redresseur et à la polarité des condensateurs chimiques. Là encore la base tension est reliée électriquement à un des pôles du secteur et l'on prendra les précautions d'usage concernant l'isolement du montage et du potentiomètre de commande. Il peut être nécessaire, selon la puissance d'éclairage demandée, de monter sur le triac un dissipateur de faibles dimensions constitué d'une plaque d'aluminium ou de duraluminium (ou de cuivre) de 2 à 3 mm d'épaisseur.

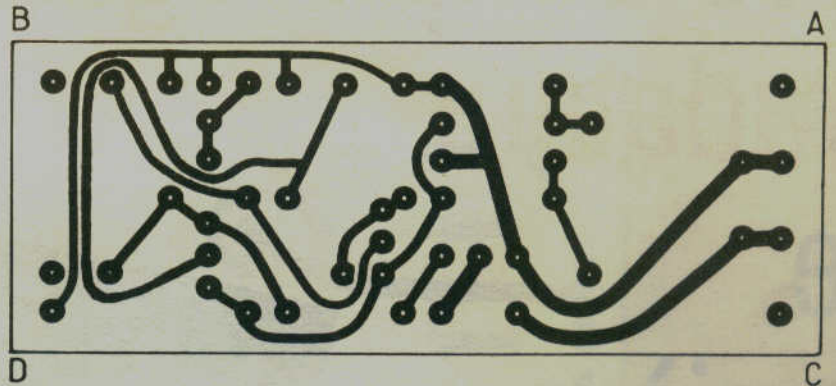


Figure 2

Nomenclature

- 2 transistors BC318 (ou BC317 ou équivalent).
- 1 triac 6 A/400 V.
- 4 diodes 1N4004 ou équivalent.
- 1 potentiomètre 100 K Ω linéaire.
- Résistances 0,5 W : 1 de 1 K Ω ; 1 de 4,7 K Ω ; 2 de 10 K Ω ; 1 de 22 K Ω .
- 2 condensateurs 22 μ F/25 V.
- 1 condensateur 100 μ F/25 V.
- 1 transformateur 220 V/12 V — 0,1 A.

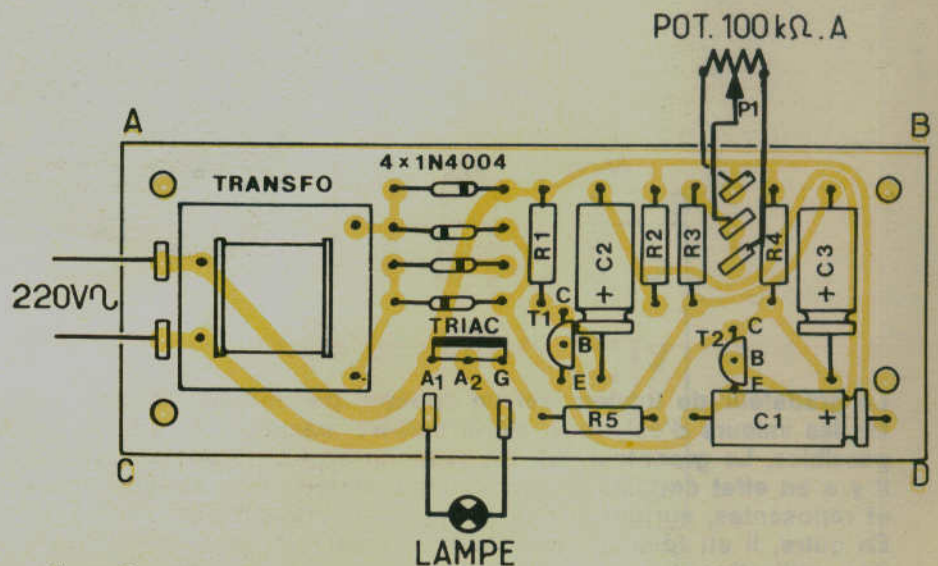


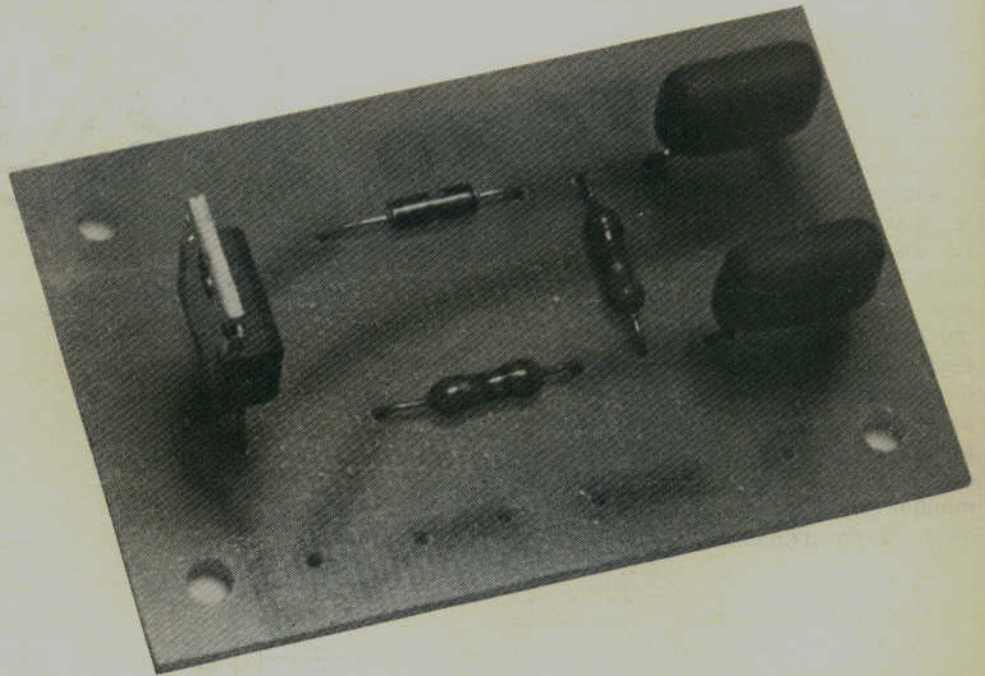
Figure 3

jeux

de

lumière

Très simple également... gradateur de lumière



Le gradateur de lumière est un appareil permettant d'obtenir, par la manœuvre d'un potentiomètre, toutes les valeurs d'éclairage, de la lumière maximum à zéro, en passant par toutes les valeurs de tamisage possibles. Le gradateur est très répandu en usage domestique où il participe à la création de l'ambiance. Il y a en effet certains moments d'une soirée où la lumière tamisée procure des sensations agréables et reposantes, surtout si l'on a utilisé auparavant des systèmes modulateurs ou stroboscopiques. En outre, il en résulte une économie d'énergie, peu importante il est vrai mais néanmoins appréciable. Une utilisation typique est celle du tamisage progressif tel qu'il est pratiqué dans les salles de cinéma. On pourra reproduire cet effet chez soi dans la pièce où se trouve le téléviseur, ou bien lors de projection de films d'amateur ou de diapositives.

Principe

Le schéma de la **figure 1** montre la simplicité de ce montage. La tension présente aux bornes du triac est prélevée pour alimenter un réseau déphaseur en « pi » à travers un potentiomètre de forte valeur. Selon la position du curseur de ce potentiomètre, le réseau déphaseur provoque un retard plus ou moins important à sa sortie par rapport au secteur. Cette sortie alimente un « diac », élément semi-conducteur bilatéral (fonctionnant en alternatif) qui envoie des impulsions de courant dans la gachette du triac. Celui-ci s'amorçant, la tension à ses bornes devient nulle pendant le reste de l'alternance : le réseau déphaseur n'est plus alimenté.

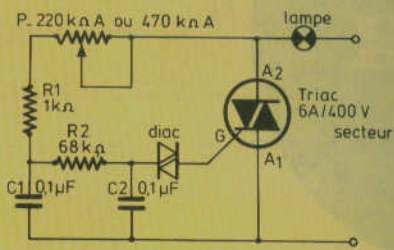


Figure 1

Réalisation

Celle-ci est très aisée comme le montrent les **figures 2 et 3** représentant les deux faces du circuit imprimé. Le diac n'a pas de sens préférentiel de branchement. Le potentiomètre, branché en rhéostat sera de préférence un modèle à canon isolant, étant donné sa liaison au secteur.

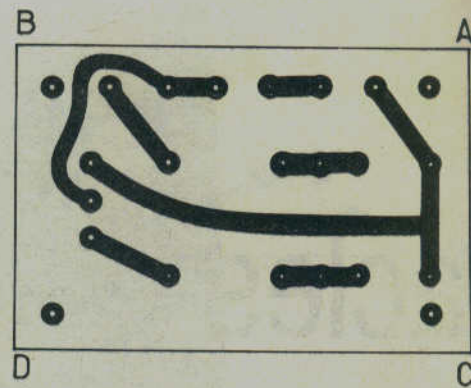


Figure 2

Nomenclature

- 1 triac 6 A/400 V.
- 1 diac 32 volts.
- 1 potentiomètre 220 ou 470 K Ω linéaire.
- 1 résistance 1 K Ω /0,5 W.
- 1 résistance 6,8 K Ω /0,5 W.
- 2 condensateurs mylar 0,1 μ F/250 V.

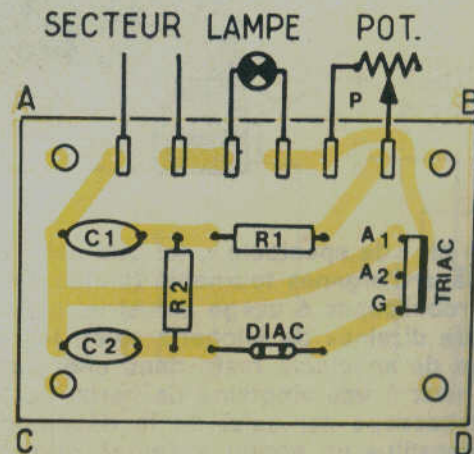


Figure 3

jeux

de

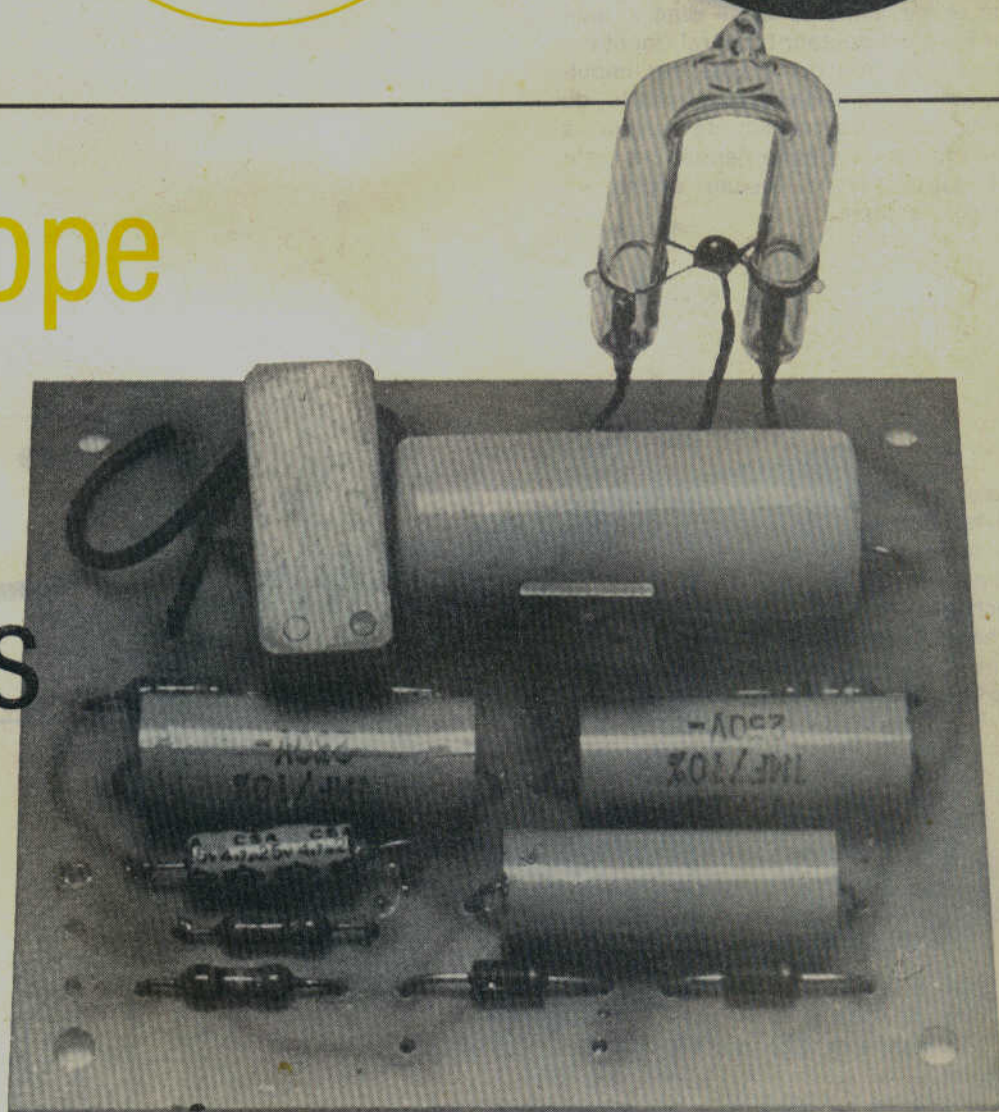
lumière

Stroboscope

pour

spectacles

40 joules



Le stroboscope dit « de spectacle », tel que celui que nous allons décrire, se différencie du stroboscope destiné au réglage d'organes tournants (moteurs d'automobile par exemple) par sa fréquence d'utilisation. En effet, les stroboscopes à usage industriel ont des fréquences de travail pouvant aller du dixième de hertz à plusieurs dizaines de kilohertz selon les applications.

Un stroboscope de spectacle reste dans une plage de fréquence plus étroite, allant généralement du cinquième de hertz à une vingtaine de hertz. Le phénomène le plus remarquable obtenu grâce à l'utilisation du stroboscope est celui de la décomposition des mouvements de personnages (danseurs par exemple) qui constitue un apport scénique original.

La puissance de 40 joules constitue un minimum pour ce genre d'utilisation et convient pour une pièce de dimensions restreintes. Pour les salles de spectacle, le ou les tubes à éclats utilisés sont de puissance beaucoup plus élevée.

Principe

Un tube à éclats est pourvu de deux électrodes principales dites « de puissance » entre lesquelles on applique une haute tension de 500 volts environ et d'une électrode d'amorçage destinée à provoquer l'ionisation de départ nécessaire à l'amorçage du tube.

Comme on peut le voir à la figure 1, la haute-tension destinée à l'alimentation des électrodes de puissance du tube est obtenue par un doubleur de tension du type Latour utilisant deux diodes 1 N4004 et deux capacités de 1 μ F.

L'électrode d'amorçage a besoin d'une tension de plusieurs milliers de volts obtenue grâce à un transformateur THT (analogue au travail fourni par la bobine d'allumage d'une automobile).

Le primaire de ce transfo reçoit des impulsions d'amplitude avoisinant 250 volts résultant de la décharge d'un condensateur de 0,22 μ F à travers un triac et ce primaire.

Le triac est amorcé séquentiellement par un système à relaxation utilisant un circuit RC et un diac. Le réglage de fréquence est constitué par un potentiomètre de 470 K Ω qui modifie selon sa position la tension appliquée à l'intégrateur RC alimentant le diac. On peut obtenir une fréquence de relaxation allant de quelques dixièmes de hertz à 12 herz environ.

Réalisation

On se reportera aux schémas des figures 2 et 3 donnant respectivement la gravure du cuivre et l'implantation des composants sur le circuit imprimé.

On remarquera la taille importante du condensateur de 0,22 μ F qui doit avoir une tension de service de 900 volts ou plus. Le tube à éclats sera câblé à l'extérieur du circuit, de préférence à une distance assez faible (voir photo) pour éviter les pertes de puissance.

Nomenclature

- 1 triac 6 A/400 V.
- 1 diac 32 volts.
- 2 diodes 1N4004.
- Résistances 0,5 W : 1 de 100 Ω ; 2 de 100 K Ω ; 1 de 470 K Ω .
- 1 potentiomètre 470 K Ω linéaire (éventuellement avec inter).
- 1 condensateur papier 0,22 μ F/900 V.
- 3 condensateurs mylar 1 μ F/250 V.
- 1 condensateur chimique 4,7 μ F/25 V.
- 1 transformateur d'impulsions pour tube à éclats.
- 1 tube à éclats 40 joules.

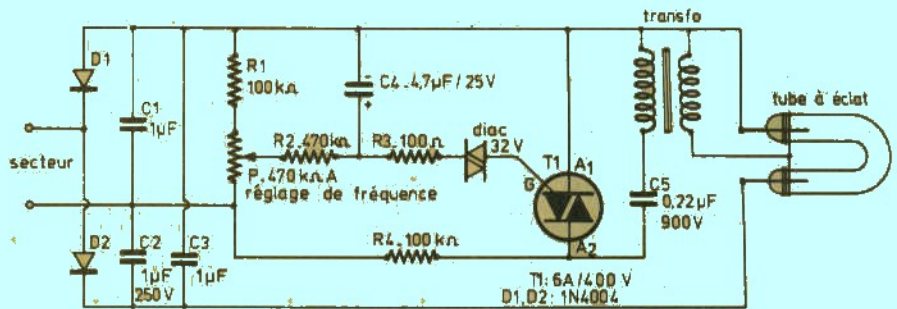


Figure 1

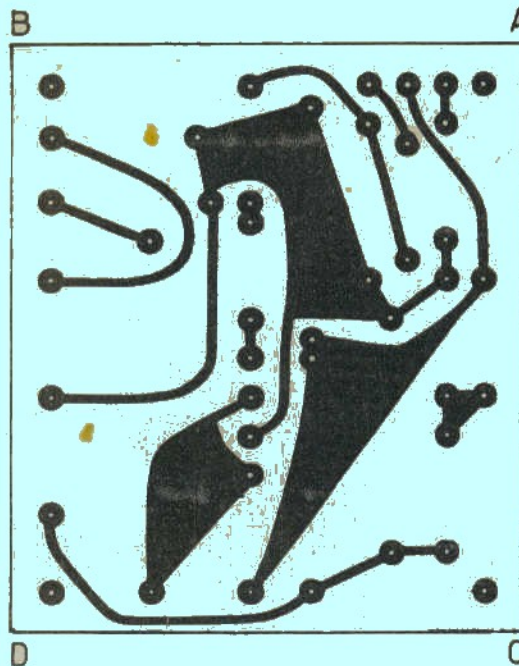


Figure 2

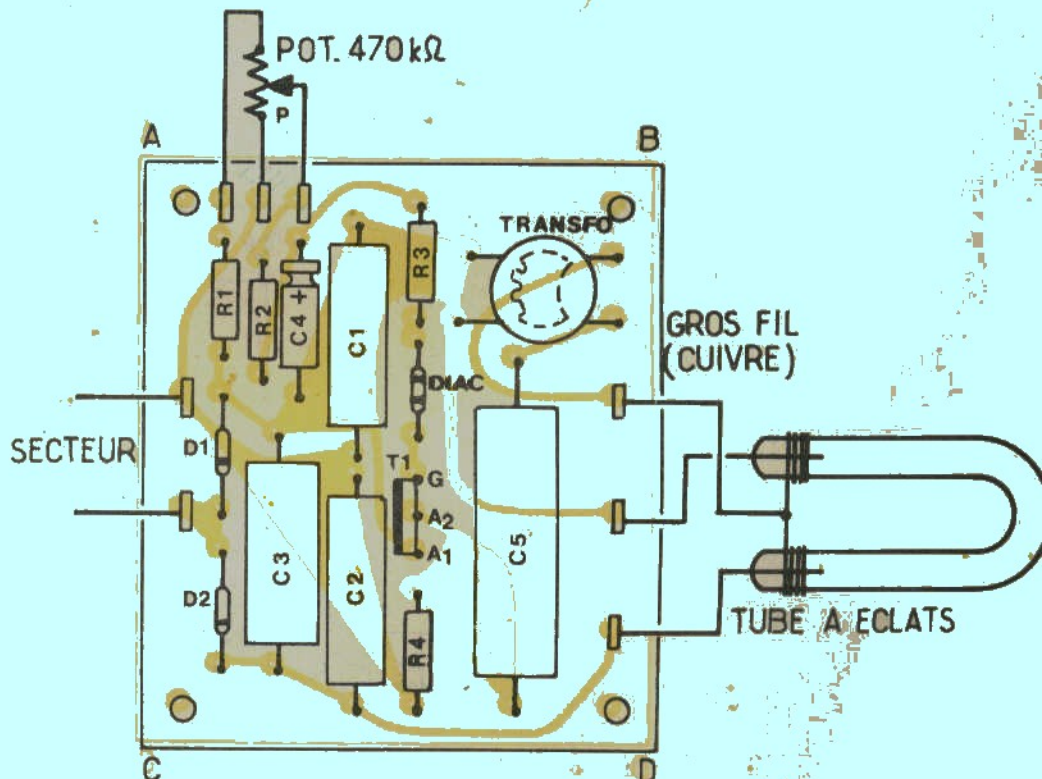


Figure 3

jeux

de

lumière

Un «vrai» chenillard à circuits intégrés C. MOS.

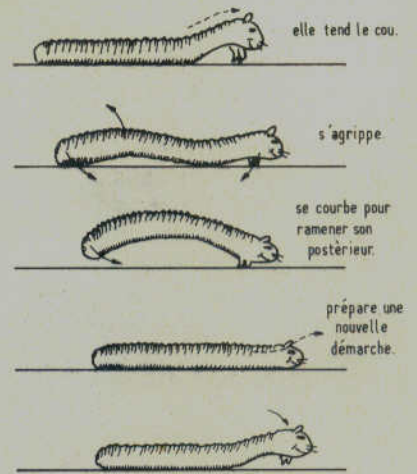


Figure 1

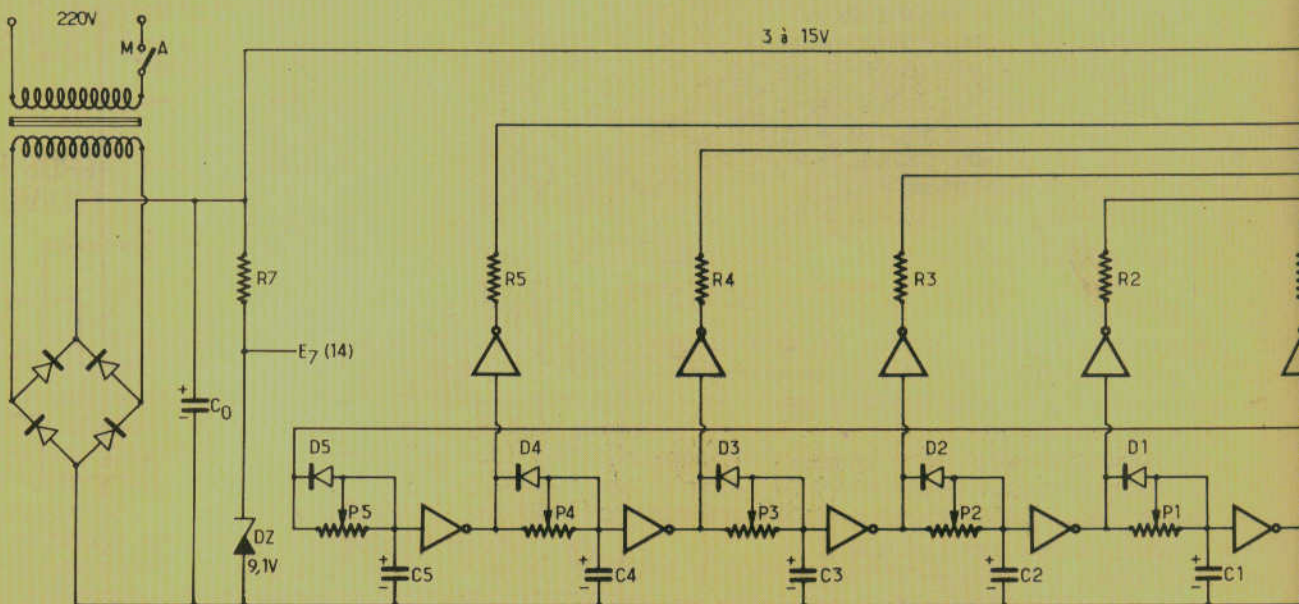


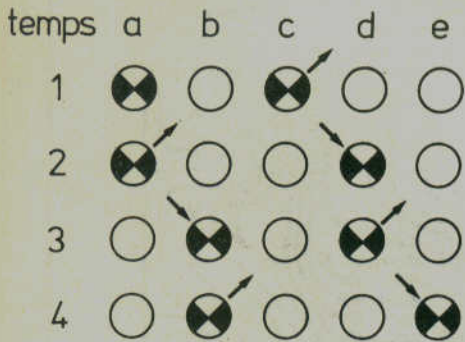
Figure 3

Le dispositif que nous vous proposons redécouvre la vraie marche d'une chenille. Pourquoi appeler une lumière qui tourne un « chenillard » ?

Après de nombreuses heures passées à l'étude de ces insectes, nous sommes en mesure de vous décrire enfin le « vrai » chenillard.

Pour avancer, la chenille procède en plusieurs étapes, comme nous le montre la figure 1.

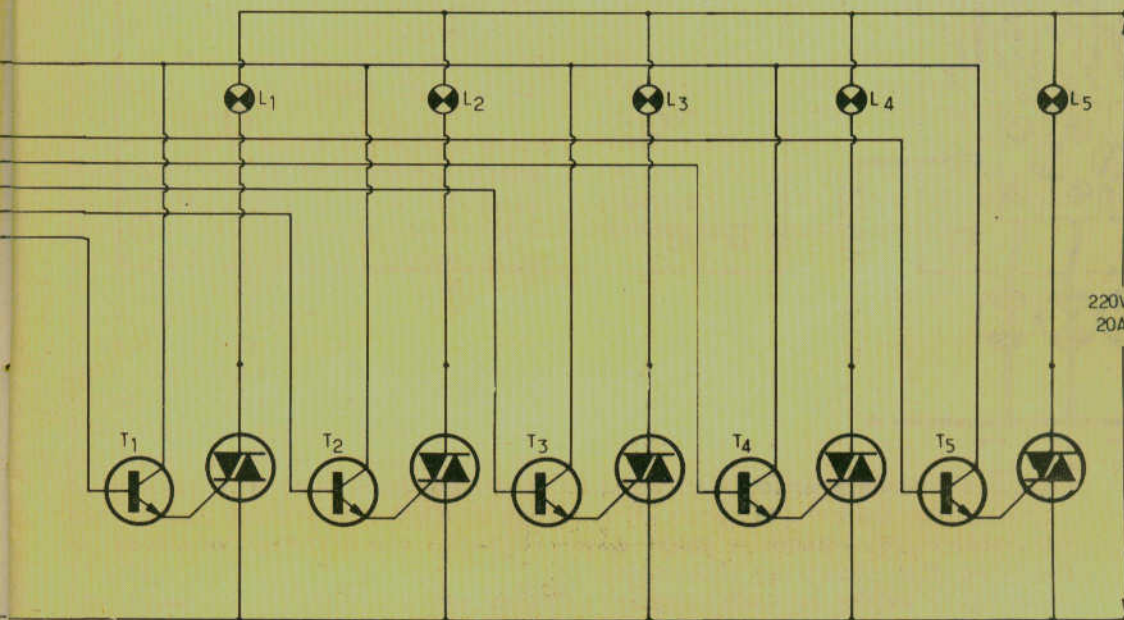
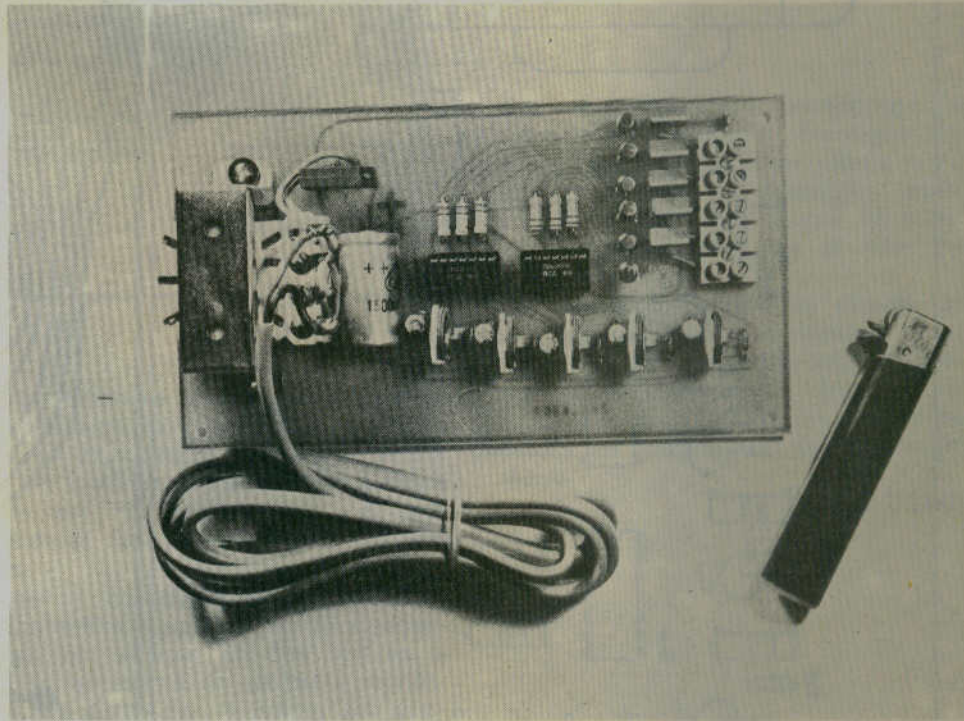
Elle avance d'abord la tête par une élongation du corps, puis se courbe, agrippée par la tête au terrain et ramène enfin sa partie postérieure. Cela n'a rien à voir avec une bille qui roule par terre. Afin de reconstituer cette démarche naturelle, nous avons procédé à l'étude et à la mise au point d'un dispositif qui respecte l'analyse de la figure 1 et dont voici la description.



Les flèches indiquent le mouvement.

Figure 2

Vue générale du circuit imprimé supportant les composants. Le briquet posé à droite situe mieux les dimensions des divers éléments.

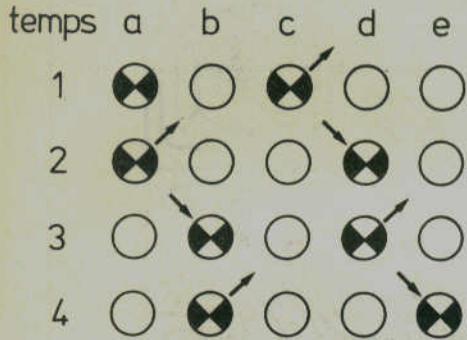


Le dispositif que nous vous proposons redécouvre la vraie marche d'une chenille. Pourquoi appeler une lumière qui tourne un « chenillard » ?

Après de nombreuses heures passées à l'étude de ces insectes, nous sommes en mesure de vous décrire enfin le « vrai » chenillard.

Pour avancer, la chenille procède en plusieurs étapes, comme nous le montre la figure 1.

Elle avance d'abord la tête par une élévation du corps, puis se courbe, agrippée par la tête au terrain et ramène enfin sa partie postérieure. Cela n'a rien à voir avec une bille qui roule par terre. Afin de reconstituer cette démarche naturelle, nous avons procédé à l'étude et à la mise au point d'un dispositif qui respecte l'analyse de la figure 1 et dont voici la description.



Les flèches indiquent le mouvement.

Figure 2

Vue générale du circuit imprimé supportant les composants. Le briquet posé à droite situe mieux les dimensions des divers éléments.

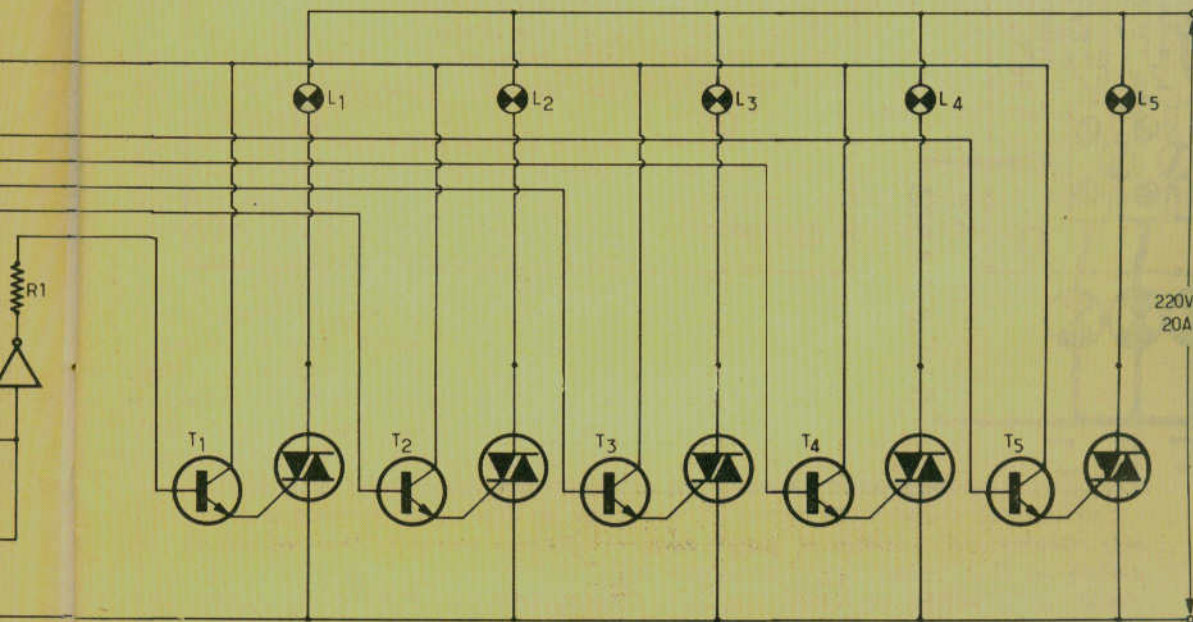
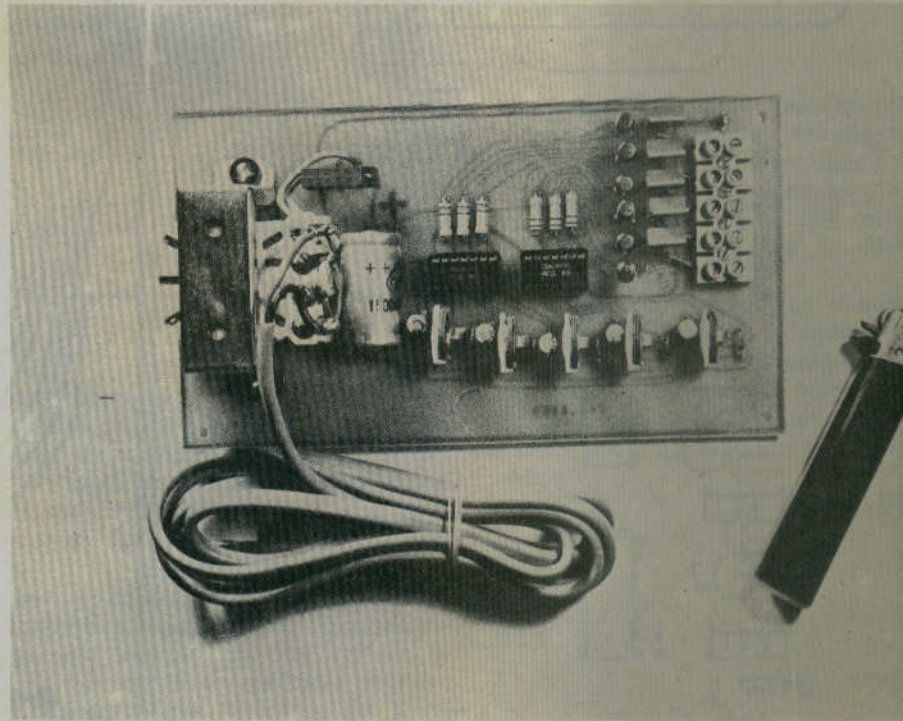


figure 4

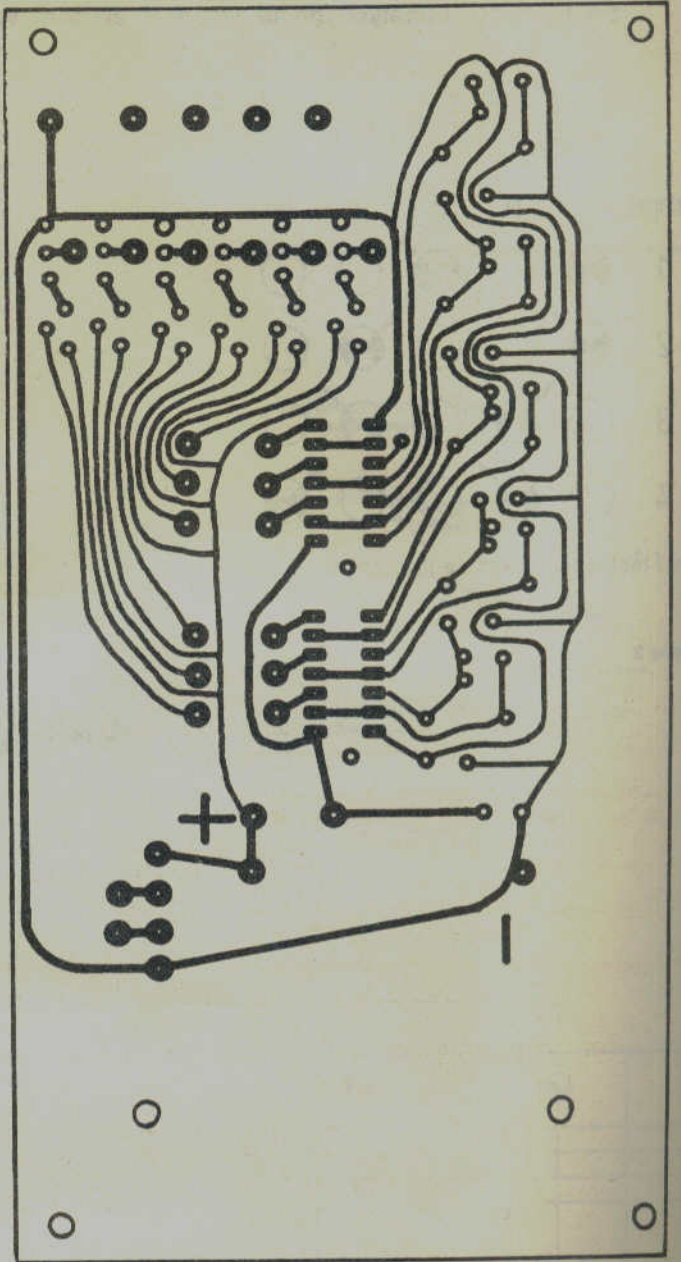
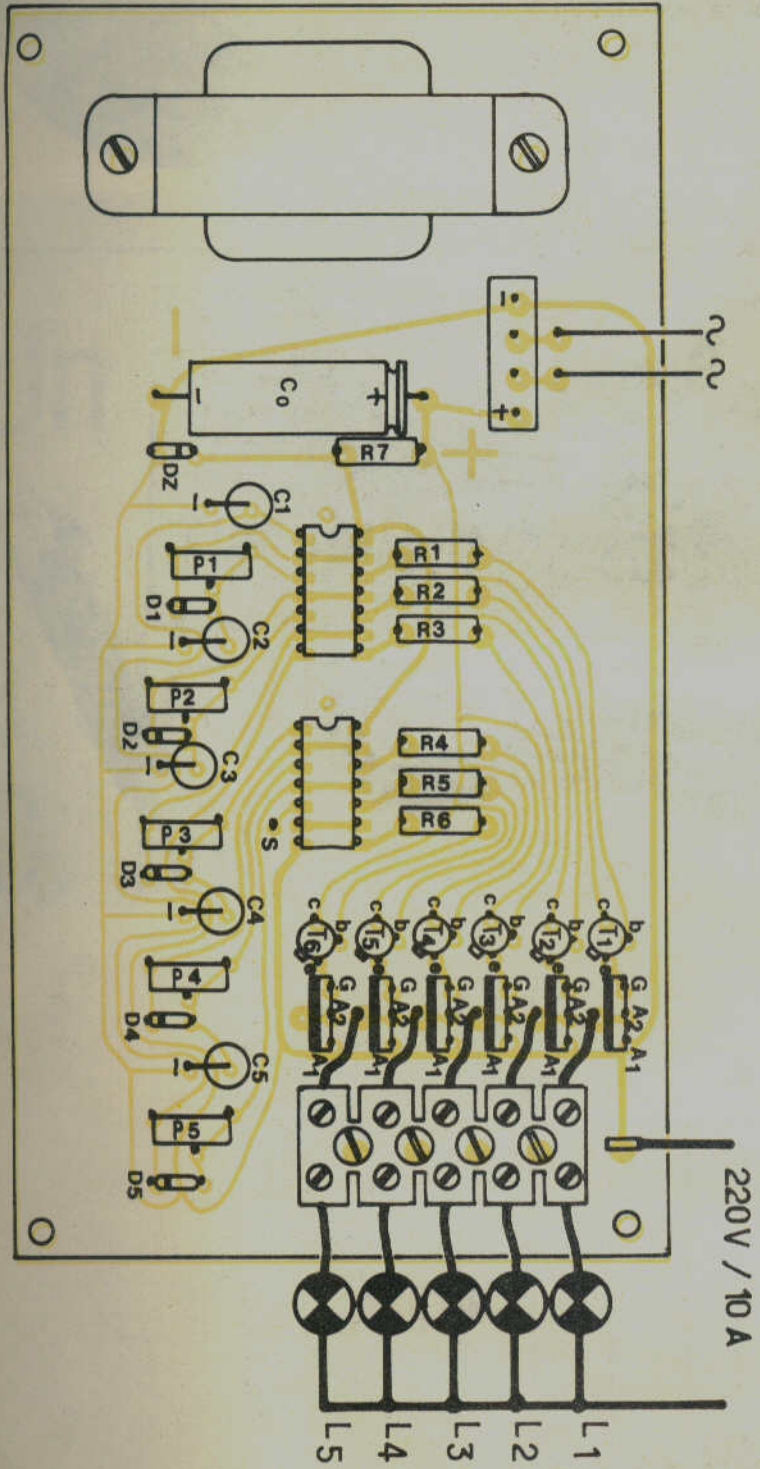
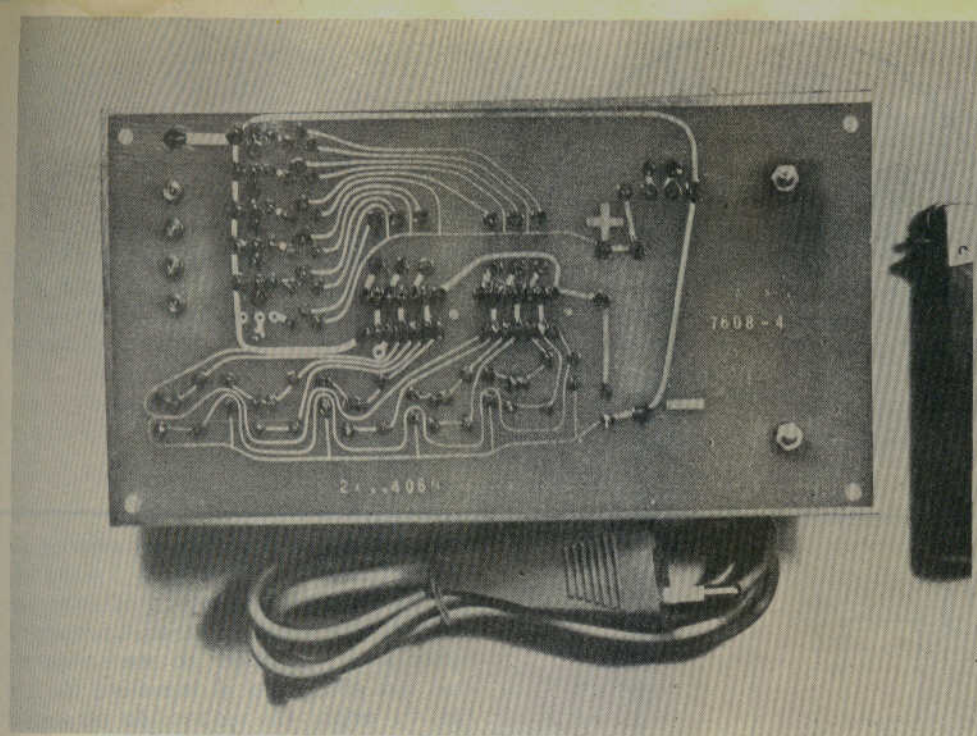


Figure 5





Principe

Nous avons utilisé deux boîtiers CMOS du type 4069.. Destiné à commander des lampes, l'appareil doit donc assurer le diagramme des temps représenté à la figure 2. En utilisant une autre technologie, on aurait utilisé beaucoup plus de composants.

Avec la TTL par exemple, il aurait fallu envisager un oscillateur pilote en l'utilisant comme horloge, donc suivi d'un registre et d'un décodeur. Ce n'est pas très pratique.

Le circuit de la figure 3 que nous avons finalement mis au point permet d'obtenir non seulement la règle du jeu recherchée, mais en plus de pouvoir régler à volonté la durée des 5 phases du cycle. Ceci s'obtient en ajustant les 5 potentiomètres P1 à P5. La période complète se trouve évidemment modifiée puisqu'on ajoute bout à bout 5 temporisations. Chaque inverseur CMOS ne peut fournir en sortie plus de 100 à 200 microampères. Pour obtenir les 50 mA nécessaires à la commande des triacs, nous devons amplifier le courant de sortie, ce qui est le travail des transistors T1 à T5.

Les lampes L1 à L5 auront une puissance en rapport avec celle que peuvent fournir sans risque les triacs.

L'alimentation se fait par transformateur basse tension suivi d'un redressement en pont et d'un filtrage par condensateur CO. Un système de stabilisation à diode zéner est nécessaire pour maintenir constantes les valeurs des temporisations.

La cellule constituée de la diode, du potentiomètre ajustable et du condensateur, qui attaque un des inverseurs CMOS, représente un véritable monostable. La sortie de l'inverseur est commutée en tout ou rien à chaque passage de la tension d'entrée (la tension du condensateur) par un niveau situé à une fraction de 0,5 ou 0,55 de tension d'alimentation des inverseurs.

L'impédance d'entrée est telle qu'il est parfaitement possible de réaliser des temporisations de l'ordre de plusieurs heures. Rarement, avec des technologies classiques, on ne dépassait quelques minutes sans artifices spéciaux.

Réalisation

La figure 4 donne le schéma à l'échelle 1 du circuit imprimé vu côté cuivre.

La figure 5 montre l'implantation des composants sur l'autre face du circuit. Les photographies jointes à cet article donnent par ailleurs une idée très précise de la réalisation.

Les deux inverseurs CMOS non utilisés dans le chenillard ont été malgré tout câblés de façon à pouvoir commander une charge supplémentaire en S, à niveaux compatibles avec les tensions d'alimentation.

On prendra soin de respecter l'orientation des circuits intégrés et du pont redresseur conformément aux indications de la figure 5.

Mise au point

Elle ne demande ni oscilloscope ni alimentation stabilisée. Munissez-vous d'une lampe d'électricien (lampe test). En partant avec les ajustables réglés vers le milieu de leur course, on constate le clignotement dès la mise en marche.

Les transistors risquent de chauffer si la tension d'alimentation dépasse 12 ou 15 volts. Il est donc préférable de prévoir des dissipateurs, ou même un dissipateur commun puisque les collecteurs (réunis aux boîtiers) sont électriquement réunis.

André DORIS

Nomenclature des composants

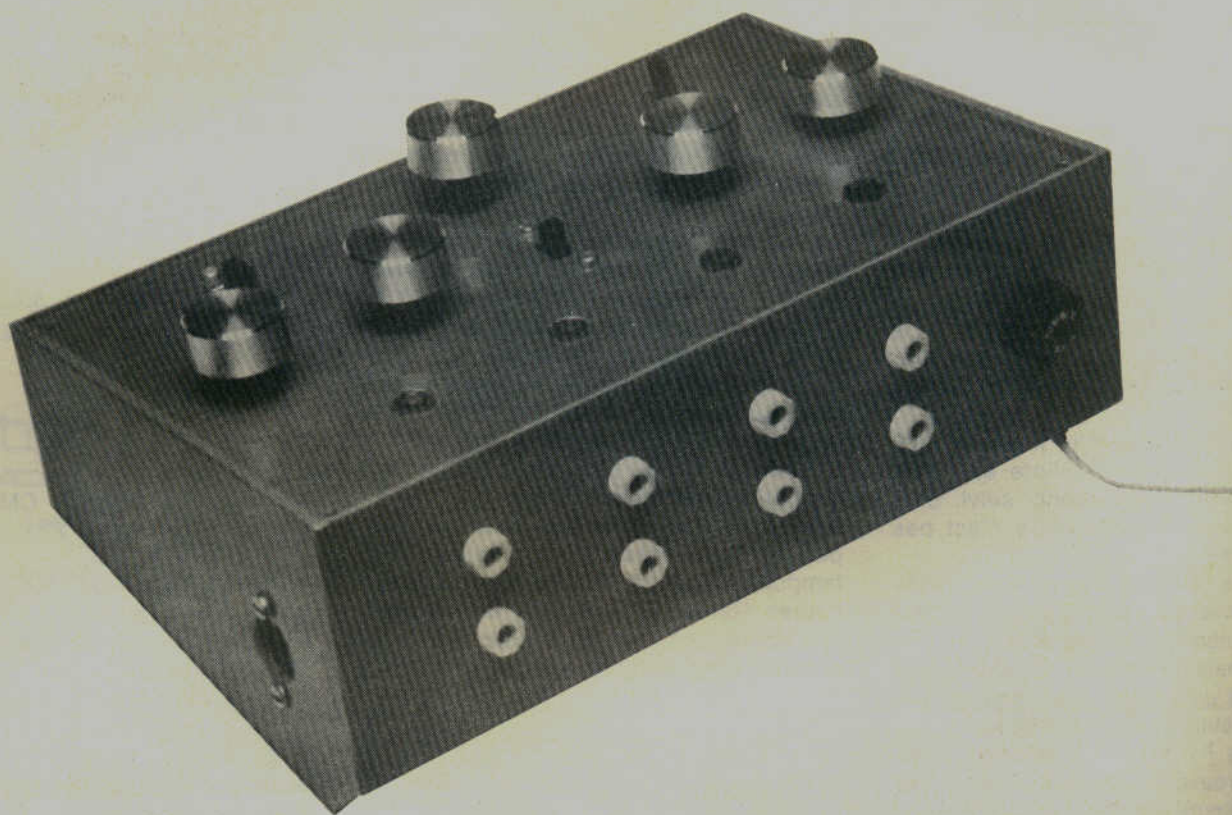
- 2 circuits intégrés CMOS type 4069 (CD 4069 AE).
- R1 à R5 : 15 K Ω .
- Rz : 3 à 8,2 K Ω .
- Dz : zéner 9,1 V.
- Transformateur à secondaire 4 à 8 volts efficaces.
- C1 à C5 : 1 μ F/15 V électrolytique.
- Co : 1000 μ F/15 V.
- D1 à D5 : 1N914.
- P1 à P5 : ajustables pour circuit imprimé 1M Ω (ou plus).
- T1 à T5 : 2N2222.
- Triacs SC 146D (10A) - Général Electric.

jeux

de

lumière

Chenillard-modulateur



Ce montage réunit en un seul montage, deux circuits de base des jeux de lumière ; un chenillard quatre canaux à vitesse de défilement réglable, et un modulateur 3 canaux + inverse avec un réglage sur chaque canal plus un général.

La particularité du Kit réside dans l'emploi des mêmes sorties pour le chenillard et le modulateur, la sélection des fonctions se faisant à l'aide d'un commutateur.

Analyse du schéma

Le schéma de principe général est donné à la **figure 1** nous allons ci-dessous décomposer le fonctionnement de chaque ensemble.

Le modulateur

Le schéma est donné **figure 2**. C'est un classique ! Il n'offre aucune difficulté spéciale. On y retrouve le transfo de modulation qui permet d'isoler le circuit de l'amplificateur de celui du modulateur, tout en prélevant la puissance qui permettra de déclencher les triacs. Un potentiomètre de réglage général est branché en parallèle sur le transfo c'est lui qui règle le volume lumineux du modulateur. On trouve ensuite 3 filtres (1 Médium, 1 Aigu, 1 Grave) le niveau de chacun étant réglable par un potentiomètre. Chacun de ces filtres commute un triac. Le circuit du grave offre la particularité de commander un second triac à travers une diode (1N4004) et une résistance de puissance (22 K Ω à 27 K Ω 7 W), c'est le circuit du négatif dont la lampe est allumée lorsqu'il n'y a plus de modulation.

Le chenillard 4 canaux

Son schéma est donné à la **figure 3**. Il est totalement à circuits intégrés et se compose de trois parties distinctes.

L'oscillateur

Son schéma est donné à la **figure 4**. Il est réalisé à partir d'un circuit intégré SN7413N (Trigger de Schmitt) monté en oscillateur grâce à une résistance de contre-réaction entre l'entrée et la sortie et un condensateur entre entrée et masse. La fréquence d'oscillation (donc la vitesse de défilement des lampes) est rendue variable par l'adjonction en série avec la résistance de contre réaction, d'un potentiomètre. On peut jouer encore sur cette fréquence en augmentant ou diminuant le condensateur, suivant l'effet désiré.

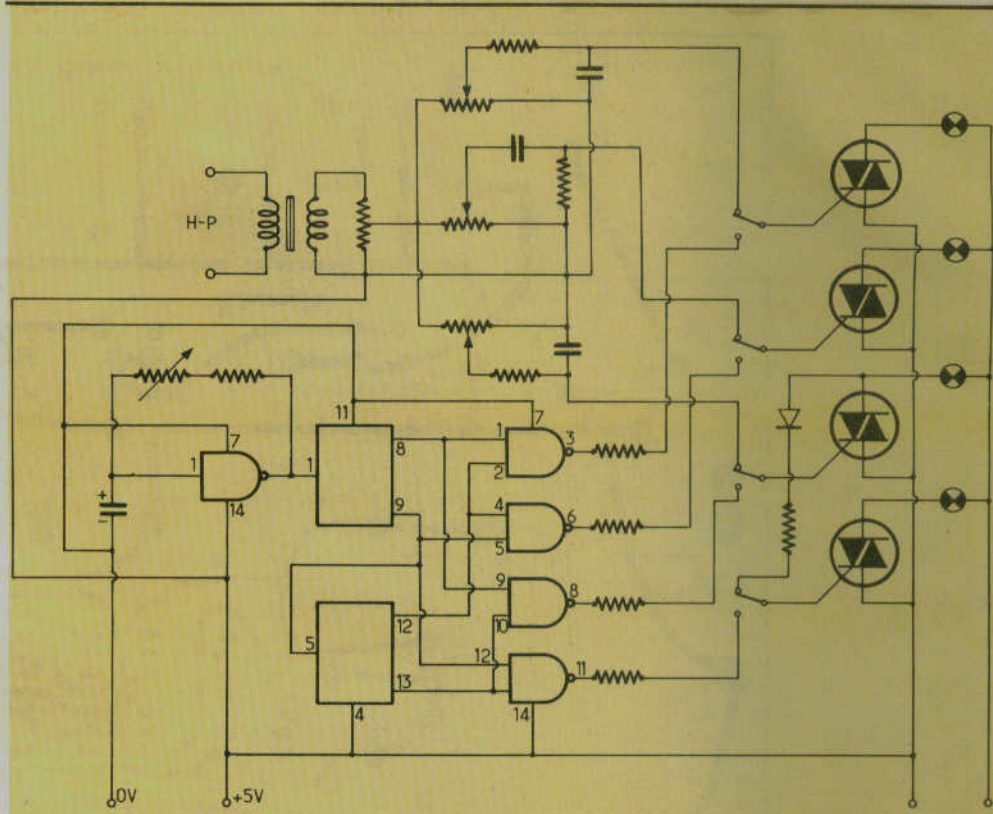


Figure 1

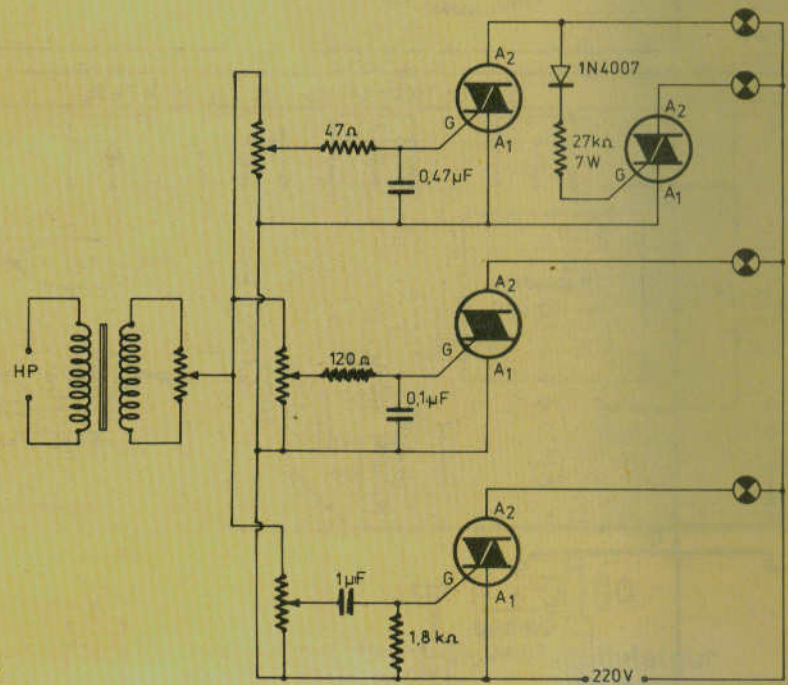


Figure 2

Le compteur

Son schéma est donné à la **figure 5**. C'est un compteur à 4 réalisé par la mise en série de deux « flips flops » contenu tous les deux dans un SN7473 N. L'oscillateur attaque l'entrée d'horloge du premier flip flop qui sert lui-même d'horloge au second.

Le décodeur

Le schéma est donné à la **figure 6**. Les 4 états différents des deux flips flops sont décodés par 4 portes de type NAND (Non.Et) SN7400N. La sortie de ces 4 portes est connectée ensuite à la gachette des 4 triacs à travers une résistance de 120 à 150 Ω .

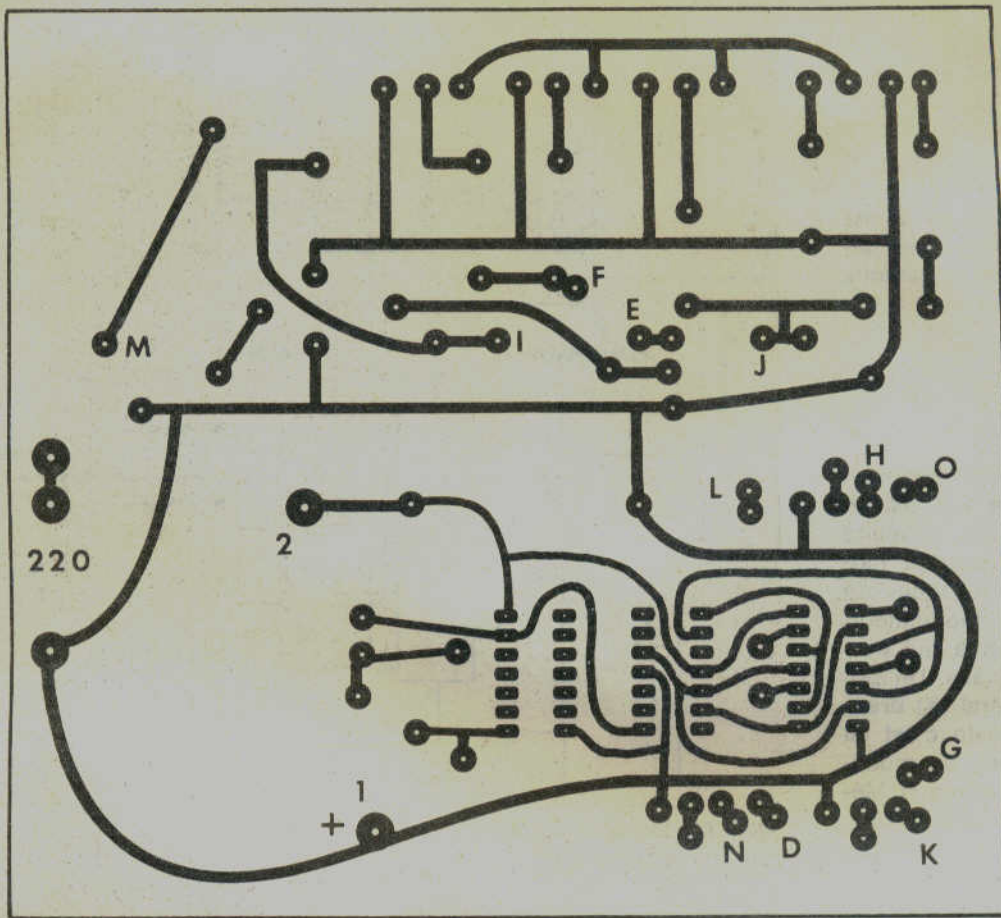


Figure 7

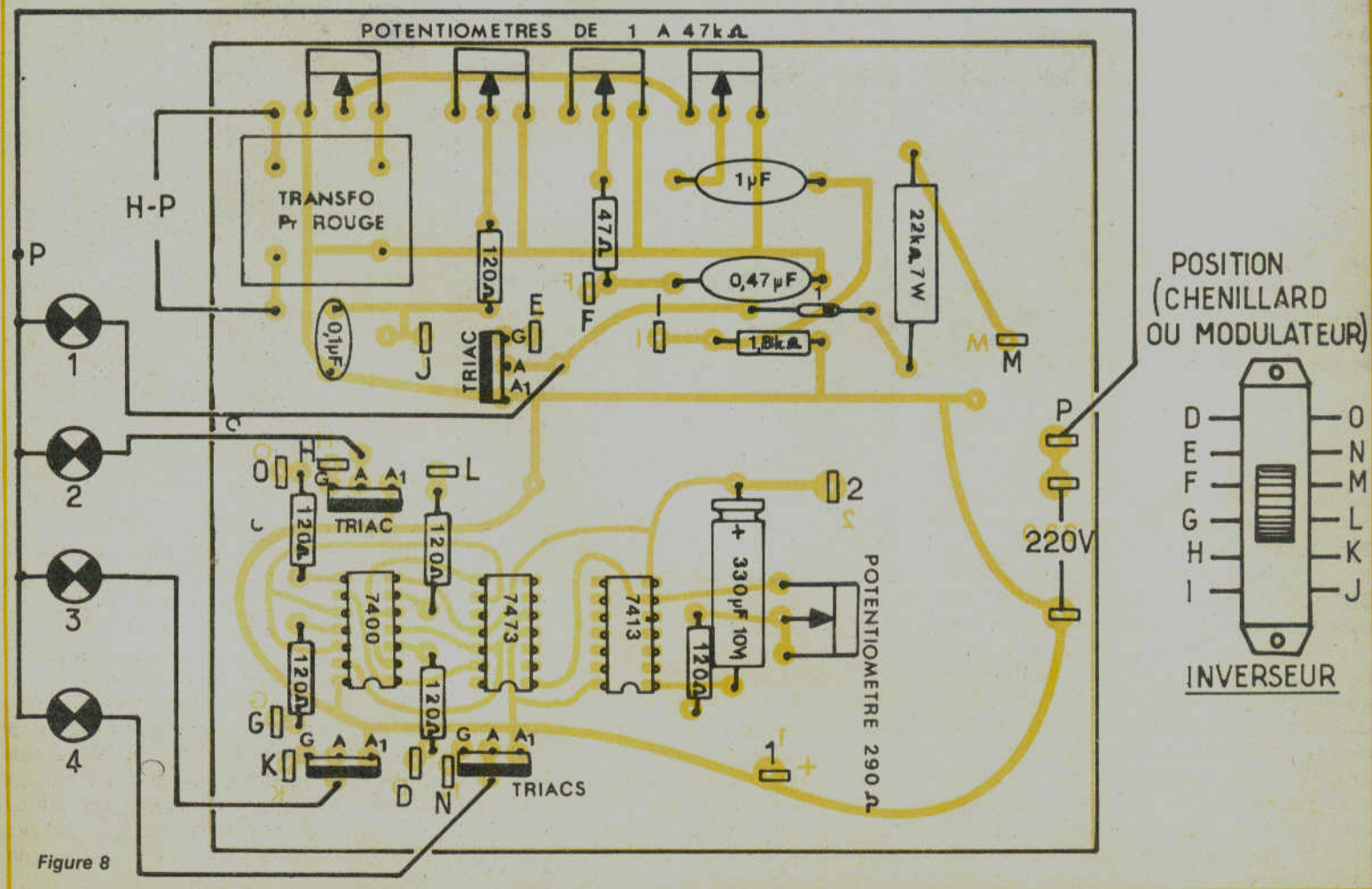


Figure 8

Le montage offre la particularité d'avoir le + 5 V (dans le cas d'une alimentation par transformateur) ou le + 4,5 V (alimentation par pile) réunit à une phase du 220 V et à l'anode 1 des triacs, ce qui permet de déclencher les triacs directement avec les portes du SN7400N. En effet lorsque la porte conduit (ses deux entrées à plus, sa sortie est à zéro volt) on est à peu près à - 4,5 V par rapport à l'anode 1 du triac et celui-ci conduit. Dans le cas du - de la pile réunit à une phase il aurait fallu intercaler des transistors entre la porte et les triacs.

Le commutateur

C'est un quadruple inverseur qui commute les gachettes des triacs soit vers le circuit modulateur, soit chenillard.

Réalisation du circuit imprimé

Celui-ci peut être réalisé facilement sur une plaque de circuit imprimé de 13 cm x 13 cm en bakélite ou verre Epoxy. Son tracé est donné à la **figure 7**. Il pourra être dessiné au feutre sauf pour la partie circuit intégré où l'on aura intérêt à employer des pastilles Brady ou Mecanorma.

Montage du circuit

L'implatation est donnée à la **figure 8**.

Le montage du chenillard

Celui-ci se compose de trois circuits intégrés repérés par leurs numéros. Il y a un 7413, un 7473 et un 7400 (voir schéma). Il faut de plus respecter le sens de montage du circuit intégré, repérer grâce à l'encoche sur le dessus du circuit.

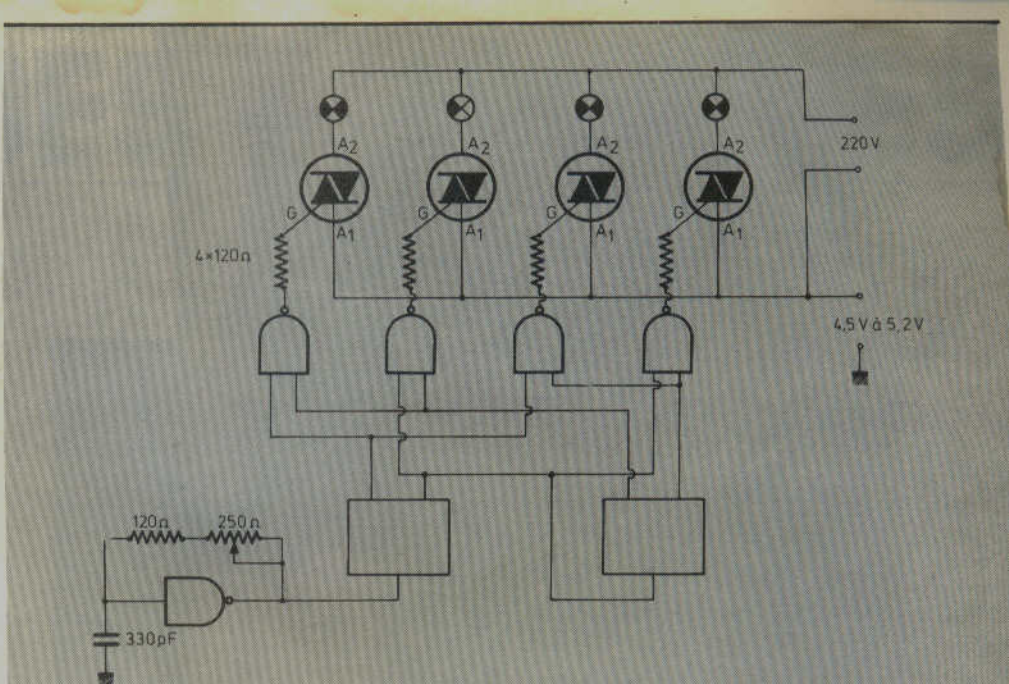


Figure 3

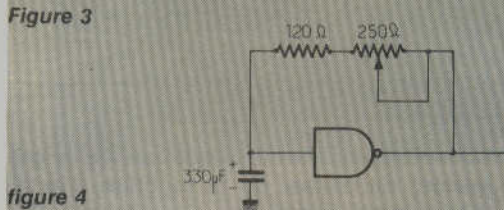


figure 4

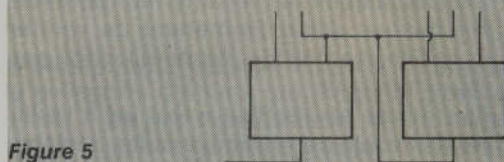


Figure 5

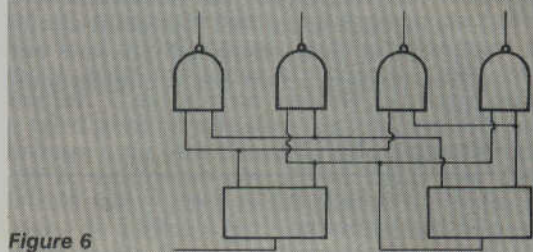
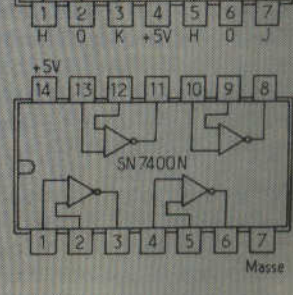
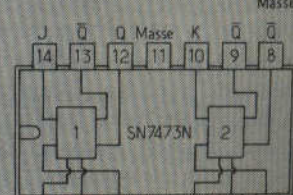
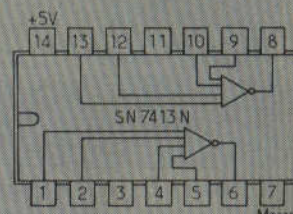


Figure 6



Le condensateur 330 Micro.F doit être implanté en respectant ses polarités (si il n'y a pas d'indications sur le condensateur lui-même, le + est figuré par le côté où le condensateur a un étranglement). Les deux points 1 et 2 sont à alimenter avec une pile 4,5 V ou une alimentation 5 V. Les triacs sont figurés par deux rectangles côte à côte, le plus petit rectangle figurant le radiateur ou la partie en fer du triac. Les 5 résistances du chenillard sont des 120 ohms (marron, rouge, noir). Le potentiomètre de réglage à câbler à côté du condensateur 330 micro est un 250 ohms.

Partie modulateur

Monter le transfo de modulation. Les 3 condensateurs du circuit sont un 0,1 micro, 0,47 micro, 1 micro 250 V. Ils n'offrent pas de difficultés d'implantation, il n'y a pas de sens à respecter. La diode 1N 4004 doit-être implantée ainsi qu'elle est dessinée. Les résistances 120 ohms (marron, rouge, marron) 47 ohms (jaune, violet, noir) et 1,8 K ohms (maron, gris, rouge) ensuite la 22 K ohms 7 W qui elle ne devra pas être plaquée contre le circuit pour assurer une bonne dissipation. Câbler ensuite

Le montage offre la particularité d'avoir le + 5 V (dans le cas d'une alimentation par transformateur) ou le + 4,5 V (alimentation par pile) réunit à une phase du 220 V et à l'anode 1 des triacs, ce qui permet de déclencher les triacs directement avec les portes du SN7400N. En effet lorsque la porte conduit (ses deux entrées à plus, sa sortie est à zéro volt) on est à peu près à — 4,5 V par rapport à l'anode 1 du triac et celui-ci conduit. Dans le cas du — de la pile réunit à une phase il aurait fallu intercaler des transistors entre la porte et les triacs.

Le commutateur

C'est un quadruple inverseur qui commute les gachettes des triacs soit vers le circuit modulateur, soit chenillard.

Réalisation du circuit imprimé

Celui-ci peut être réalisé facilement sur une plaque de circuit imprimé de 13 cm x 13 cm en bakélite ou verre Epoxy. Son tracé est donné à la **figure 7**. Il pourra être dessiné au feutre sauf pour la partie circuit intégré où l'on aura intérêt à employer des pastilles Brady ou Mecanorma.

Montage du circuit

L'implatation est donnée à la **figure 8**.

Le montage du chenillard

Celui-ci se compose de trois circuits intégrés repérés par leurs numéros. Il y a un 7413, un 7473 et un 7400 (voir schéma). Il faut de plus respecter le sens de montage du circuit intégré, repérer grâce à l'encoche sur le dessus du circuit.

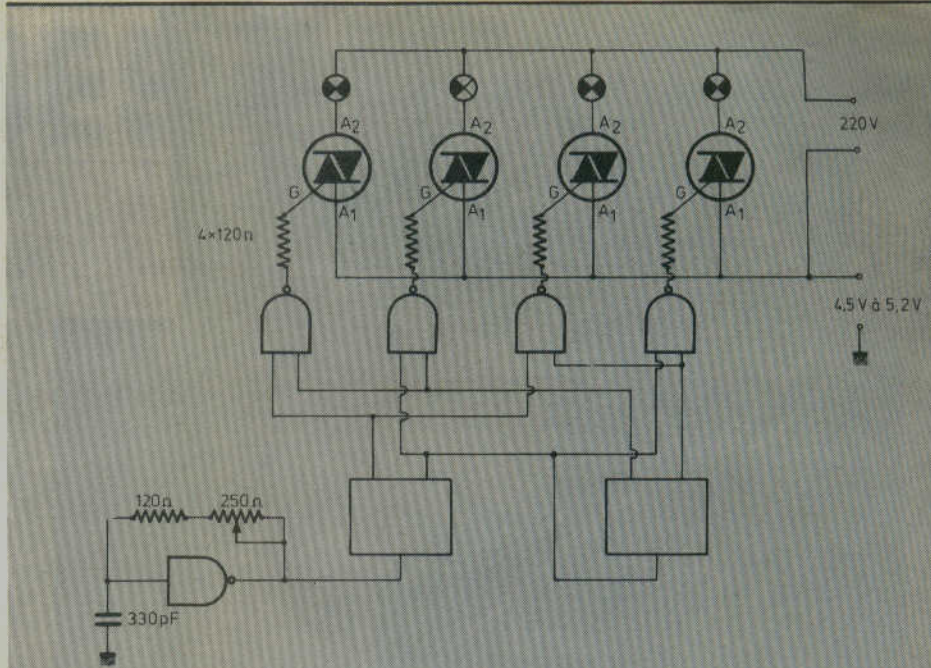


Figure 3

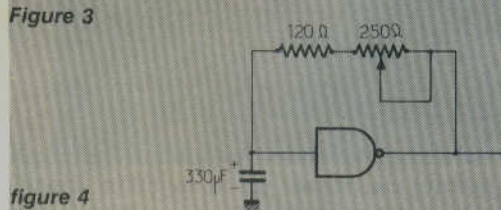


figure 4

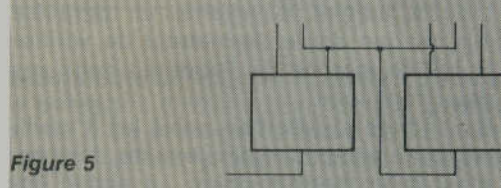


Figure 5

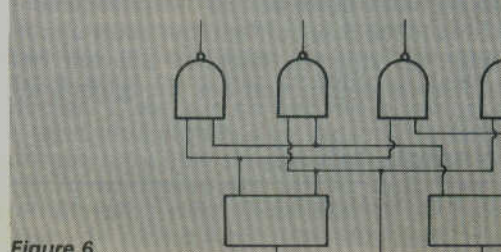
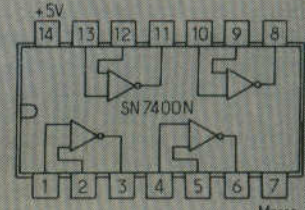
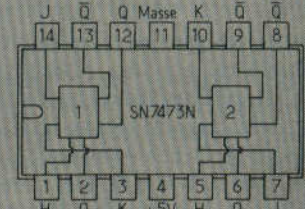
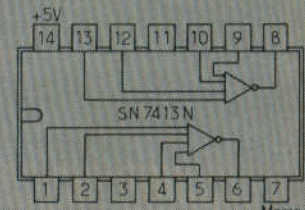


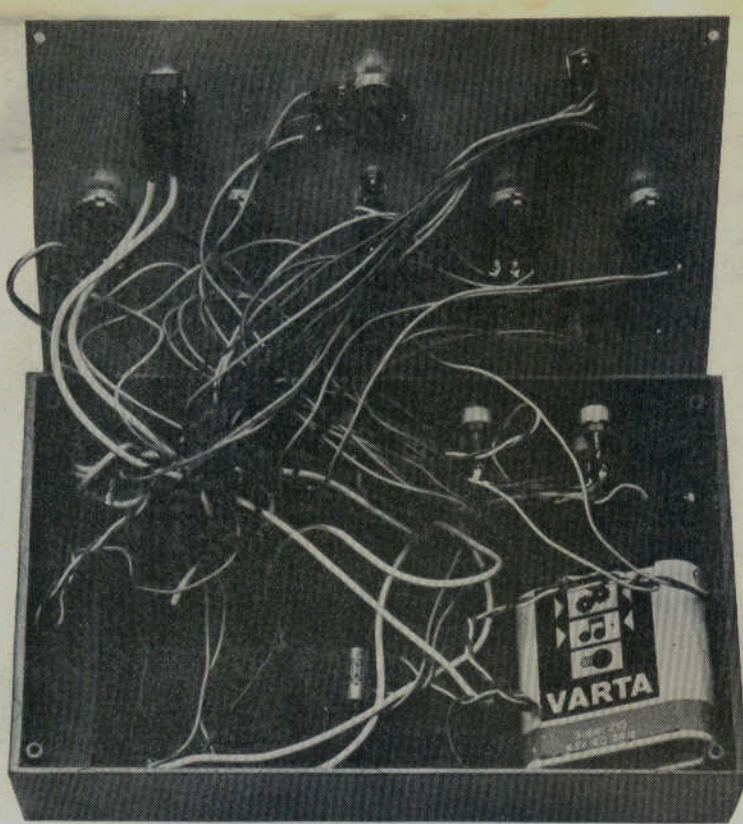
Figure 6



Le condensateur 330 Micro.F doit être implanté en respectant ses polarités (si il n'y a pas d'indications sur le condensateur lui-même, le + est figuré par le côté où le condensateur a un étranglement). Les deux points 1 et 2 sont à alimenter avec une pile 4,5 V ou une alimentation 5 V. Les triacs sont figurés par deux rectangles côte à côte, le plus petit rectangle figurant le radiateur ou la partie en fer du triac. Les 5 résistances du chenillard sont des 120 ohms (marron, rouge, noir). Le potentiomètre de réglage à câbler à côté du condensateur 330 micro est un 250 ohms.

Partie modulateur

Monter le transfo de modulation. Les 3 condensateurs du circuit sont un 0,1 micro, 0,47 micro, 1 micro 250 V. Ils n'offrent pas de difficultés d'implantation, il n'y a pas de sens à respecter. La diode 1N 4004 doit-être implantée ainsi qu'elle est dessinée. Les résistances 120 ohms (marron, rouge, marron) 47 ohms (jaune, violet, noir) et 1,8 K ohms (maron, gris, rouge) ensuite la 22 K ohms 7 W qui elle ne devra pas être plaquée contre le circuit pour assurer une bonne dissipation. Câbler ensuite



les 4 potentiomètres (de valeur soit : 1 K ohm, 2,2 K ohms, ou 4,7 K ohms). Le point milieu du potentiomètre étant réuni au point qui a la flèche sur le schéma, et les points de part et d'autre aux deux autres points du schéma. Câbler ensuite le commutateur chenillard modulateur en réunissant les points marqués D sur le commutateur à D sur le circuit imprimé, E à E, etc., jusqu'à 0 à 0. Les lampes seront branchées entre les points marqués A2 des triacs (anode 2) et le point marqué P correspondant à une phase.

Avant de mettre sous tension, bien vérifier que les composants sont tous à la bonne place...

Brancher le secteur aux points marqués 220 V.

Brancher une pile 4,5 ou une alimentation 5 V aux points marqués 1 et 2 le + étant en 1. Le commutateur chenillard modulateur étant poussé vers la droite, on est en position chenillard, les 4 lampes doivent s'allumer à tour de rôle et leur vitesse de défilement est réglable par le potentiomètre de 250 ohms. Le montage a été fixé dans un boîtier Teko Type 363 pupitre ; sur la face avant on peut reconnaître les 4 boutons de réglage des potentiomètres du modulateur et en dessous celui de réglage de la vitesse du chenillard. 3 interrupteurs, un pour mettre d'appareil sous tension le deuxième pour alimenter le chenillard en 4,5 V (on aurait pu faire ces deux fonctions au moyen d'un seul interrupteur, mais les séparer permet de se servir du modulateur seul en économisant la pile du chenillard).

Le troisième commutateur est celui qui permet de passer de la fonction chenillard à modulateur.

L'on a adjoint 4 voyants en parallèle sur chaque sortie permettant de vérifier la bonne marche de l'appareil dans ses deux fonctions.

Sur la face arrivée l'on a fixé les 8 douilles bananes de sortie vers les lampes. Ainsi qu'un porte-fusibles. Le circuit imprimé devra être fixé soigneusement dans le fond du coffret. Tout court-circuit avec les douilles bananes pouvant entraîner la destruction des 4 circuits intégrés.

Nomenclature

- 1 Transfo Modulation Type Orega 81 480
- 4 Potentiomètres 1 K Ω à 4 K Ω 7
- 1 Potentiomètre 250 Ω
- 6 Résistances 120 Ω 1/4 W 5 %
- 1 Résistance 47 Ω 1/4 W 5 %
- 1 Résistance 1,8 K Ω 1/4 W 5 %
- 1 22 K Ω /7 W'
- 1 Diode 1N4004 ou 4007
- 4 Triacs TC 640 ITT
- 1 Condensateur 0,1 μ F 250 V
- 1 Condensateur 0,47 μ F 250 V
- 1 Condensateur 1 μ F 250 V
- 1 Condensateur 330 μ F 25 V
- 1 Circuit intégré SN 7400 N
- 1 Circuit intégré SN 7413 N
- 1 Circuit intégré SN 7473 N
- 1 Commutateur 4 circuits inverseurs

M. CROQUET

Ce montage étudié par la Société Electrome est disponible en Kit à l'adresse suivante : 46, rue David-Johnson à Bordeaux.

inter ondes

Sté FIORE — s.a.r.l. au capital de 60 000 F
CCP FIORE 4195-33 LYON - RC LYON 67 B 380

69, rue Servient - 69003 Lyon

F 95 HFA

STATION EXPÉRIMENTALE

See expédition : 84-81-43

MAGASIN FERMÉ LE LUNDI

NOUVELLE ADRESSE :

69, rue servient

69003 LYON

Tél. : (78) 62-78-19

OUVERTURE
EN
SEPTEMBRE

A LYON :

COMPOSANTS
TRANSISTORS
KITS INTÉGRÉS
ÉMISSION
RÉCEPTION

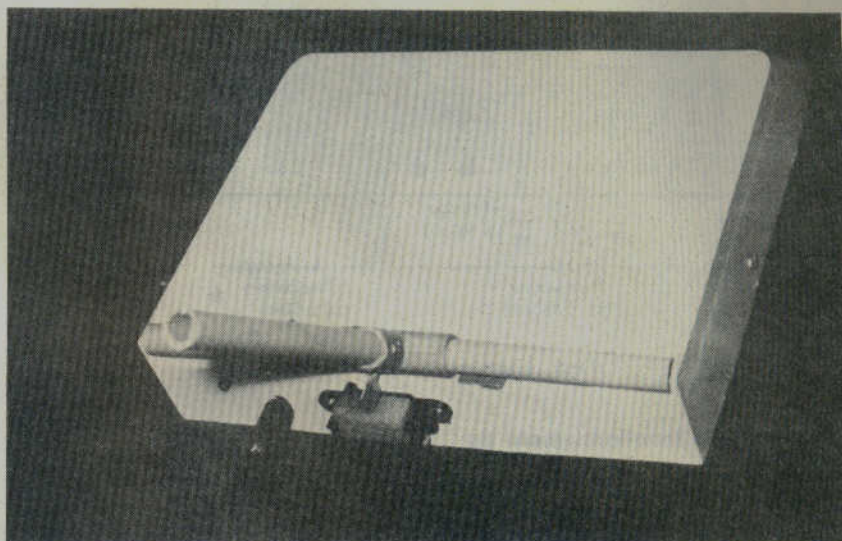
Paiement : à la commande, par chèque, mandat ou CCP - Envoi minimal 30 F

Contre remboursement :
moitié à la commande, plus 5 F de frais

PORT : règlement à réception
aucun envoi contre remboursement
hors de France

MONTAGES PRATIQUES

Détecteur de métaux



Les détecteurs de métaux, peut-être plus connus sous le nom de « détecteurs de mines » sont des appareils permettant de mettre en évidence la présence d'objets métalliques dissimulés à la vue par un matériau non métallique, mais opaque (sol, béton, etc.). Le principe de base de tous ces appareils est la modification des caractéristiques d'une bobine de grande surface lorsqu'un objet métallique en est approché.

Un matériau magnétique (fer, acier, ou même ferrite) fait augmenter l'inductance, alors qu'un matériau non magnétique (cuivre, laiton, aluminium, et, pourquoi pas or ou argent !) la fait diminuer. De plus, tout matériau suffisamment conducteur (en pratique tout métal) cause un amortissement du circuit dans lequel la bobine est incorporée (oscillateur) ce qui peut, sous certaines conditions, faire décrocher une oscillation, phénomène particulièrement simple à détecter. C'est sur ce second principe qu'est basé le montage dont nous décrivons ici la réalisation, ce qui le rend plus simple que les instruments fonctionnant par variation de fréquence (oscillateurs colpitts). Le montage a pu être simplifié à l'extrême grâce à l'utilisation d'un circuit intégré spécial de Siemens, le TCA 205 A, normalement utilisé dans des détecteurs d'approche industriels (chaines de fabrication, machines-outils, etc.) dont la sensibilité se limite à quelques millimètres. En plus d'une alimentation stabilisée, ce boîtier « 14 pattes » contient tous les composants de l'oscillateur et du détecteur d'arrêt de l'oscillation (détecteur de seuil). Il est possible de choisir dans une large gamme les caractéristiques de la bobine qui, nous le verrons, sont déterminantes pour la sensibilité de l'appareil, ainsi que pour sa sélectivité entre plusieurs espèces de métaux, si cette particularité est souhaitée.

Ce montage peut donc être utilisé dans toutes sortes de circonstances, depuis la chasse au trésor sur les plages (qui donne généralement de bons résultats dans le domaine des « emballages alimentaires) jusqu'à la détection des canalisations encastrées dans les murs, afin d'éviter les « grandes eaux » consécutives à l'emploi inconsidéré d'une perceuse à percussion.

Présentation du TCA 205 A

Comme on peut le voir sur le schéma synoptique de la **figure 1**, l'oscillateur est principalement constitué d'un transistor muni de circuits annexes assurant sa mise en état de réaction.

La fréquence des oscillations est déterminée par le circuit accordé L.C. d'après la formule bien connue.

L'existence ou la non-existence de ces oscillations dépend à la fois du coefficient de qualité du circuit accordé (donc de la présence éventuelle de masses métalli-

ques à proximité) et du gain du montage utilisant le transistor, gain qui est fixé par la résistance montée dans son émetteur. Cette résistance, en partie extérieure au boîtier, offre une possibilité simple de réglage de sensibilité.

L'amplitude de la tension HF présente sur l'émetteur du transistor est directement

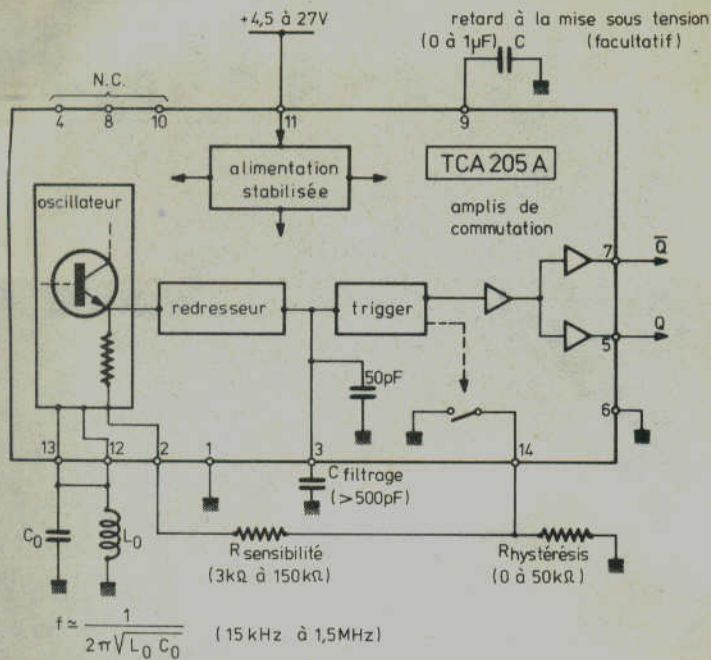


Figure 1 : principe de fonctionnement du TCA 205 A

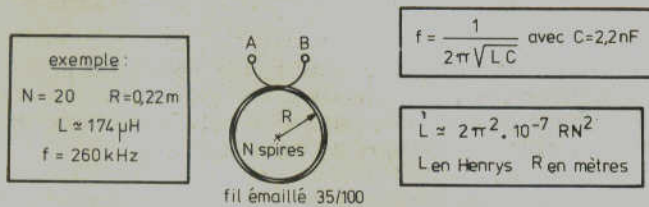


Figure 2 : Caractéristiques de la bobine plate utilisée

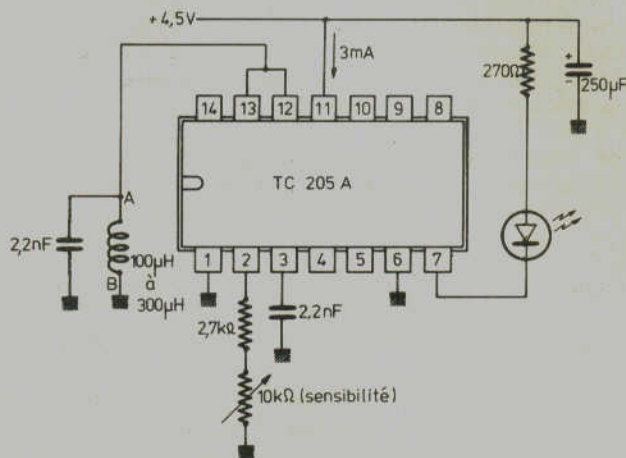


Figure 3 : Schéma de principe

fonction de l'amortissement du circuit LoCo ; c'est donc à ce niveau qu'intervient le dispositif à seuil, alimenté à travers un redresseur et un filtre, et qui, par l'intermédiaire d'amplis de commutation, positionne les deux sorties logiques complémentaires Q et \bar{Q} . Un circuit supplémentaire, commandé par le tigger, permet d'introduire un certain hystérésis dans la commutation : dès que l'oscillation cesse, une partie de la résistance d'émetteur cesse d'être court-circuitée, ce qui diminue le gain et confirme le montage dans son état de non-oscillation : il faudra un éloignement très net de la masse métallique pour que les oscillations puissent reprendre. Cette possibilité est très utile dans les systèmes industriels, mais ne sera pas exploitée dans notre montage, afin d'accroître la précision de la localisation des objets recherchés.

Le montage détecteur de métaux

Le constructeur annonçant que la distance de détection que l'on est en droit d'attendre est de l'ordre de grandeur du rayon de la bobine, il est bien évident qu'une self de grandes dimensions va être nécessaire. Comme d'autre part l'expérience montre que le montage ne détecte avec certitude que les objets dont les dimensions sont de ce même ordre de grandeur, on aboutit à un compromis sensibilité-encombrement qui conduit à réaliser des bobines de diamètres variant entre 20 et 60 cm. Chacun choisira selon l'usage que l'on destine l'appareil. Notre maquette fait usage d'une bobine plate comportant 20 spires de diamètre 22 cm, qui a été repliée en forme de rectangle, à cause de la forme du boîtier utilisé. Ses caractéristiques sont données à la figure 2. Le nombre de spires (fil émaillé 35/100) dépend de la fréquence de travail désirée, sachant que $C_0 = 2,2 \text{ nF}$, et que la fréquence doit être choisie dans la gamme 15 KHz — 1,5 MHz. Pour les fréquences les plus élevées, l'appareil réagit à peu près de la même façon à tous les métaux, ceci étant dû en partie à l'effet de « peau » (circulation des courants HF seulement en surface des pièces conductrices).

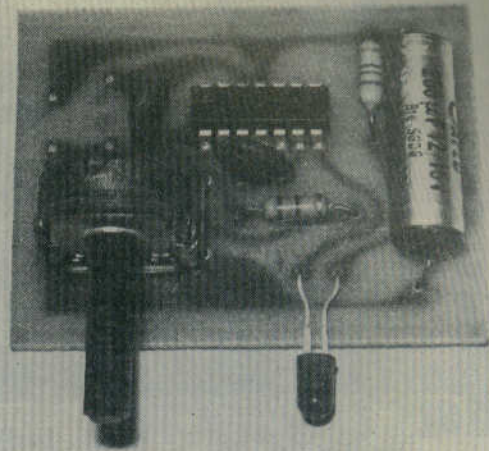
Pour les fréquences les plus basses, la sensibilité est meilleure pour les métaux ferreux, moyenne pour les métaux cuivreux, et médiocre pour l'aluminium.

Selon les métaux à détecter, on calculera le nombre de spires à bobiner d'après les formules de la figure 2.

La figure 3 montre le schéma de principe retenu, qui découle directement de celui de la figure 1.



Réalisation de la bobine de détection. L'utilisation d'une casserole ou d'un fait-tout semble tout indiquée.



Le circuit imprimé câblé et équipé d'une LED de signalisation.

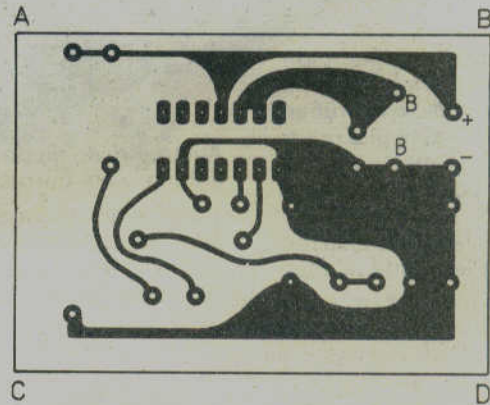


Figure 4 : Le circuit imprimé

La sortie Q commande une LED qui signalera l'arrêt des oscillations, donc la présence d'un objet métallique. Si cette signalisation ne suffit pas, on pourra brancher entre le +4,5 V et la broche 7 (Q), un petit buzzer consommant moins de 50 mA. Le circuit ne consommant pas plus de 3 mA en régime de recherche, une simple pile plate de 4,5 V autorise de très nombreuses heures de fonctionnement.

Réalisation pratique

Le câblage du circuit imprimé représenté **figure 4** selon les indications de la **figure 5** ne présente aucune difficulté. Les broches non utilisées du TCA 205 A ne seront pas sondées, ce qui évitera toute surchauffe de ce composant.

La bobine sera réalisée au moyen de fil émaillé 35/100 (fil de déviateur TV ou de self de filtrage) ce diamètre n'étant d'ailleurs pas critique. On évitera toutefois d'employer un fil plus fin pour des raisons de rigidité mécanique. Une grosse casserole constituera un excellent guide de bobinage pour cette self qui sera ensuite légèrement torsadée sur elle-même ou imprégnée de peinture ou de vernis pour éviter son débobinage prématuré.

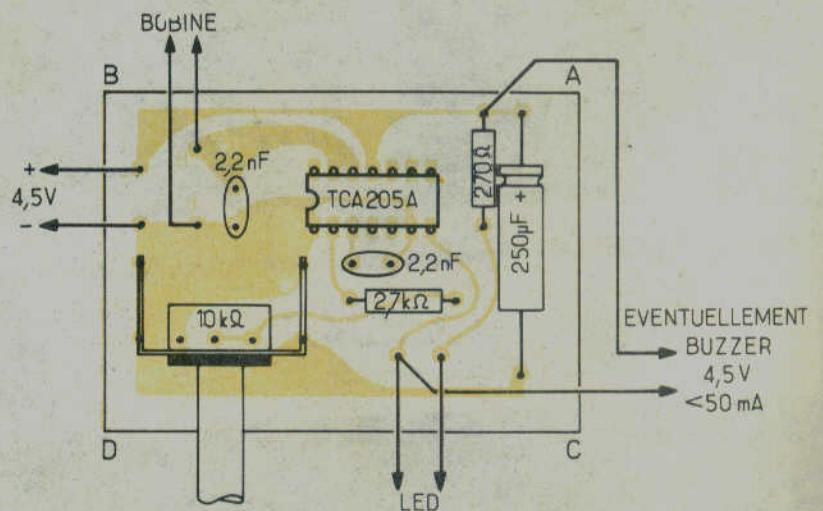
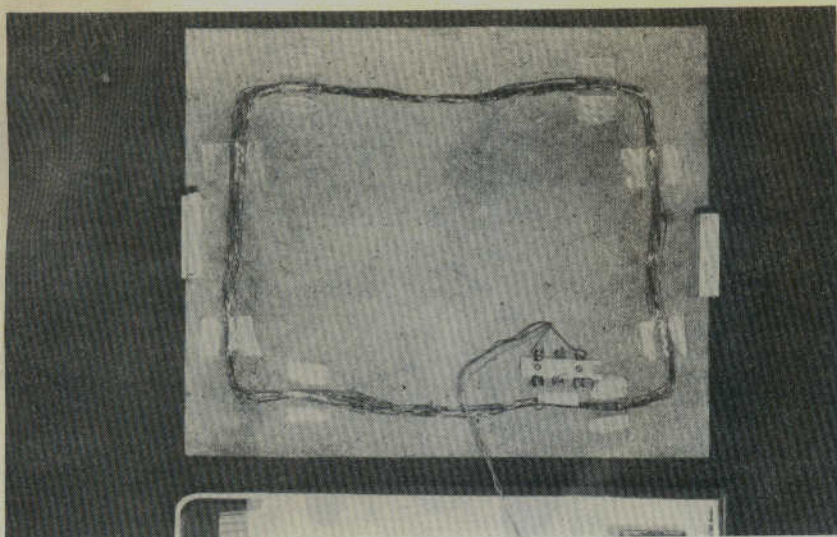


Figure 5 : Plan de câblage du circuit imprimé.



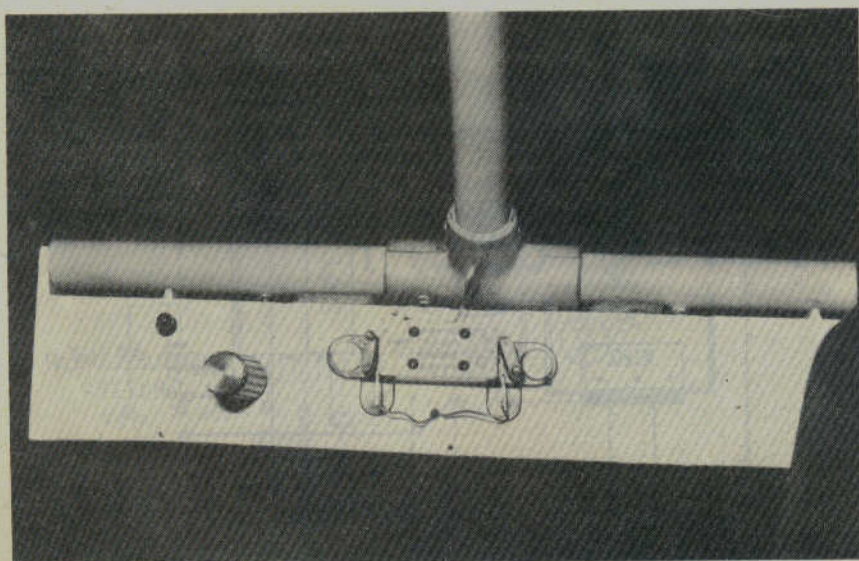
Disposition de la bobine sur le fond du boîtier en isorel dur.

Le montage sur le fond du boîtier (non métallique bien sûr) pourra se faire au moyen de quelques morceaux de ruban adhésif. Le circuit imprimé et la pile pourront prendre place dans ce même boîtier, mais **à l'extérieur de la bobine**, et le plus loin possible de celle-ci. Un interrupteur ou un microswitch actionné par le manche (non métallique) mettra le montage sous tension.

Mise en service

Aucune mise au point n'est à prévoir si la bobine a été correctement réalisée :

1. Mettre le montage sous tension et l'éloigner de toute masse métallique ;
2. Tourner le bouton de sensibilité jusqu'à l'allumage de la LED ;



Vue du panneau de commande. On distingue la LED, le bouton de sensibilité et le microswitch de mise en marche par basculement du manche.

3. Tourner ce bouton lentement en sens inverse de façon à franchir juste la limite d'extinction ;
4. Approcher la bobine d'une masse métallique : la LED doit s'éclairer ; écouter l'appareil : la LED doit s'éteindre ;
5. Si, après avoir obtenu l'extinction de la LED on tourne très légèrement le bouton vers la zone d'allumage sans toutefois l'atteindre, on augmente la sensibilité et on introduit un effet de mémoire : après détection d'une masse métallique, il faudra arrêter l'appareil un court instant pour éteindre la LED.

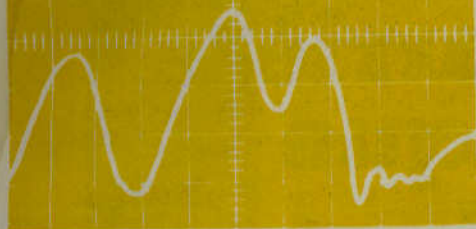
Au cours d'une longue campagne de recherches, il pourra s'avérer nécessaire de retoucher légèrement le réglage de sensibilité pour garantir les performances optimales.

Banc d'essai

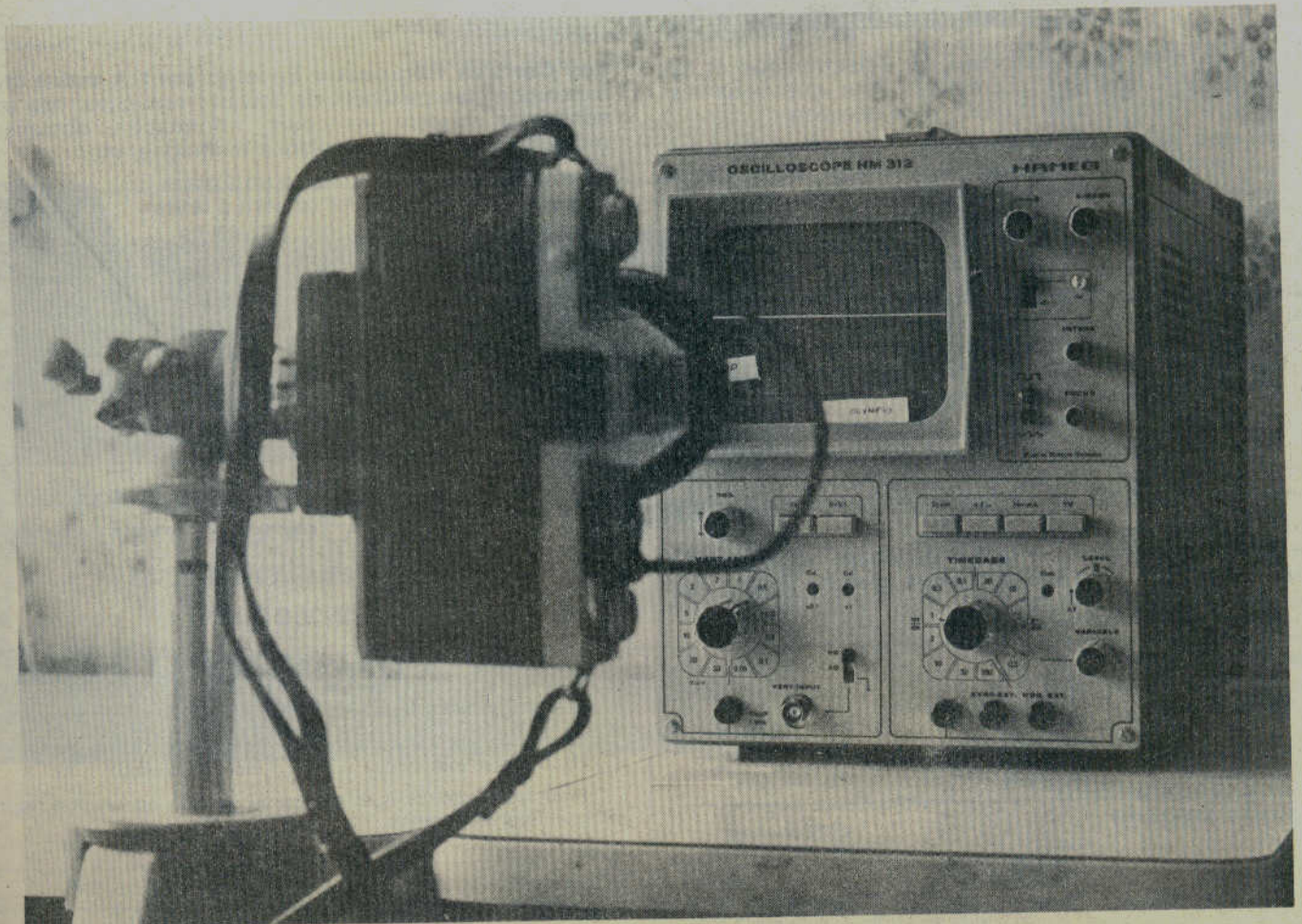
Notre maquette, équipée d'une bobine de diamètre 22 cm conduisant à une fréquence d'oscillation de 260 KHz environ (détection prioritaire des métaux ferreux) a assuré avec succès la détection de pièces d'acier sous des épaisseurs d'environ 10 cm de béton, de sable, et de terre humides ou non. Cette distance correspond bien aux caractéristiques de la self utilisée. Une portée de 30 cm peut être atteinte avec une bobine de diamètre 60 cm, c'est-à-dire analogue à celles équipant les appareils militaires. Pour les applications les plus courantes, une portée de 10 cm semble toutefois suffisante. En complément des utilisations citées plus haut, et qui peuvent recouvrir les domaines du jouet, des loisirs, du bricolage, et de certaines activités professionnelles, nous citerons l'équipement d'un garage particulièrement exigü, dans le but de signaler tout rapprochement dangereux d'une carrosserie de voiture par rapport aux murs. Nous espérons que nos lecteurs ne manqueront pas de nous annoncer des découvertes de fabuleux trésors qu'ils devront à l'emploi de ce petit appareil simple à réaliser.

PATRICK GUEULLE

mésures



Contrôle des obturateurs photographiques à l'aide d'un oscilloscope



Comme tout mécanisme d'horlogerie, un obturateur d'appareil photo se fatigue et devient paresseux avec l'âge ; mais, alors qu'avec une montre bracelet on a tôt fait de s'en apercevoir, c'est beaucoup plus sournois dans le cas d'un appareil photo : on obtient alors de plus en plus souvent des vues surexposées ou bougées, on accuse donc le posemètre, le laboratoire de traitement et d'autres choses encore, mais jamais on oserait penser que notre « bon vieux fidèle appareil » fait du $1/90^{\circ}$ de seconde quand on lui affiche du $1/250^{\circ}$.

Ce freinage mécanique n'est pas constant sur toute la gamme des vitesses mais affecte le plus souvent les vitesses lentes et les vitesses maxi. Quant aux appareils neufs, il est fréquent de constater par exemple que le « $1/500^{\circ}$ s » de certaines « petites marques » dure en fait $1/300^{\circ}$ s, alors que les vitesses inférieures sont à peu près correctes.

En photographie comme en bien d'autres domaines, il est donc souvent utile de connaître la fidélité du matériel que l'on utilise.

Le principe

La méthode proposée consiste à photographier un oscilloscope dont on connaît les vitesses de balayage du spot ; un modèle à base de temps déclenché est donc recommandé.

Sur les clichés, les longueurs des traces laissées par le spot permettront de calculer simplement les temps d'exposition réels. A l'aide du **tableau 1**, on choisira la vitesse de balayage la plus adéquate avec le temps de prise de vue. On sacrifiera donc un film noir et blanc dont l'examen du **négatif seul**, sous l'agrandisseur, suffira : le tirage d'épreuves sur papier est un luxe inutile.

Si vous ne possédez pas d'oscilloscope, vous avez bien un ami qui ne verra aucun inconvénient à ce que vous preniez une série de photos de son cher outil, d'autant plus qu'il n'y aura rien de branché sur les cordons d'entrée.

Le principe de ces mesures est donc très simple, mais il faut avouer que la réalisation pratique de ces prises de vue va exiger beaucoup de soins et de précautions, car les cas particuliers et les causes de « loupés » sont assez nombreux. Aussi, afin d'être sûrs que vous réussissiez votre film-test du premier coup, nous allons bien détailler les conditions opératoires.

Les types d'obturateurs

S'il s'agit d'un obturateur « central », c'est-à-dire dans l'objectif, il n'y a aucun problème. Par contre, pour un obturateur « focal » (ou à rideaux), il y a lieu



Avec les Réflex 6×6 cm, utilisez une lentille additionnelle de 1 ou 2 dioptries et faites attention à l'erreur de paralaxe.

de connaître l'orientation de la fente d'exposition. Explication :

Dans un appareil 24×36 mm courant à obturateur focal, une fente de largeur variable passe rapidement devant la pellicule ; ainsi, pour le $1/1000^{\circ}$ s, une fente de 2,2 mm de large et 24 mm de haut va mettre $1/60^{\circ}$ s pour parcourir les 36 mm du cliché. Il en résulte que **chaque point** de la pellicule sera exposé pendant $1/1000^{\circ}$ s, mais **l'exposition totale va durer $1/60^{\circ}$ s**. Cette particularité est la cause de bien des déformations d'objets mobiles : ballons aplatis ou allongés selon le sens, rayons de roues en arcs de cercle, diagonales noires sur écran TV et obligation de ne

pas dépasser le $1/60^{\circ}$ s (fente de 36 mm) en utilisant un flash électronique. Pour les vitesses plus lentes, c'est le départ du 2^e rideau qui est retardé.

Cependant, des appareils reflex de haute technologie ont un mouvement de rideaux « vertical », c'est-à-dire une fente de 36 mm de long effectuant un trajet de 24 mm, le plus souvent en $1/125^{\circ}$ s. Or, sur l'oscilloscope, la trace rectiligne du spot est horizontale ; il faut donc que la fente entre les rideaux soit horizontale. Ce parallélisme ligne/fente est obligatoire. L'appareil sera donc orienté « verticalement » ou « horizontalement » selon que le défilement des rideaux est « horizontal » ou « vertical ».

Disposition de la prise de vues

L'oscilloscope sera posé parallèlement à la table donc sans sa béquille.

L'appareil photo sera fixé sur un bon trépied à environ 50 cm de l'écran, afin de cadrer celui-ci et le sélecteur de base de temps, pour éviter toute ambiguïté au dépouillement.

Si la bague de mise au point ne permet pas un tel rapprochement, utilisez une lentille additionnelle (ou « bonnette ») de 1 dioptrie avec le réglage de la bague sur 1 m » (ou une lentille de 2 dioptries avec le réglage sur « ∞ » : dans les deux cas, l'écran de l'oscilloscope sera positionné à 50 cm de la lentille additionnelle.

Prévoir un bon éclairage ambiant de la pièce. Pas de soleil direct et encore moins de flash.

Avant chaque prise de vue, n'oubliez pas de mettre en place dans le champ un petit papillon en bristol indiquant la vitesse de l'obturateur. Puisque la vitesse du spot et le réglage de l'obturateur figureront sur chaque cliché, il est donc superflu de prendre des notes.

Chargez avec un film noir et blanc de 100 ASA et n'oubliez pas d'associer l'ouverture du diaphragme avec la vitesse à l'aide du posemètre. Ne vous effrayez pas si, aux vitesses extrêmes, vous êtes contraint à faire d'énormes erreurs d'exposition, parce que votre bague de diaphragme sera à bout de course : votre négatif sera néanmoins utilisable.

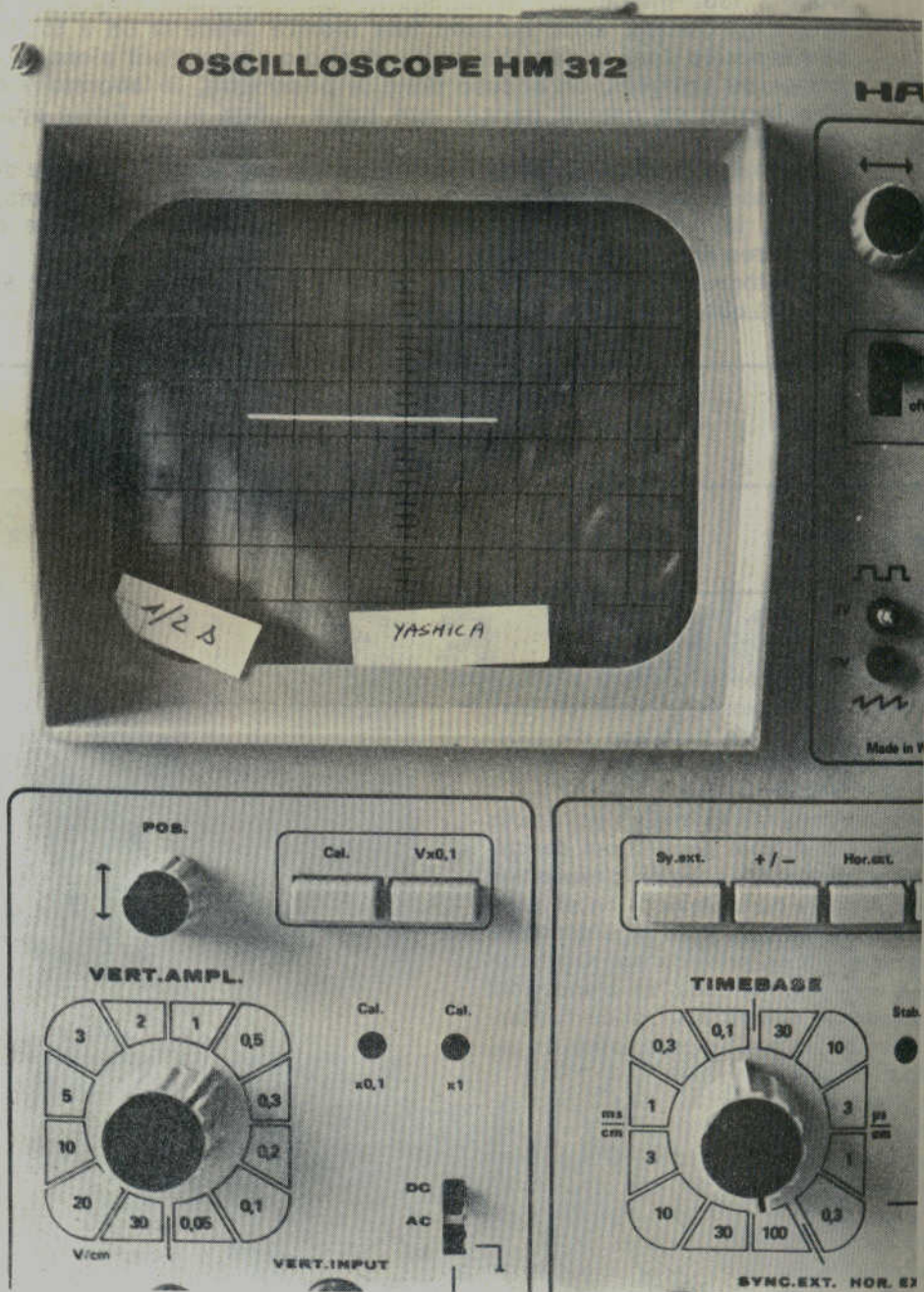
Réduisez la luminosité du spot au minimum tolérable ; ceci pour ne pas « brûler » le négatif pendant les balayages lents et pour diminuer l'effet de rémanence lumineuse du revêtement de l'écran du tube cathodique.

Doublez ou triplez chaque prise de vue. Un déclencheur souple est souhaitable.

Développement et dépouillement du négatif

Il faut un négatif le plus contrasté possible ; développez par exemple dans du révélateur « Ilford microphen » à 22 °C en agitant en permanence pendant 7 minutes.

L'examen s'effectue sous l'agrandisseur réglé pour que l'image projetée soit exactement grandeur nature. Ce réglage



Afin d'éviter toute ambiguïté au dépouillement, il est prudent de cadrer le bouton de base de temps (ici sur 100 ms/cm) et d'insérer un petit papillon indiquant la vitesse de l'obturateur.

étant fastidieux, on comprend l'intérêt d'avoir utilisé un bon trépied qui ne marche pas tout seul...

Les mesures de longueurs de traces se font alors très rapidement avec un double décimètre.

Le produit de la longueur « L » en centimètres par le calibre de la base de temps (en millisecondes/cm) donne le temps réel d'exposition « t » en millisecondes :

t en ms = L en cm × calibre en ms/cm
ou T en fraction de seconde :

$$T = \frac{1/1000}{t}$$

Exemple : l'obturateur réglé sur 1/250^e s avec le calibre 3 ms/cm a donné une trace de longueur L = 1,6 cm :

$$t = 1,6 \times 3 = 4,8 \text{ millisecondes}$$

$$T = \frac{1/1000}{4,8} = 1/208 \text{ s}$$

Mais la malchance veut parfois que la trace ne soit pas entière sur l'écran, soit qu'elle touche l'extrémité gauche ou

droite ou les deux ou qu'elle soit même complètement absente. Dans ces cas-là, le cliché est inexploitable. C'est pour réduire cette probabilité que nous préconisons de doubler ou tripler les prises de vue et que nous recommandons sur le **tableau 1** les calibres conduisant à des traces courtes de 1 à 3 cm. D'autre part, l'expérience a montré que la rémanence lumineuse de l'écran rend illusoire la mesure des temps inférieurs ou égaux à 1/1 000^e s.

Bancs d'essais (tableau 2)

A titre d'exemple, nous reproduisons les bancs d'essais de trois appareils de haut de gammes qui ont en commun une utilisation de 25 films par an en moyenne. Les caractéristiques de notre oscilloscope ne permettent pas la précision souhaitée pour les temps 1/1 000^e s.

Cas des obturateurs très usés ou très âgés

Pour de tels appareils, il ne faudra pas être surpris de constater une mauvaise reproductibilité des temps réels sur les vitesses lentes (de 1/8^e à 1 s). Ceci est dû à l'âge et au fait que ces mécanismes n'ont pas fonctionné assez souvent... Un nettoyage par un bon réparateur remettra les choses en ordre.

Par contre, un ralentissement des vitesses rapides est dû à un avachissement des ressorts et à un trop grand jeu des pivots par usure. Le résultat d'une coûteuse « révision » sera en général assez décevant.

Les appareils à rideaux présentent parfois une régularité des plus farfelues de la vitesse de défilement de la fente; exemple réel: petit départ rapide, freinage puis accélération progressive! Ce phénomène peut être mis en évidence en photographiant un fond gris uni au 1/1 000^e s puis au 1/30^e s et en vérifiant l'uniformité des gris sur les deux clichés. Ce défaut peut être chiffré en photographiant « plein écran » un oscilloscope à double trace où les 2 lignes seront espacées le plus possible: les deux traces sur le même cliché doivent être de longueurs égales bien que décalées.

TEMPS		CALIBRES EN ms/cm, LONGUEUR EN cm							
	ms	0,1	0,3	1	3	10	30	100	300
1/1000	1	10	3,3	1					
1/500	2		6,7	2	1,3				
1/250	4			4	2,7				
1/125	8			8	5,6	1,7			
1/60	16,7					3,3	1,1		
1/30	33,3					6,7	2,2		
1/15	66,7						4,2	1,25	
1/8	125						8,3	2,5	
1/4	250							5,0	
1/2	500							10	1,7
1	1000								3,3

TABLEAU 1. — Les combinaisons recommandées sont en gras.

TABLEAU 2.

APPAREILS ET FORMAT	Rolleiflex 2.8 F (6 × 6)	Yashica mat 124 G (6 × 6)	Olympus FTN (24 × 36)
TYPE D'OBTURATEUR	Central	Central	Focal
AGE	12 ans	4 ans	4 ans
Vitesse affichée :			
1/500 ^e s	1/400 ^e s	1/450 ^e s	1/500 ^e s
1/250 ^e s	1/220 ^e s	1/240 ^e s	1/250 ^e s
1/125 ^e s	1/120 ^e s	1/123 ^e s	1/125 ^e s
1/60 ^e s	1/60 ^e s	1/60 ^e s	1/60 ^e s
1/30 ^e s	1/30 ^e s	1/30 ^e s	1/30 ^e s
1/15 ^e s	1/13 ^e s	1/14 ^e s	1/15 ^e s
1/8 ^e s	1/5,8 ^e s	1/6,6 ^e s	1/8 ^e s
1/4 ^e s	1/2,6 ^e s	1/4 ^e s	1/3,8 ^e s
1/2 ^e s	1/1,25 ^e s	1/2,3 ^e s	1/1,8 ^e s

Si cette avarie est due à un encrassement, faites nettoyer; si l'usure en est la cause, mieux vaut jeter le boîtier et en acheter un autre.

La synchronisation du flash électronique

Celle-ci peut être contrôlée simplement, rapidement et sans consommation de pellicule au moyen d'une petite astuce physiologique :

L'appareil est vide, dos ouvert, diaphragme **ouvert au maximum** et relié au flash électronique par le câble liaison

et non par la griffe-sabot. Le flash est posé sur une table et orienté vers le haut. Mettez deux épaisseurs de bristol blanc sur sa vitre.

Cas de l'obturateur central: armez l'obturateur et le flash, approchez l'objectif des bristols et votre œil de la fenêtre de l'appareil photo puis déclenchez. Fermez les yeux: si la persistance rétinienne (l'éblouissement) vous laisse le dessin d'un **cercle**, la synchronisation est parfaite parce que c'est la preuve que l'obturateur était ouvert complètement pendant la durée de l'éclair qui est de 1/1 000^e s en moyenne. Sinon, vous « verrez » un polygone silhouetté par les pales de l'obturateur. Sur un appareil de classe, cette synchronisation doit être parfaite jusqu'au 1/500^e s.

Cas de l'obturateur focal : enlevez l'objectif, réglez l'obturateur sur la vitesse marqué « X », le plus souvent 1/60° s. Plaquez la fenêtre 24 × 36 mm sur les bristol et déclenchez : votre rétine doit conserver l'image d'un rectangle. En cas de doutes, masquez partiellement la fenêtre avec un papier noir (tenu centré avec du scotch) qui ne laissera que deux passages de 5 mm environ de chaque côté de la fenêtre. En recommençant l'opération, nous devez « voir » deux bâtonnets qui correspondent au début et à la fin de l'exposition.

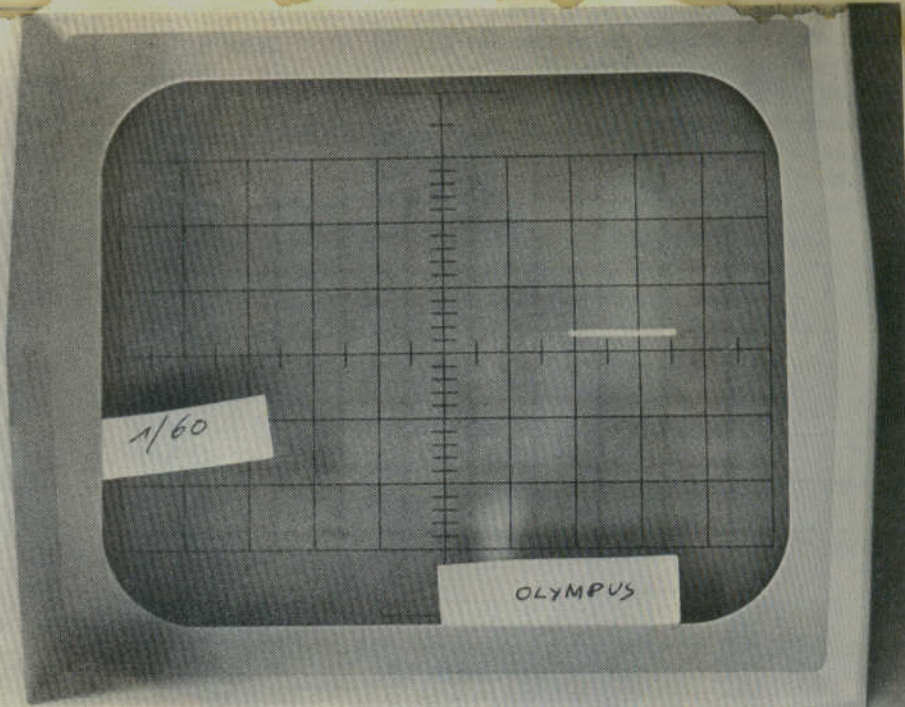
Et les caméras ?

Puisque nous sommes sur ce sujet, disons tout de suite que la méthode à l'oscilloscope ne peut pas convenir, ou si rarement, au contrôle des temps d'obturation des caméras. Ceux-ci étant liés mécaniquement à la cadence de défilement du film (voir notice du constructeur), on peut mesurer ces vitesses en filmant en gros plan un chronomètre en marche et dépouiller ensuite à la visionneuse en comptant le nombre d'images correspondant à une ou plusieurs secondes. Ce bout de film placé ensuite dans votre projecteur permettra le contrôle de celui-ci avec, en main, le même chronomètre.

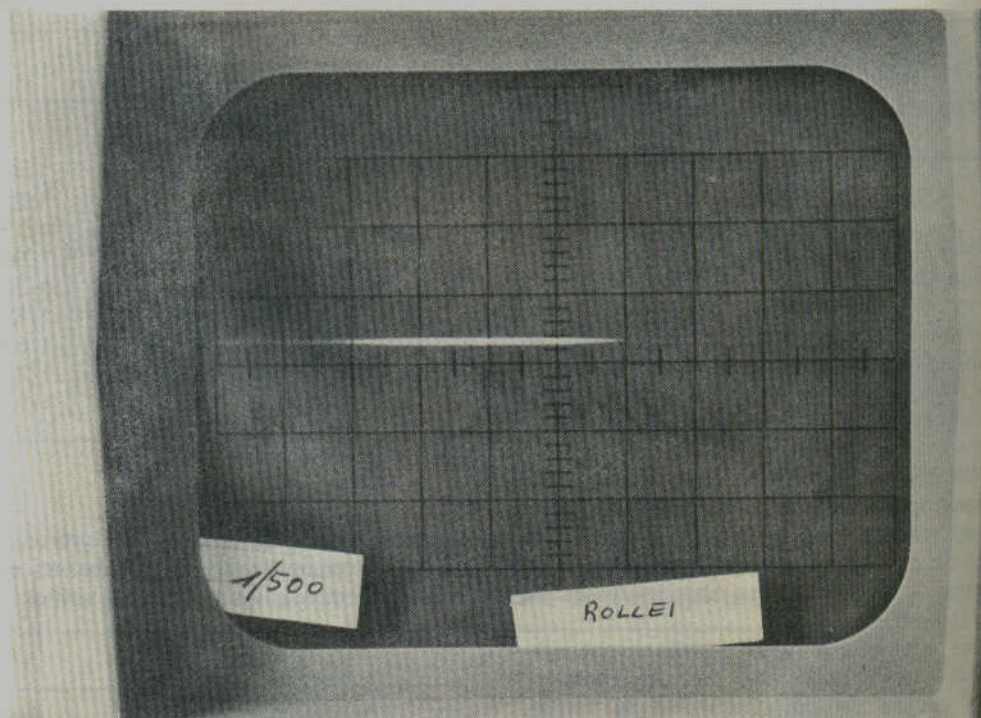
Conclusion

Certes, cet article est davantage photographique qu'électronique, mais connaissez-vous un électronicien qui ne s'intéresse pas à la photo ? Même si vous n'envisagez pas d'effectuer ces contrôles sur votre appareil ou sur ceux de vos amis, nous sommes persuadés qu'il aura contribué à augmenter votre compétence en matière d'achat de matériel d'occasion.

M. ARCHAMBAULT



La longueur de la trace du spot est aisée à mesurer. Ici avec un balayage de 10 ms/cm, nous trouvons 16,7 ms soit 1/60° de seconde : la valeur est correcte.



Voilà ce que provoque la rémanence de l'écran avec un spot trop lumineux : le cliché est inutilisable.

Le HAUT-PARLEUR nous communique :

- Notre confrère le HAUT-PARLEUR vient de modifier la répartition de ses diverses éditions, qui paraissent désormais comme suit :
- 1^{re} semaine : le "Haut-Parleur Vulgarisation", comportant, outre les rubriques habituelles, une schémathèque et un Argus de l'occasion
 - 2^e semaine : le "Haut-Parleur Sono", consacré à la sonorisation, la musique, l'enregistrement et le light-show
 - 3^e semaine : le "Haut-Parleur Vulgarisation", bien connu
 - 4^e semaine : le "Haut-Parleur Electronique Pratique", édition destinée aux amateurs, débutants, bricoleurs et étudiants

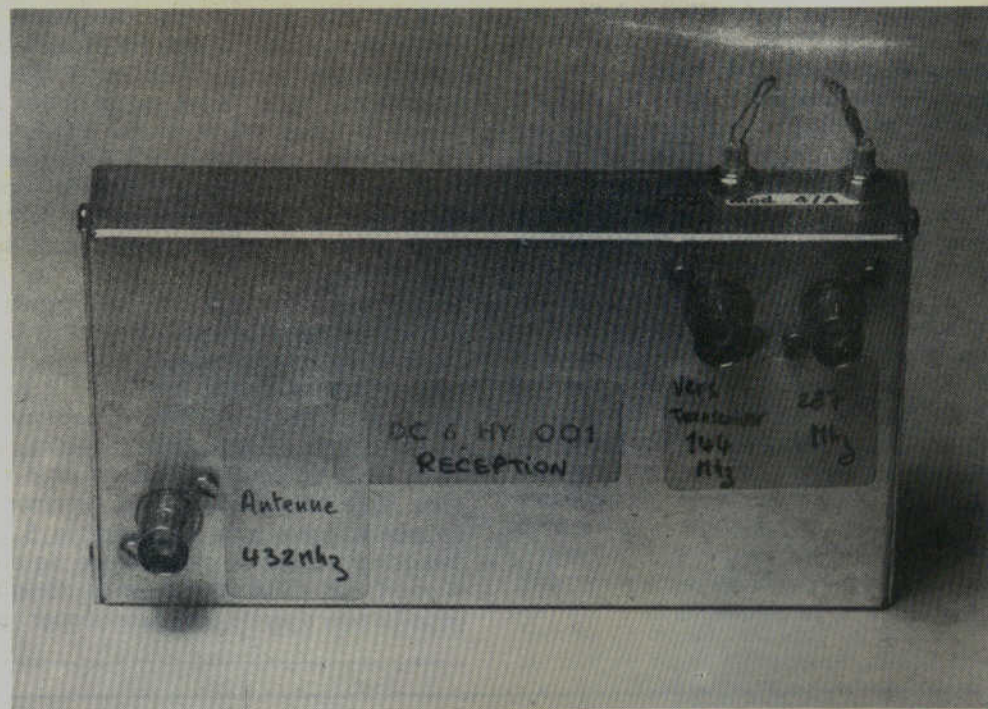
si tous les gars du monde...



Réalisation d'une station 432 MHz

1^{re} partie :

- Généralités
- Le récepteur



Vue du boîtier du récepteur

Nos lecteurs, passionnés d'amateurisme, auront lu avec intérêt les précédents articles de J. Ranchet, F1UO, sur l'émission d'amateur, en particulier sur les VHF et les U.H.F. F1UO nous décrit aujourd'hui sa station fonctionnant dans la bande 432 Mhz, dite « bande 70 centimètres ».

Nombreux sont les OM désirant s'équiper sur 432 MHz. Pour plusieurs raisons. La première est qu'on aime bien sortir des sentiers battus, et trafiquer sur les bandes pratiquement désertes, où le QRM est inconnu (du moins pour l'instant !). Cette bande offre de nombreux avantages pour celui qui veut expérimenter, n'est-ce pas le propre de l'amateur, et il reste beaucoup à faire en ce domaine. Une autre raison est qu'il semble souhaitable, au moment où nos bandes de fréquences sont si menacées de disparaître, d'utiliser au maximum celles qui nous sont allouées, afin d'éviter que les « intrus gloutons » ne viennent s'y installer à notre place. Enfin parce que la plupart des satellites sont ou seront équipés sur 70 centimètres, et qu'il est nécessaire d'avoir un équipement 432 MHz pour trafiquer avec certains relais. Nous allons donc étudier ensemble, les différents éléments d'une station pratiquement transistorisée à 100 %, sauf le P.A. qui utilise un tube EC 8020, fiable, d'un fonctionnement éprouvé, et, ce qui ne gêne rien, d'un prix de revient abordable.

Il existe plusieurs possibilités pour « fabriquer » du 432 MHz. Les deux méthodes les plus couramment utilisées sont les suivantes :

1^{er} cas : l'OM possède un équipement décamétrique : on utilise le 28 MHz, que l'on mélange avec du 404 MHz : $404 + 28 = 432$.

2^e cas : si l'on a à sa disposition un équipement 144 MHz (cas le plus général), on additionne le 144 avec du 288 : $288 + 144 = 432$. Chaque système a ses avantages et ses inconvénients. Notons pour mémoire une troisième solution, très employée dans les dernières années, qui consiste à tripler le 144 ($144 \times 3 = 432$). On pourrait également concevoir un équipement complet, avec au départ le générateur de porteuse, et toute la chaîne jusqu'au P.A. Cette dernière solution est assez peu répandue, car difficile techniquement pour un OM moyen. Et puis, pourquoi ne pas partir soit du 28 MHz soit du 144, dont le principal mérite est d'exister déjà. La description qui va suivre comporte les étages suivants : oscillateur 288 MHz ; convertisseur de réception 432/144 et émetteur (nous dirons plutôt « transverter ») 144/432. Ce montage, mis au point par DC6 HY est un ensemble compact, léger et fiable. Les représentants de « VHF - Communications » en France disposent pour les OM intéressés de modules tout câblés, ou encore, pour ceux que le bricolage tente, trouveront les kits nécessaires à la réalisation : circuits imprimés, composants spéciaux, etc. Ils pourront s'adresser à F5SM, Ch. Michel, les Pillés, 89-PARLY, qui se fera un plaisir de répondre à leurs demandes de renseignements.

Figure 1, nous trouverons le schéma synoptique de l'ensemble, utilisant :

- 1) l'ensemble 144 (émetteur-récepteur séparé ou transceiver).
- 2) le convertisseur émission.
- 3) le convertisseur réception.
- 4) l'ampli linéaire.

Convertisseur réception 432/144

Analyse du schéma de la figure 2 :

C 101, L 101 et C 102 forment le filtre passe-haut, de suite après l'entrée antenne. Les transistors d'entrée HF sont des AF 239, bien connus. Le montage utilise deux étages amplis HF. Nous trouvons ensuite l'étage mélangeur T 103, et l'oscillateur local, ainsi qu'un filtre de bande à lignes. On aurait pu utiliser en HF des transistors silicium à faible bruit, mais le prix de revient en est très supérieur. Le facteur de bruit est de l'ordre de 5 dB, ce qui est très satisfaisant sur ces fréquences.

En outre, le fait de trouver des lignes à cet endroit améliore grandement le rendement du convertisseur. L'étage mélangeur utilise un BF 224 UHF, a gain élevé de conversion : 10 dB. L'oscillateur (avec quartz 95,833 MHz), délivre du 287,5 MHz. Le circuit utilisé est un overtone avec transistor à base commune. Le quartz fonctionne en overtone 5, et il faut neutraliser la capacitance de son support par L 108, de façon à ce que l'oscillateur s'arrête de fonctionner en

réglant L 107 dans les deux sens. Ceci afin de simplifier le réglage et augmenter la stabilité, toujours critique dans ce genre de montage.

L'étage tripleur (T 105) fonctionne en classe C. Un filtre à ligne résonnant sélectionne le 3^e harmonique. Le 288 MHz est couplé au secondaire par C 126. A cet endroit, nous disposons d'une puissance de 1 mW pour le mélangeur. Les 12 volts continus sont appliqués à PT-101 et à PT 102. Ce dernier est sous tension en permanence, car on ne doit pas oublier que l'oscillateur est nécessaire aussi bien à l'émission qu'à la réception. Par contre PT 101 n'est alimenté qu'en position « réception » (à l'aide d'un relais par exemple.) Afin d'éviter les émissions au moment du réglage (auto-oscillations indésirables) on prendra soin de bien respecter la valeur des composants servant aux liaisons et aux découplages.

Composants utilisés dans ce montage

T 101 - T 102 = AF 239 (à la rigueur AF 139).

T 103 - T 105 = BF 224 ou BF 173.

T 104 = 2N 918, BF 115 ou encore BC 108.

Les selfs sont confectionnées en fil argenté de 5/10^e de mm de diamètre. Eventuellement, du fil cuivre émaillé pourra convenir :

L 101 : 3 spires jointives, bobinées en l'air, \varnothing intérieur : 3 mm.

L 102-L 103 : lignes imprimées, prises 10 mm et 25 mm du point froid.

L 104 : fil de cuivre émaillé, plié et soudé, couplant L 103 et L 111 (voir schéma d'implantation) L 104 se trouve à 1 mm du circuit imprimé.

L 105 : 5 spires jointives sur mandrin \varnothing avec noyau VHF.

L 106 : Idem à L 105, mais avec prise 3/4 de spire côté froid.

L 107 : 4 spires écartées du \varnothing du fil, sur mandrin égal à L 105 avec prise à 1/4 de spire du point froid.

L 108 : 8 spires en l'air, \varnothing intérieur 5 mm, longueur 8 mm.

L 109 : 15 spires en l'air, \varnothing intérieur 3 mm.

L 110 et L 111 : spires imprimées sur le circuit.

C 105 - C 109 - C 124 - C 125 : condensateurs ajustables 1,7 à 6 pF. On pourra éventuellement utiliser des 2 à 10 pF.

C 115 - C 127 : traversées de châssis soudées ou vissées 1000 pF.

Quartz : 95,833 MHz HC 18/U à souder. 3 prises BNC femelles - isolement Téflon type UC 290/U.

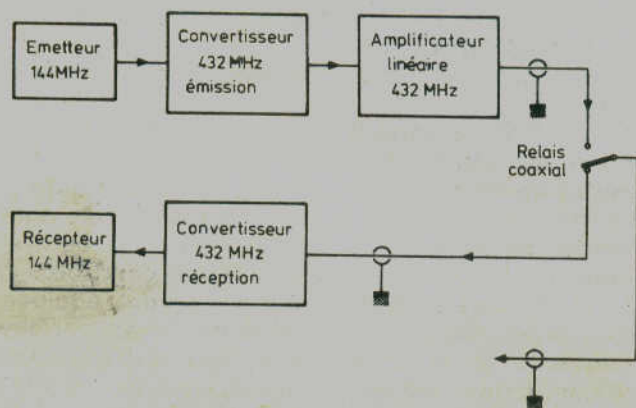


Figure 1

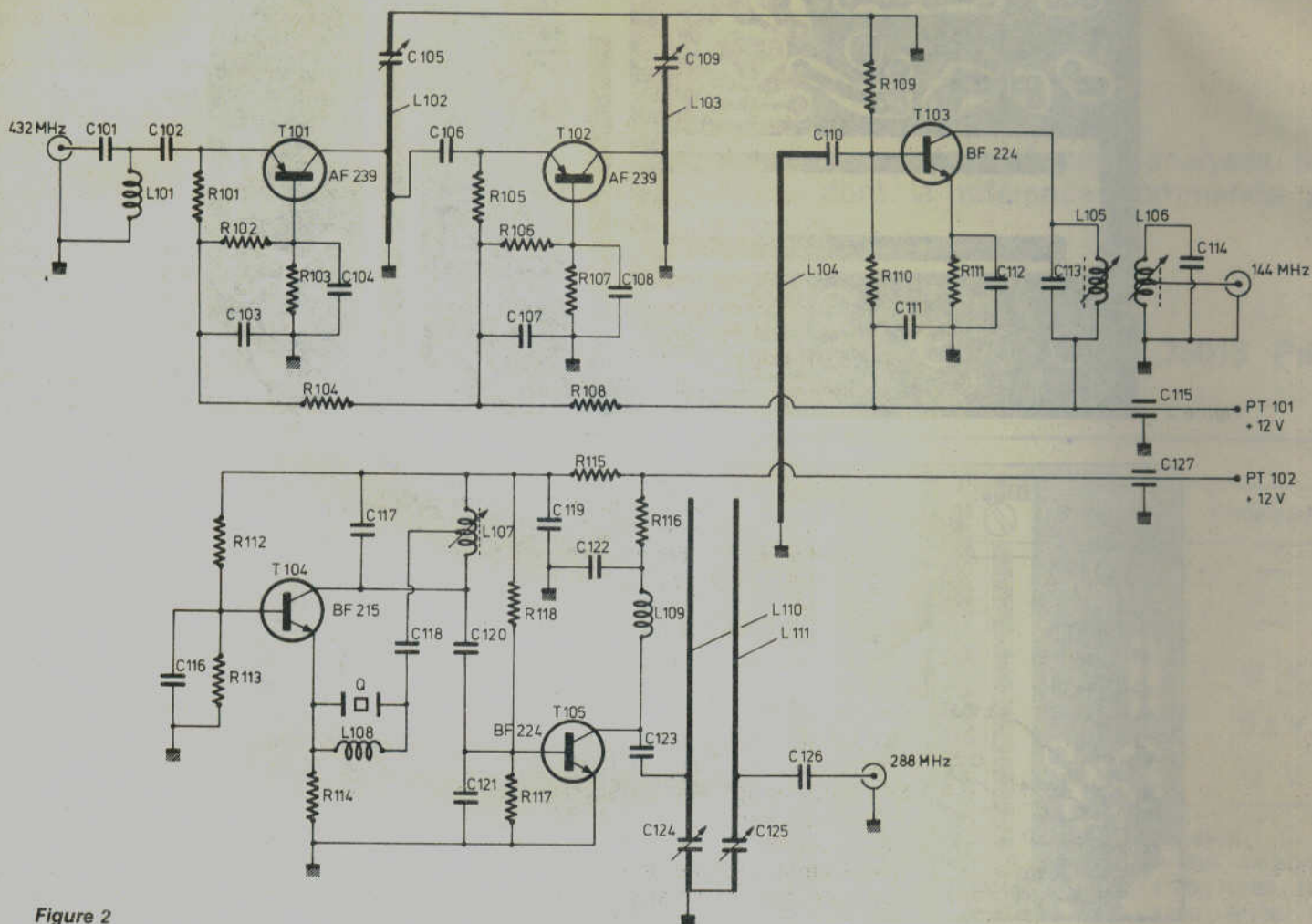


Figure 2

électroniciens amateurs...

de **TROYES**
de **L'AUBE**

ou des départements voisins :
achetez vos pièces détachées à

AUBELECTRONIC

5, rue Viardin, à TROYES

(derrière la Caserne Beurnonville)

Tél. : (25) 72-52-93

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF
— OFFICE DU KIT
ET — KIT AMTRON

CHOIX IMPORTANT
PRIX COMPÉTITIFS

Montage mécanique du convertisseur de réception

Le convertisseur est monté sur un circuit imprimé dont le schéma est donné figure 3. Notons pour les OM que sa réalisation rebute, que ce circuit existe tout prêt chez F5SM, ainsi que les pièces un peu particulière du montage (quartz, CV, prises BNC, transistors, etc.). Figure 4, nous trouverons le schéma d'implantation.

Pour plus de clarté, quelques éléments n'ont pas été représentés sur le schéma d'implantation, afin de ne pas le surcharger. Les trois prises BNC sont directement soudées avec les embases côté conducteur du circuit imprimé. Comme boîtier il a été prévu les modèles standard du genre « Téko », que l'on trouve un peu partout chez les annonceurs de

Radio-Plans, sous la référence modèle 4/A, et dont les dimensions sont les suivantes :

140 × 72 × 28 mm. Sur le couvercle du coffret, nous ménagerons des trous d'environ 8 mm de diamètre, en regard des ajustables : cela permettra de figer les réglages ultérieurs. Le circuit imprimé sera fixé par de petites colonnettes en laiton, de façon à ce qu'il repose à 5 mm du fond du coffret. Auparavant, nous aurons vérifié plusieurs fois le montage des éléments. Un examen du circuit à l'aide d'une lampe grossissante permettra de s'assurer qu'aucun faux-contact ne causera de dommages à la mise sous tension, et permettra éventuellement d'éliminer les soudures défectueuses. Fixer enfin les deux condensateurs de traversées. DC6 HY ne préconise pas de mettre dans le même boîtier les deux convertisseurs émission et réception sans blindage efficace, car l'oscillateur quartz étant très sensible à une injection HF, le signal BLU entraînerait

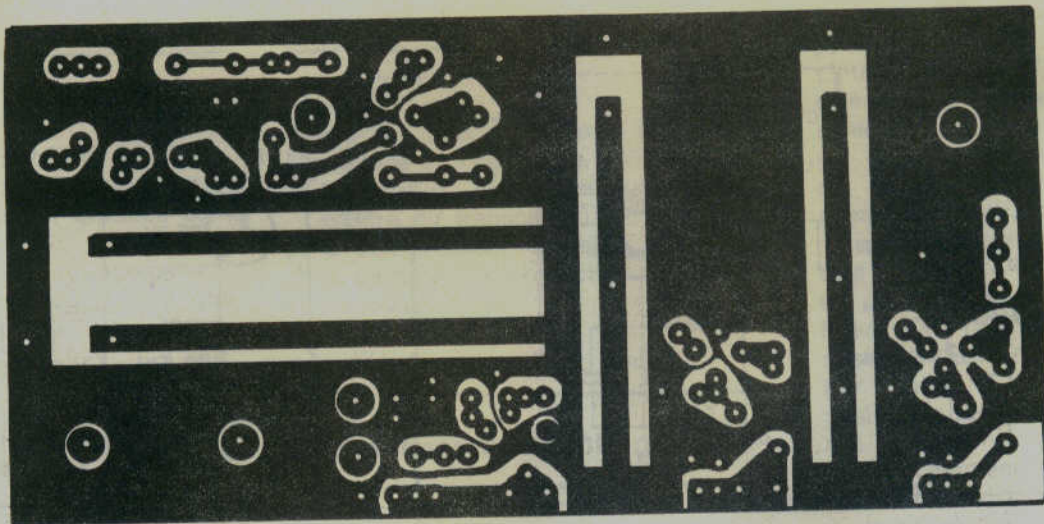


Figure 3

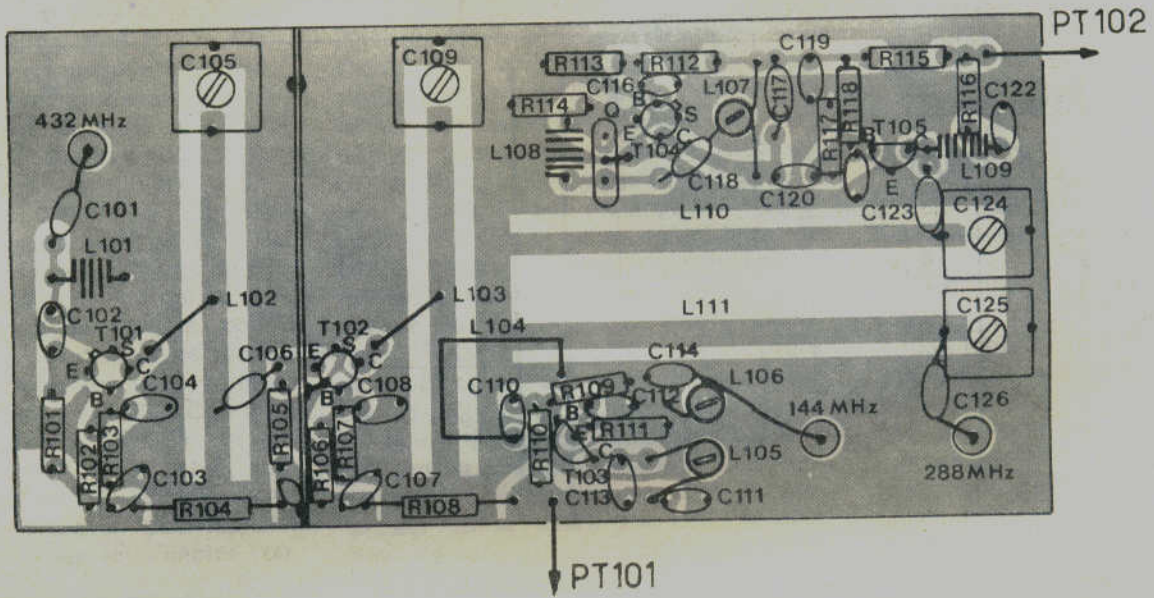
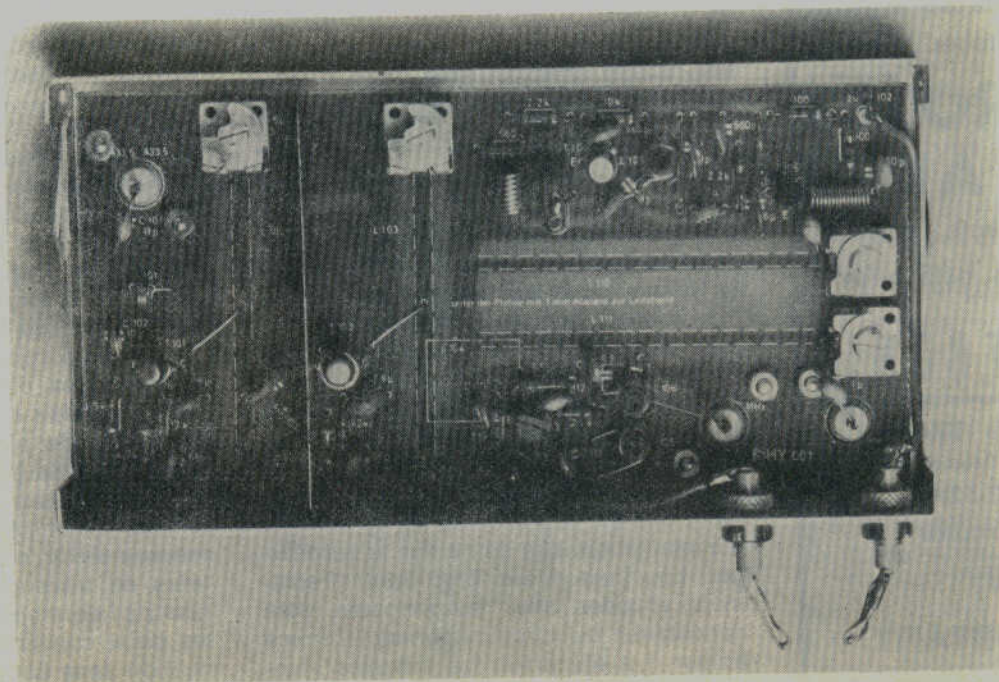


figure 4



de modulation de fréquence à cet endroit. On n'omettra pas de relier à la masse le boîtier du quartz, non pas à sa soudure de fixation au circuit imprimé, mais à un point plus haut.

Réglages

Appliquer le + 12 V et la masse. Vérifier le bon démarrage de l'oscillateur à quartz, en constatant une augmentation du courant de l'ordre de 2 mA. Nous appliquerons ensuite de + 12 sur le point PT 102, et nous mesurerons le courant émetteur du transistor mélangeur (mesurer la chute de tension aux bornes de R 111). Régler le filtre 288 MHz par le réglage simultané de C 124 et C 125, ceci pour une chute de tension maxi dans R 111. Ensuite de quoi, nous raccorderons la sortie du convertisseur à l'entrée d'un Rx 144 MHz. Régler dans l'ordre, L 105 - L 106 - C 100 et C 105 pour un maximum de souffle. En coupant l'alimentation, on devra noter un écart d'environ 6 point sur le « S' mètre ». Reprendre plusieurs fois tous les réglages. Nous trouverons ci-contre un tableau indiquant les tensions mesurées avec un voltmètre électronique.

* Tension d'alimentation 12,00 V. Sans l'oscillateur, cette tension est de 1,1 V. Le courant total consommé par le convertisseur est de 13 mA avec l'oscillateur, et de 11 mA sans. Vue cette faible consommation, on pourrait très bien faire fonctionner cet ensemble sur piles (3 fonction de 4,5 V en série par exemple). Dans un prochain article, nous étudierons le convertisseur d'émission 144/432, et l'amplificateur linéaire 432 MHz y faisant suite.

(A suivre) ■

Caractéristiques et équivalences des transistors

(code européen)

C'est un Radio-Plans hors série où sont analysés plus de 3 000 transistors dont la référence commence par une ou plusieurs lettres.

Demandez-le à votre libraire, ou écrivez à :
Radio-Plans, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
en joignant un chèque de 20 francs.

	Emetteur	Base	Collecteur
T 101	8,8 V	8,5 V	—
T 102	8,8 V	8,5 V	—
T 103	1,25 V	1,75 V	12 V
T 104	1,55 V	2,05 V	11,6 V
T 105	—	0,05 V	12 V

Convertisseur de réception Nomenclature des composants

C 101 : 13 ; C 102 : 10 ; C 103 : 68 ; C 104 : 68 ; C 105 : 1,7/6 ajust. ; C 106 : 47 ; C 107 : 68 ; C 108 : 68 ; C 109 : 1,7/6 ajust. ; C 110 : 10 ; C 111 : 560 ; C 112 : 100 ; C 113 : 5,6 ; C 114 : 6,8 ; C 115 : 1000 trav. cloison ; C 116 : 560 ; C 117 : 18 ; C 119 : 560 ; C 120 : 4,7 ; C 121 : 56 ; C 122 : 68 ; C 123 : 47 ; C : 124 : 1,7/6

ajust. ; C. 125 : 1,7/6 ajust. ; C. 126 : 1 pF ; C 127 : 1000 + tav. cloison.
R 101 : 1500 ; R 102 : 4700 ; R 103 : 12000 ; R 104 : 100 ; R 105 : 1500 ; R 106 : 4700 ; R 107 : 12000 ; R 108 : 100 ; R : 109 : 5600 ; R 110 : 33000 ; R 111 : 2200 ; R 112 : 10.000 ; R 113 : 2200 ; R 114 : 560 ; R 115 : 100 ; R 116 : 100 ; R 117 : 2200.
Q : quartz overtone 5 : 95,833 MHz référence convertisseur réception : DC 6HY/001.

* Nota — Toutes les valeurs des capacités sont en pF et les résistances en Ω

Devenez collaborateur de Radio Plans

Il suffit pour cela de nous envoyer un article, accompagné de schémas et de photographies, concernant une réalisation personnelle dans n'importe quel domaine de l'électronique.

Pour plus de détails, écrivez à :

Radio Plans - Rédaction
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS

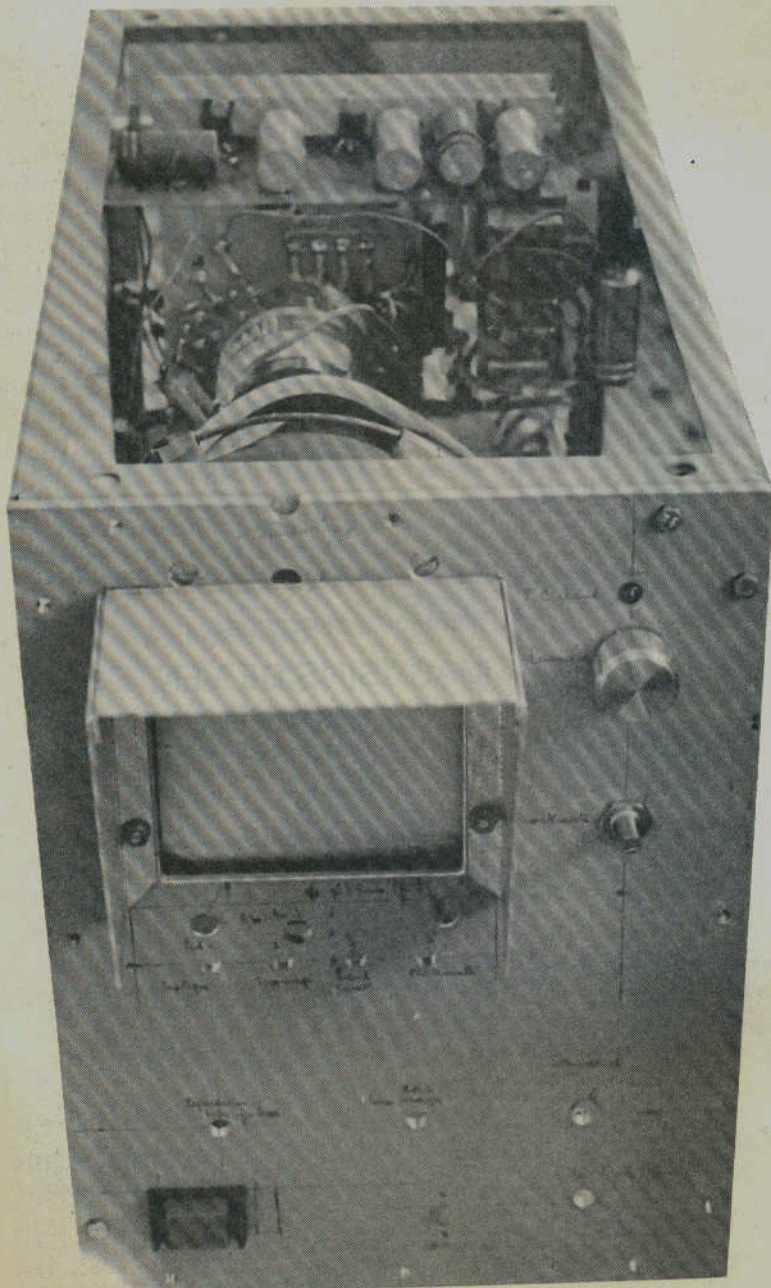
Je fabrique vos circuits imprimés

- Plus besoin de faire le positif.
- Me fournir simplement la photocopie du circuit ou l'original à reproduire (*rendu*).
- J'assure la finition, perçage protection.
- Au plus juste prix dans toutes les dimensions, ne facturant M.O. et Prix de base au dm² en 3 x P ou epoxy.

Renseignement et commande à :
M. LAURENT Louis, 31, cité Fournier - 77250 Parigné-l'Évêque



la SSTV



Étude et réalisation d'un moniteur SSTV

3^e partie (voir numéros 345 et 346)

Dans nos précédents numéros, nous avons décrit deux parties « vitales » d'un moniteur S.S.T.V. de grandes performances :

— les alimentations et les circuits du tube cathodique ;

— les circuits de balayage et de synchronisation.

Nous décrivons aujourd'hui le « cœur » de notre ensemble : les circuits de décodage et d'amplification du signal vidéo.

C'est à ce module, qui emploie la technologie du P.L.L. (Phase locked loop), que notre moniteur doit ses performances.

Nous invitons le lecteur à se reporter à l'article paru dans le numéro 345 de notre revue où se trouve exposé le fonctionnement d'un P.L.L.

Les circuits de décodage et d'amplification du signal vidéo

Nous diviserons la description détaillée de ces circuits en 3 parties consacrées respectivement

— aux circuits analogiques assurant le prétraitement du signal basse fréquence (figure 25) ;

— au P.L.L. et à ses circuits annexes (figure 28) ;

— à l'amplificateur vidéo (figure 31).

A) Le prétraitement du signal basse fréquence

La figure 25 représente le schéma de cet ensemble qui utilise quatre amplificateurs opérationnels de type 741 et deux transistors à effet de champ 2N3819.

— Le signal BF, prélevé en basse impédance sur la prise casque ($Z \ 600 \ \Omega$ en général), ou haut-parleur supplémentaire, du récepteur de trafic est appliqué à un filtre passe bas du troisième ordre, de fréquence de coupure 2500 Hz (CI₁). Ce filtre présente un gain de 1 dans la bande passante et est donc suivi d'un amplificateur de tension de gain réglable par P₁ entre 1 et 20 environ (CI₂) de façon à attaquer le compresseur de dynamique dans de bonnes conditions.

— CI₃, D₃, T₁, T₂ constituent le compresseur de dynamique. La structure est

représenté sur la figure 26. Le signal basse fréquence prélevé en sortie de CI₂ est appliqué à un pont diviseur constitué d'une résistance R et d'un dispositif jouant le rôle d'une résistance variable R_v. La valeur de cette résistance variable était inversement proportionnelle à l'amplitude du signal en sortie de l'amplificateur A, on comprend intuitivement le mécanisme de la régulation :

Si le signal à l'entrée du dispositif voit son amplitude croître, la tension continue détectée par D₃, présente au point P (voir figure 26), et image de l'amplitude du signal en sortie de l'amplificateur A, croît également et fait diminuer la valeur de la résistance R_v. De ce fait, l'atténuation du pont diviseur potentiométrique R/R_v croît, ce qui tend à maintenir constante la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur A. La résistance R ayant une valeur forte (150 K Ω) on comprend la nécessité d'employer en A un amplificateur à forte impédance d'entrée de

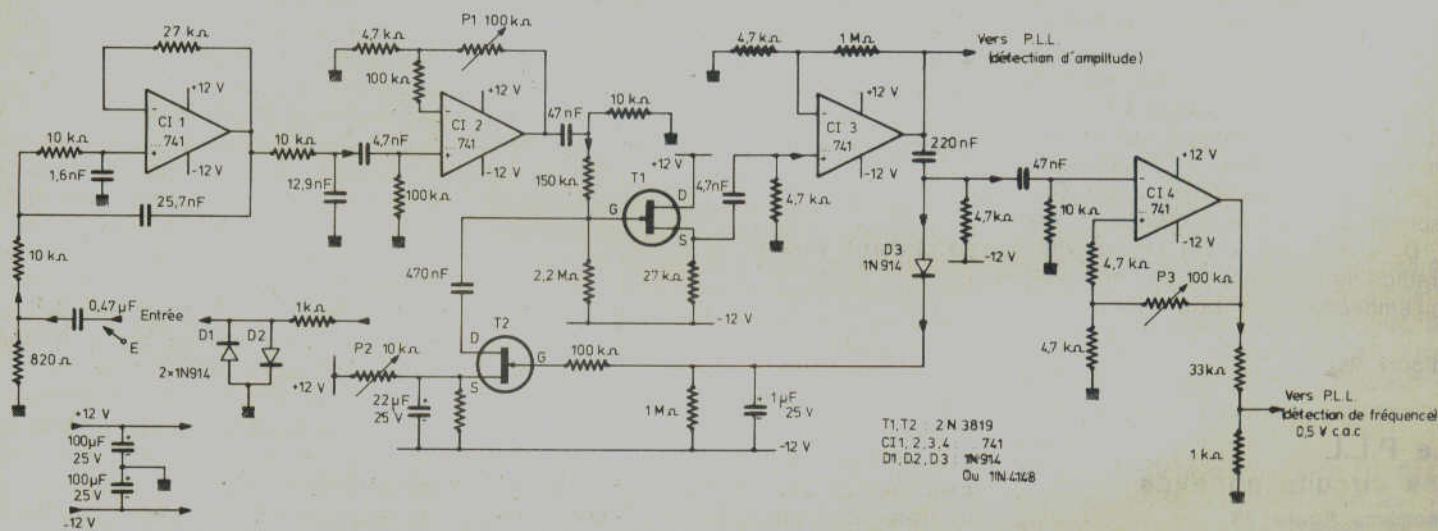


Figure 25 : la partie analogique effectuant le « prétraitement » du signal BF fourni par le récepteur de trafic.

façon à ce que cette impédance, en shunt sur R_v , ne perturbe pas sa valeur et ne limite pas ainsi les performances du dispositifs de compression. Le temps de montée de la tension au point P est court (environ $3 Z_c$, si Z_c est l'impédance de sortie de l'amplificateur) et le temps de descente est plus long (environ $3 RC$). Le compresseur agit donc rapidement lors de l'établissement du signal BF et atténue fortement ses variations d'amplitude peu rapides. Pratiquement, R_v est constituée par le transistor à effet de champ T_2 (2N3819) dont la résistance drain/source varie en fonction de la tension appliquée entre source et grille. La grande impédance d'entrée de l'amplificateur A est obtenue grâce à T_1 , transistor à effet de champ (2N3819) monté en drain commun et attaquant l'entrée + de Cl_3 , amplificateur opérationnel monté avec un gain de l'ordre de 200. D_3 assure la détection de la tension de sortie de Cl_3 . C a pour valeur $1 \mu F$, ce qui assure un temps de montée (on dit « d'attaque ») d'environ 5 ms au compresseur et un temps de descente de l'ordre de 3 secondes.

P_2 règle le seuil d'action du compresseur, c'est-à-dire en fait, la valeur maximale du niveau de sortie de Cl_3 (hauteur du plateau de la courbe de la figure 27 qui représente la courbe « tension de sortie en fonction de la tension du dispositif. Ce réglage modifie d'ailleurs quelque peu les temps d'attaque et de descente, sans inconvénient pour le fonctionnement).

— Cl_4 est monté en « trigger » et assure la mise en forme rectangulaire des signaux basse fréquence filtrés et à niveau constant. Le seuil de basculement de ce trigger est réglable par P_3 (quand la valeur de P_3 décroît, le seuil croît). Un seuil suffisant permet d'éviter que le trigger ne déclenche sur le bruit.

Un pont diviseur $33 K\Omega/1.K\Omega$ limite à 0,5 V c.a.c. le signal appliqué au P.L.L.

— Si l'on désire appliquer à l'ensemble des signaux BF d'amplitude importante, il est préférable d'adjoindre, avant Cl_1 , un dispositif d'écrêtage à diodes ($1 K\Omega + D_1, D_2$ — voir figure 25) afin d'éviter un écrêtage dans le filtre Cl_1 qui ne pourrait qu'empêcher son bon fonctionnement.

(voir figure 25).

B) Le P.L.L. et ses circuits annexes

Voir schéma figure 28.

Le P.L.L. employé est le NE561B de Signetics. Ce circuit a été choisi essentiellement en raison du fait qu'il comporte un multiplicateur incorporé permet-

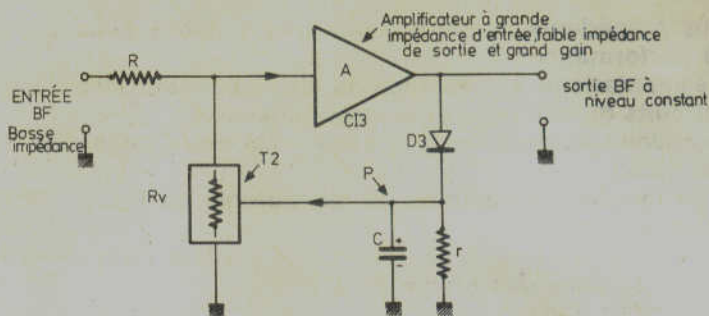


Figure 26 : principe du compresseur basse-fréquence utilisé.

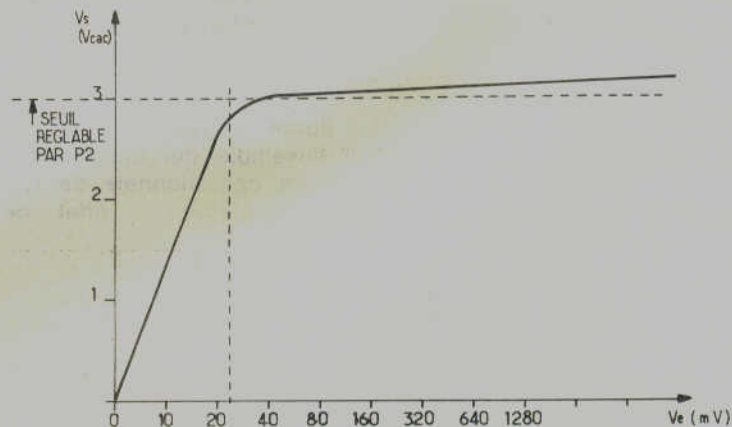


Figure 27 : courbe V_s/V_c du compresseur de dynamique utilisé, pour un réglage de P_2 donnant 3 V c.a.c. en sortie.

tant la réalisation d'un « indicateur de verrouillage ».

Le circuit bâti autour de Cl_3 comporte donc deux entrées :

- l'une (broche 13 du NE561B) recevant le signal mis en forme prélevé à la sortie de Cl_1 pour la détection de fréquence (extraction de l'information vidéo) ;
- l'autre (broche 4 du NE561B) recevant le signal basse fréquence avant mise en forme (sortie de Cl_3) pour la détection d'amplitude servant à l'indication du verrouillage.

Le circuit « vidéo »

- Le signal B.F. mis en forme est appliqué à la broche 13 du P.L.L. par une liaison capacitive. L'entrée différentielle symétrique (broche 12) est découplée à la masse par $100 \mu F$.

Un condensateur de $0,22 \mu F$ entre les broches 2 et 3 définit de façon grossière la fréquence libre du V.C.O. du P.L.L. P_4 permet le réglage fin de fréquence en réglant le courant injecté dans la broche 6.

Le filtre passe bas suivant le comparateur de phase est du premier ordre : un

condensateur de 47 nf est connecté entre les broches 14 et 15.

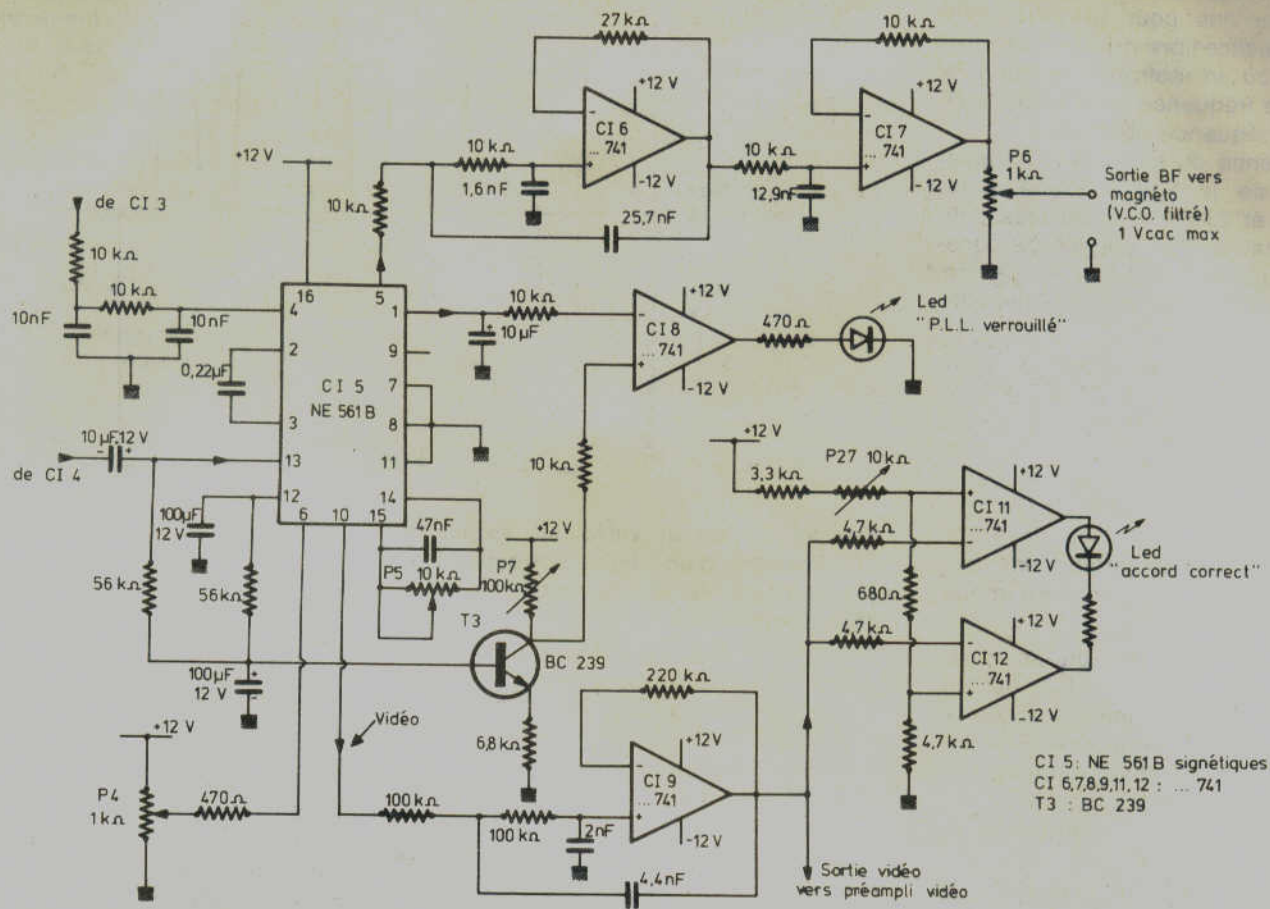
Le gain de la boucle d'asservissement du P.L.L. peut être ajusté par P_5 : plus la valeur de P_5 est faible, plus le gain est faible et moins la réponse du P.L.L. aux changements de la fréquence incidente est rapide. Ce réglage modifie également la largeur de la plage de capture.

La broche 7 du NE561B est mise à la masse ce qui permet d'avoir une plage de capture maximum au détriment d'une dissymétrie de cette plage, par rapport à la fréquence libre du V.C.O., ce qui est ici sans importance (les lecteurs intéressés pouvant se reporter à la documentation de « Signetics » sur ce circuit et au manuel de notes d'applications correspondant).

La « vidéo » (qui est rappelons-le, le résultat de la démodulation de fréquence du signal BF incident) est disponible sur la broche 10 de Cl_5 .

Ce signal n'est pas très « propre » et comporte un bruit assez important à la fréquence du V.C.O.

- Cl_6 , monté en filtre passe bas du deuxième ordre, de fréquence de coupure 400Hz environ, élimine ce défaut



CI 5 : NE 561B signétiques
 CI 6,7,8,9,11,12 : ... 741
 T3 : BC 239

Figure 28 : le P.L.L. (CI₅ : NE561B) et ses circuits annexes : indicateur de verrouillage (T₃, CI₈) et indicateur d'accord (CI₁₁, CI₁₂).

CI₆ et CI₇ constituent le filtre passe-bas du V.C.O.

et fournit un signal vidéo impeccable dont les caractéristiques sont représentées figure 29. Le léger dépassement des transitions verticales (détail cerclé) correspond à l'accentuation des fréquences élevées du signal vidéo par le filtre CI₁₀ (à cause du rebond dans sa bande passante) et correspond à une amélioration des temps de montée et de descente du signal vidéo qui sont pour les transitions maximales (entre le niveau synchro et le blanc) inférieurs à 0,8 ms.

Le niveau continu autour duquel apparaît le signal vidéo dépend bien entendu du réglage de la fréquence libre du V.C.O. du P.L.L. La figure 29 correspond à un réglage correct de cette fréquence (environ 1950 Hz).

● CI₁₁ et CI₁₂ vérifient la présence des pieds des tops de synchronisation dans une fourchette de tension de 600 mV environ (c'est-à-dire dans une fourchette de fréquence de 100 Hz environ (± 50Hz) ce qui permet de s'assurer, si le P.L.L. est verrouillé, de l'accord correct du récepteur de trafic (cas de la réception

d'une émission en mode « B.L.U. » (voir figure 30). La L.E.D. « Accord Correct » clignote donc au rythme des tops de synchronisation. Si le récepteur est mal réglé et restitue par exemple la modulation caractéristique de la S.S.T.V. de 1300Hz à 24000 Hz, la démodulation vidéo reste très bonne mais le voyant « accord correct » est éteint (figure 30 cas B).

Si le spectre basse fréquence est décalé vers le bas (par exemple de 1100 Hz à 2200 Hz ce qui correspond à un décalage de 100 Hz) le voyant s'éteint également (figure 30 cas C). Toutefois, si le décalage vers le bas est important (supérieur à 250 Hz), le signal vidéo franchit le seuil d'allumage et le voyant « accord correct » s'allume de façon anarchique. Aucune équivoque n'est possible cependant avec l'allumage régulier sur les tops de synchronisation (figure 30 cas D).

Il en est de même lorsque le P.L.L. ne parvient pas à se verrouiller (signal trop faible, trop de bruit, réception trop loin du point d'accord correct, etc.).

Les autres circuits autour du P.L.L. :

● Circuit d'indication de « verrouillage » du P.L.L. (schéma figure 28) :

La tension sur la broche 1 du P.L.L., résultat de la détection synchrone du signal BF prélevé, avant mise en forme par CI₄, en sortie de CI₃ dépend :

- de l'amplitude du signal BF sur la broche 4 du P.L.L. ;
- de la phase entre ce signal et la fréquence du V.C.O.

Si la fréquence du V.C.O. n'est pas cohérente par rapport à celle du signal incident (cas du P.L.L. non verrouillé) la tension détectée est pratiquement nulle. Ceci est mis à profit pour indiquer l'état « verrouillé » ou en « oscillations libres » du P.L.L.

Le V.C.O. étant déphasé de 90° par rapport au signal incident, tout au moins au centre de la plage de capture, il faudrait déphaser de 90° également le signal appliqué en 4 de CI₅ de façon à « remettre les signaux en phase » pour un maximum de sensibilité. Ceci est irréalisable pour deux raisons :

le déphasage de 90° V.C.O./signal n'est vrai que pour le verrouillage à la fréquence libre du V.C.O. et varie en plus ou en moins en fonction de l'écart de fréquence entre signal incident et fréquence libre V.C.O. ;

La fréquence du signal B.F. caractéristique de la S.S.T.V. varie entre 1200 Hz et 2300 Hz. Il est très difficile de maintenir un déphasage constant sur une telle plage de fréquence, tout au moins avec des réseaux simples.

La solution retenue est donc un compromis : deux cellules R.C. ($10\text{ K}\Omega + 10\text{ nF}$) assurent un déphasage retard important du signal B.F. : retard suffisamment important pour que les variations des déphasages citées plus haut soient négligeables, pas trop important cependant afin que la variation de tension en 1 de Cl_5 soit suffisamment importante lors du verrouillage.

Les variations de la tension en 1 qui correspondent à l'état du P.L.L. (la tension devient plus négative lorsque le P.L.L. est verrouillé) sont mises en évidence par Cl_8 qui compare cette tension à une référence réglable par P_7 . (P_7 règle donc le seuil d'allumage du voyant « P.L.L. verrouillé »).

Des problèmes de dérive thermique de la tension sur la broche 1, supérieures aux variations que l'on veut mettre en évidence, rendent T_8 (BC 239) nécessaire : ce dernier prélève sur les entrées 12 et 13 une tension continue variant pour des raisons thermiques, en sens inverse de la tension sur la broche 1 et fait varier la référence du comparateur Cl_8 en conséquence de façon à ce qu'elle suive les variations de la tension sur la broche 1, éliminant du coup nos problèmes.

● **Sortie enregistrement magnétique :**
Le signal du V.C.O. est disponible sur la sortie 5 du NE561B. Ce signal est rectangulaire et ne peut être enregistré ou réémis directement : Cl_6 et Cl_7 constituent un filtre passe-bas du 3^e ordre et un « buffer » de sortie et fournissent à P_6 , qui règle le niveau du signal disponible, un signal sinusoïdal sous basse impédance.

Soulignons au passage l'intérêt, lors de la réception d'une image, d'enregistrer non le signal prélevé à la sortie du récepteur de trafic mais le signal du V.C.O. qui est en fait un signal déjà très « travaillé ».

Mieux, il arrive que par « passes » successives dans les circuits du moniteur (enregistrement du signal du V.C.O. lors de la réception, lecture de la bande dans le moniteur et enregistrement simultané du nouveau signal V.C.O., etc.), on rende exploitable (au niveau synchronisation en

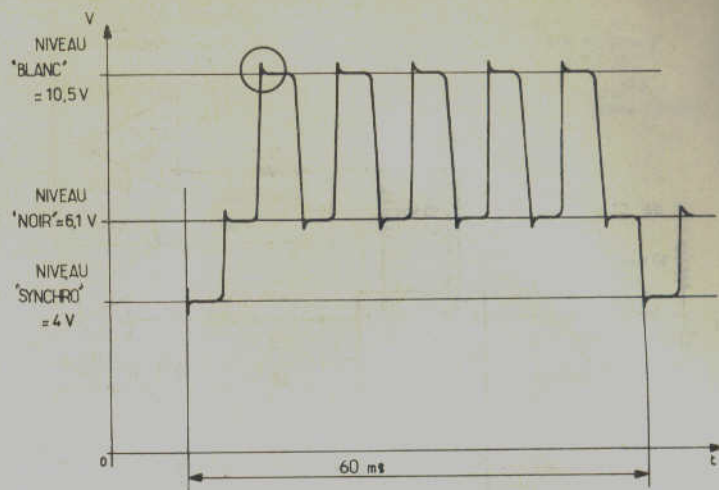


Figure 29 : signal vidéo en sortie de Cl_{10} . Exemple d'une ligne correspondant à une image de barres verticales blanches sur fond noir.

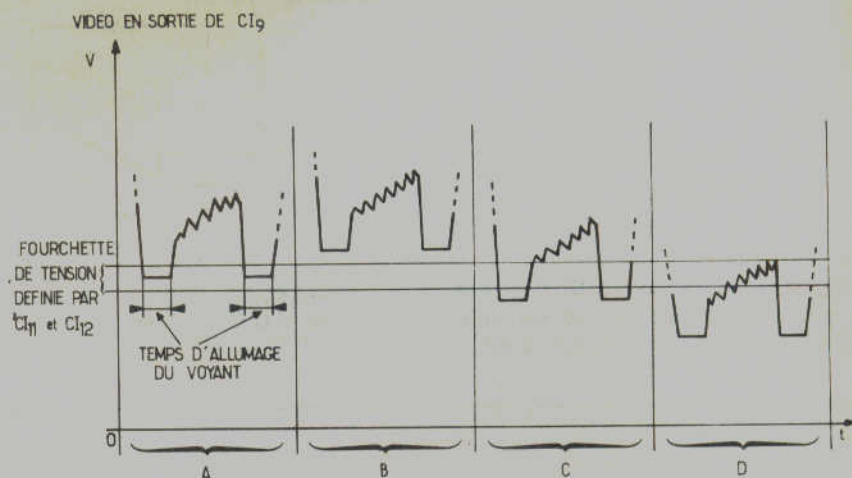


Figure 30 : principe du circuit d'indication d'accord correct.

A — accord correct : le voyant clignote au rythme des tops de synchronisation. B, C, D — mauvais accord, voir texte.

particulier) une image qui au départ ne l'était pas !...

Du traitement en temps différé en quelque sorte !... Ceci est dû à la remarquable immunité au bruit des circuits P.L.L. et à leur « mémoire » de la fréquence reçue due au filtre passe-bas suivant le comparateur de phase.

C) Les circuits de l'amplificateur vidéo (voir figure 31)

La vidéo disponible en sortie de Cl_9 a des caractéristiques indiquées par la figure 29.

Le préamplificateur vidéo (Cl_{10}) est un amplificateur opérationnel monté en sommateur inverseur :

Une résistance de $220\text{ K}\Omega$ entre le — 12 V et l'entrée « moins » de Cl_{10} , permet en effet de ramener le niveau du noir à zéro volt en sortie de Cl_{10} , quelque soit le gain de Cl_{10} (donc le contraste de l'image. Réglage par P_{26}). Ceci est très important et évite les interférences entre le réglage de lumière et le réglage de contraste (voir figure 32).

Le niveau du signal vidéo en sortie de Cl_{10} varie de 0 à 10 V crête-à-crête environ, selon le réglage du potentiomètre de contraste P_{26} .

L'amplificateur vidéo proprement dit a une structure que nous avons déjà rencontrée dans les amplificateurs de balayage : association de deux transistors en série ($T_4 A$ et $T_4 B$, du type BF 179). Il est alimenté en 300 V. P_{12} , dans l'émet-

teur de T_1 A permet de régler le point de fonctionnement afin d'éviter l'écrêtage (haut ou bas). Nous verrons par la suite que ce réglage règle aussi la tension. whenelt du tube cathodique à cause du dispositif de liaison un peu particulier employé, qui sera décrit dans la quatrième et dernière partie de notre description. Cet amplificateur peut fournir plus de 200 V crête-à-crête... de quoi satisfaire le tube cathodique le plus noir !... En fait 30 à 40 V suffisent en général. Les possibilités supérieures sont un gage de très bonne linéarité.

D) Réalisation - Réglages

L'auteur a réalisé l'ensemble sur un circuit « pastillé » (figure 33). La gestation du prototype de ce module n'a en effet pas été de tout repos et cette solution offre pas mal de souplesse lors de la mise au point. Les réalisateurs pourront dessiner un circuit imprimé.

L'implantation n'est pas critique, pour peu que l'on prenne quelques précautions et qu'en particulier, le réseau par étage — masses des divers étages réunies en un seul point).

Respectez le schéma et les valeurs indiquées. Ne modifiez pas à la légère. N'employez que des composants de première qualité.

Enfin, n'entamez une telle réalisation que si vous l'avez parfaitement comprise. C'est la clé du succès !... Les appareils nécessaires aux réglages seront bien entendu en votre possession lors de la mise en service.

Vous aurez besoin :

- d'un oscilloscope,
- d'un fréquencemètre numérique,
- de la mire S.S.T.V. décrite dans ces colonnes ou d'un enregistrement magnétique des signaux fournis par cette mire,
- d'un contrôleur universel,
- un générateur basse fréquence sera un aide précieux mais non indispensable.

— Réglages du prétraitement B.F. :

On appliquera tout d'abord à l'entrée de CI_1 (point E, figure 25) un signal BF de 40 mV c.ac. à 1600 Hz provenant d'un générateur BF. On ajustera P_1 de façon à avoir environ 500 mV crête-à-crête à la sortie de CI_2 .

On réglera ensuite P_2 de façon à trouver environ 3 V c.ac. en sortie de CI_3 . On pourra alors vérifier que le compresseur fonctionne correctement et fournit bien 3 V c.ac. pour environ 15 mV c.ac. à l'entrée du module. On pourra vérifier l'efficacité du dispositif : on a toujours envi-

Figure 31 : le préamplificateur et l'amplificateur vidéo.

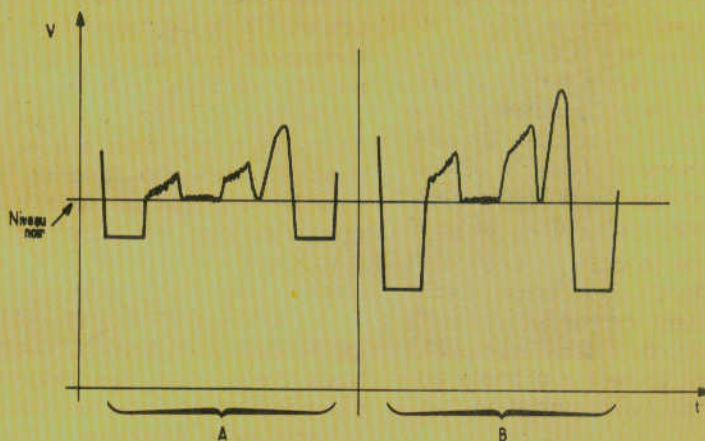
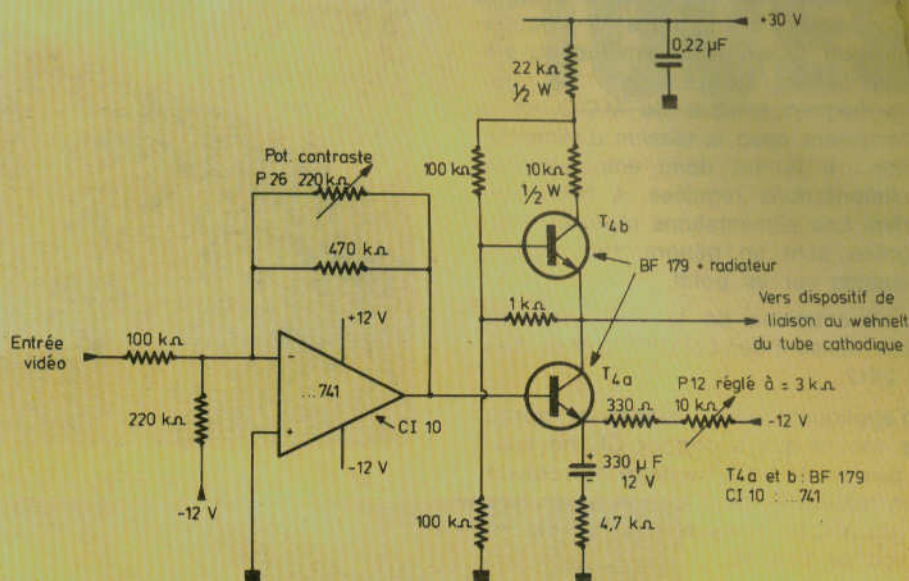


Figure 32 : conservation du niveau du noir dans l'amplificateur vidéo. En B, le gain vidéo est deux fois plus fort qu'en A : le signal est deux fois plus ample mais le niveau du noir est inchangé.

ron 3 V c.ac. en sortie de CI_3 pour une tension de 2 V c.ac. appliquée au module, sans l'écrêteur $D_1 D_2$, et pour plus de 10 V avec l'écrêteur !...

L'oscilloscope sera branché en sortie de CI_4 et on réglera P_3 pour que le trigger ne déclenche pas, de façon parasite, sur le bruit des étages précédents sans signal appliqué. Ce réglage sera à revoir, ainsi d'ailleurs que le réglage de P_1 , lors du couplage du moniteur au récepteur de trafic.

On vérifiera que le trigger bascule bien au rythme de la B.F. appliquée et que le niveau des signaux rectangulaires ap-

pliqués au P.L.L. est de 0,5 V c.ac. environ.

Ceci termine les vérifications et pré-réglages de la partie « prétraitement du signal B.F. ».

Si l'on dispose d'un générateur B.F., on pourra bien sûr vérifier la bande passante du filtre CI_1 , mais si l'on a respecté les valeurs tout doit être correct.

— Réglages du P.L.L. :

Tout d'abord, deux mises en garde sont nécessaires :

- la fréquence libre du V.C.O. varie

fortement avec la température. Avant tout réglage de P_4 , il faudra attendre au moins 3 à 4 minutes de fonctionnement (équilibre thermique du circuit intégré du P.L.L.);

— la fréquence libre du V.C.O. varie fortement avec la tension d'alimentation: il faudra donc employer des alimentations régulées, à faible dérive. Les alimentations régulées intégrées sont en général très performantes sur ce point.

Les alimentations de la réalisation de l'auteur utilisent des LM340T/12 V ou des SEC 2812.

En n'appliquant aucun signal, et après s'être assuré que le trigger Cl_4 ne bascule pas sur le bruit (réglage correct de P_3) on réglera P_4 pour que la fréquence libre du V.C.O. (mesurée en sortie de Cl_7) soit de 1950 Hz.

Si l'on applique alors, à l'entrée du module, un signal S.S.T.V. *, on doit voir apparaître la vidéo en sortie de Cl_9 .

On réglera alors P_7 pour que le voyant « P.L.L. verrouillé » s'allume lorsque la restitution du signal vidéo est parfaite et s'éteigne lorsque le P.L.L. « décroche », par exemple lorsque le niveau B.F. à l'entrée du module est insuffisant. P_5 sera réglé à environ mi-course. Sa valeur ne sera à diminuer que si le signal vidéo sur la broche 10 présente des suroscillations trop importantes.

On réglera ensuite le potentiomètre P_{27} du circuit de Cl_{11}/Cl_{12} de façon à ce que, le P.L.L. étant correctement verrouillé sur un signal S.S.T.V. incident, la L.E.D. « accord correct » clignote au rythme des tops de synchronisation.

(A l'oscilloscope, on trouve alors, en positif, les tops de synchronisation sur la sortie de Cl_{11} et — 10 V sur la sortie de Cl_{12}).

On terminera en calant P_6 de façon à obtenir en sortie « enregistrement » un niveau B.F. compatible avec l'enregistreur utilisé.

— Réglage de l'amplificateur vidéo

On vérifiera que l'on peut obtenir en « poussant » le contraste au maximum par P_{26} (valeur maxima) 10 V crête-à-crête vidéo en sortie de Cl_{10} (vidéo négative).

On vérifiera que le niveau du noir est sensiblement constant en sortie de Cl_{10} en fonction du réglage du contraste. On branchera alors le + 300 V et l'on réglera provisoirement P_{12} de façon à ob-

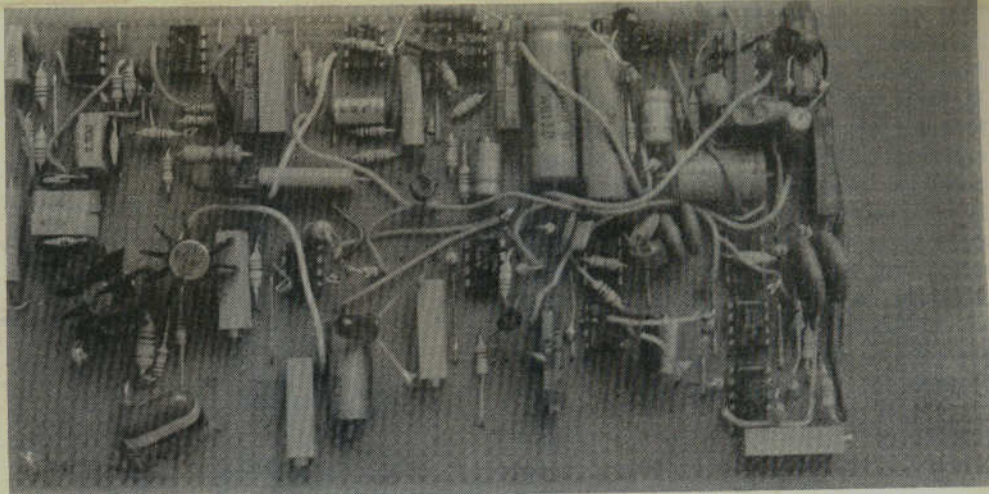


FIGURE 33 : Photographie du module câblé

tenir un signal vidéo correct, sans écrêtage, sur le collecteur de T_{1A} . Ce signal devrait pouvoir atteindre dans ces conditions 100 V c.a.c environ.

Ceci termine le réglage ou plutôt le pré-réglage de notre module de décodage vidéo.

Dans notre prochain article, nous terminerons notre description en analysant le couplage de tous les modules que nous avons décrits et les problèmes susceptibles de se poser à ce moment. Nous verrons les réglages finaux et les « trucs » de réalisation permettant d'éviter certains problèmes pratiques.

Nous discuterons des résultats en les comparant à ceux de moniteurs de conception plus classique (discriminateur utilisant des circuits accordés, discriminateur à comptage d'impulsions, etc.). Enfin, nous décrirons, en variante, un adaptateur S.S.T.V. permettant de transformer un oscilloscope équipé, d'un tube à phosphore P_7 en moniteur S.S.T.V. et élaboré à partir de certains des circuits que nous avons décrits.

L'auteur se tient à la disposition des lecteurs pour répondre à leurs éventuelles questions.

D. HEYDEN F5HH

Nota

Les schémas ci-dessus publiés, la réalisation décrite sont sans garantie quant à leur éventuelle protection industrielle. Ceci sous entend donc que l'amateur pourra réaliser ces montages pour son usage personnel, en dehors de toute idée commerciale.

Moniteur S.S.T.V. :

Errata du numéro 345

★ Page 59, figure 2 : supprimer I_1 (situé près de la commutation 50 Hz/60 Hz, à gauche du bloc « Base ligne »).

Cet inverseur est en fait un des circuits de I_3 . Erreur à corriger.

★ Page 59, ligne 2 : « ... un inverseur I_1 » et non I_3 .

★ Page 60 : chapitre « les alimentations — les circuits du tube cathodique » ligne 6.

« deux tensions d'alimentation symétrique de plus et moins 12 V.

★ Page 63, figure 7 : 47 V et non 4,7 V. Erreur à corriger.

★ Page 65, photo supérieure : « ... vues du dessus du moniteur ».

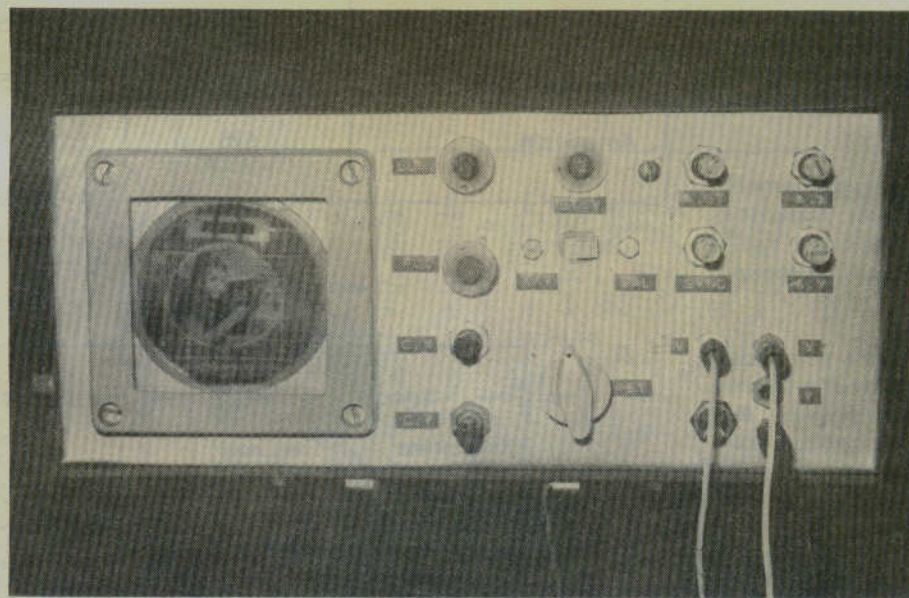
★ Page 65 : Il y a eu erreur à la composition : tout le bloc du bas de page de « Cette tension d'erreur... » à « modulant » doit passer en haut de page, en décalant le reste vers le bas. Erreur à corriger.

D. HEYDEN

* Sous-porteuse BF modulée en fréquence par la vidéo.

MONTAGES PRATIQUES

Des images T.V.



sur votre oscilloscope

Dans de très nombreux cas nécessitant un fonctionnement en mobile, l'encombrement des récepteurs TV, même portatifs, s'avère gênant. Lors de l'installation d'antennes devant fonctionner dans des conditions difficiles (réception à longue distance de programmes étrangers), il peut être extrêmement pratique de disposer d'un récepteur miniaturisé capable d'être utilisé « sur le site », branché directement sur l'antenne qui pourra ainsi être orientée au mieux. De plus, lors de départs en vacances, ou de déplacements à l'étranger ou en zone frontalière, il n'y a généralement pas place pour la télévision dans les bagages, alors que de très belles réceptions sont à prévoir. Il existe bien sûr dans le commerce quelques réalisations d'origine japonaise capables de résoudre le problème, mais l'investissement est souvent excessif pour une utilisation occasionnelle. La première idée qui vient à l'esprit est de construire un récepteur « maison » équipé d'un tube d'oscillo, mais lors de l'étude du schéma, il s'avère que bases de temps et amplificateurs ressemblent de très près à ce que l'on rencontre dans un oscilloscope courant, même très ordinaire. Dans ces conditions, il nous a paru plus judicieux d'étudier un circuit très simple qui, branché sur un oscillo normal, non modifié, permettra de faire apparaître sur l'écran une image TV, certes de couleur verte, mais néanmoins très exploitable si le spot est bien focalisé. La simplicité du montage permettra, de plus, de l'utiliser pour illustrer le principe de la télévision lors de l'explication du fonctionnement d'un oscilloscope à un électronicien néophyte.

Etude du schéma synoptique

On peut voir celui-ci à la **figure 1**. Après avoir réalisé une maquette munie des deux bases de temps nécessaires, il nous est apparu que la base de temps incorporée à l'oscilloscope pouvait être utilisée sans problème pour le balayage ligne. De plus, sa stabilité est suffisante pour rendre inutile tout circuit de synchro horizontale. Notre circuit ne comporte donc que la base de temps trace (verticale) qui, elle, doit être pilotée par un circuit de synchro destiné à éviter le défilement vertical de l'image. Un ampli vidéo permet de disposer d'une excursion de signal suffisamment importante pour attaquer le tube cathodique (entrée Z mod de l'oscillo).

Cette configuration s'avère extrêmement souple et permet d'effectuer tous les essais possibles, même ceux qui mettraient en danger les circuits d'un récepteur TV classique.

En particulier, on peut choisir n'importe quelle fréquence ligne et n'importe quelle fréquence trame, ce qui permet de s'adapter à un standard quelconque, par exemple un de ceux présentés dans le tableau ci-contre.

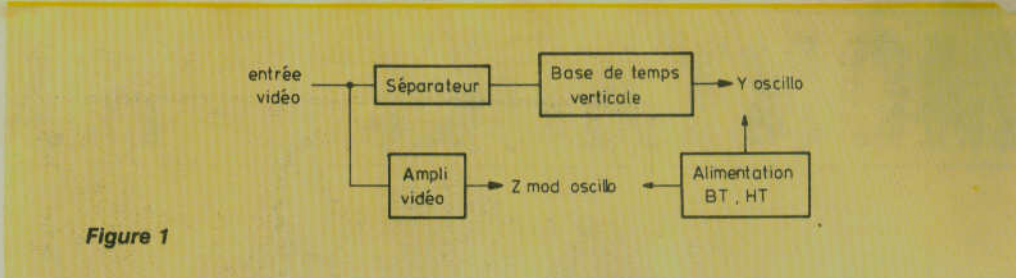


Figure 1

Standard	Nombre de lignes	Fréquence ligne	Fréquence trame
Européen	625	15 625 Hz	50 Hz
Anglais VHF	405	10 125 Hz	50 Hz
Français VHF	819	20 475 Hz	50 Hz
Américain	525	15 750 Hz	60 Hz

Etude du schéma de principe

On peut le voir à la **figure 2**.

Le signal vidéo en provenance de la platine FI (achetée dans le commerce et attaquant par ailleurs un ampli BF) est appliqué à travers un condensateur à la base d'un transistor HT alimenté sous $V_{HT} = 80$ à 100 volts. Si la polarisation de base est réglée correctement, l'excursion du signal de sortie peut atteindre $\pm V_{HT}/2$, ce qui est suffisant pour l'obtention d'un contraste normal.

Ce même signal vidéo est appliqué à un transistor muni d'un circuit RC destiné à isoler les tops de synchro trame (étage séparateur). Ces tops viennent synchroniser un relaxateur à UJT oscillant sur la fréquence image (moitié de la fréquence trame) soit, en général, 25 Hz.

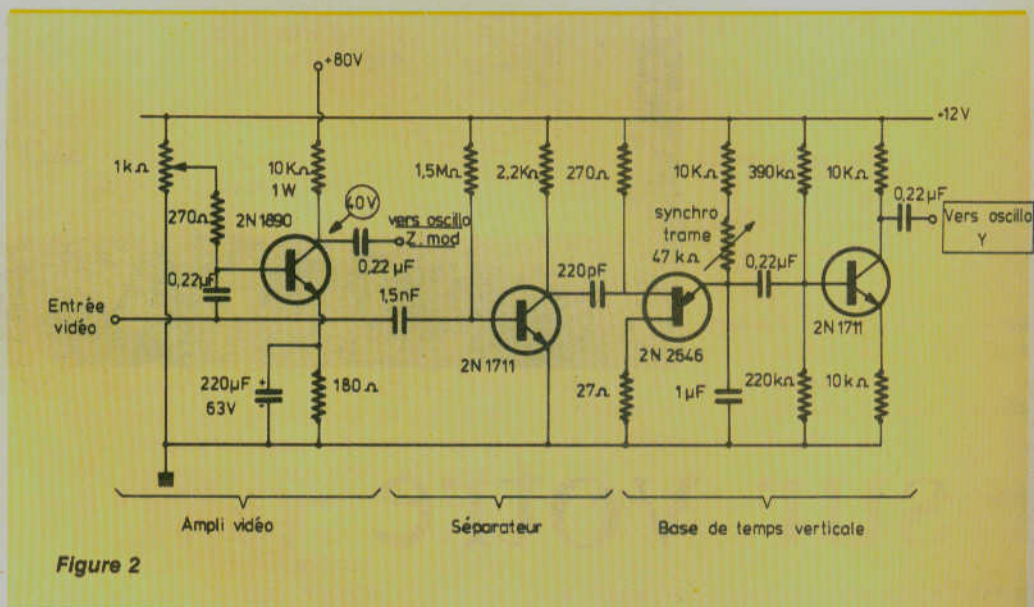


Figure 2

Le signal en dents de scie, dont la linéarité s'avère suffisante sans pour autant avoir recours à un générateur de courant, est inversé par un transistor monté en ampli de gain unité évitant que l'image ne se trouve renversée haut pour bas.

C'est à ce niveau que l'information est prélevée par l'entrée Y de l'oscillo. En agissant sur les commandes d'amplitude X et Y et de cadrage, il est possible de dilater une partie quelconque de l'image pour l'examiner plus en détail (effet de zoom).

Réalisation pratique

On câblera le circuit imprimé de la **figure 3** selon le plan de la **figure 4**. On ajoutera un dispositif d'alimentation quelconque, capable de délivrer les tensions voulues (on pourra au besoin les prélever dans l'oscillo), et une partie HF constituée d'un tuner UHF et d'une platine FI à transistors. Cette platine, à acheter dans le commerce ou à récupérer, est munie d'une entrée FI à raccor-

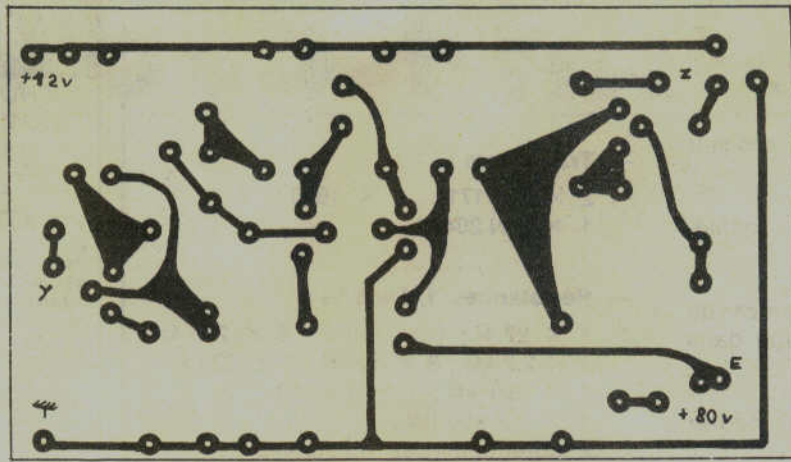


Figure 3

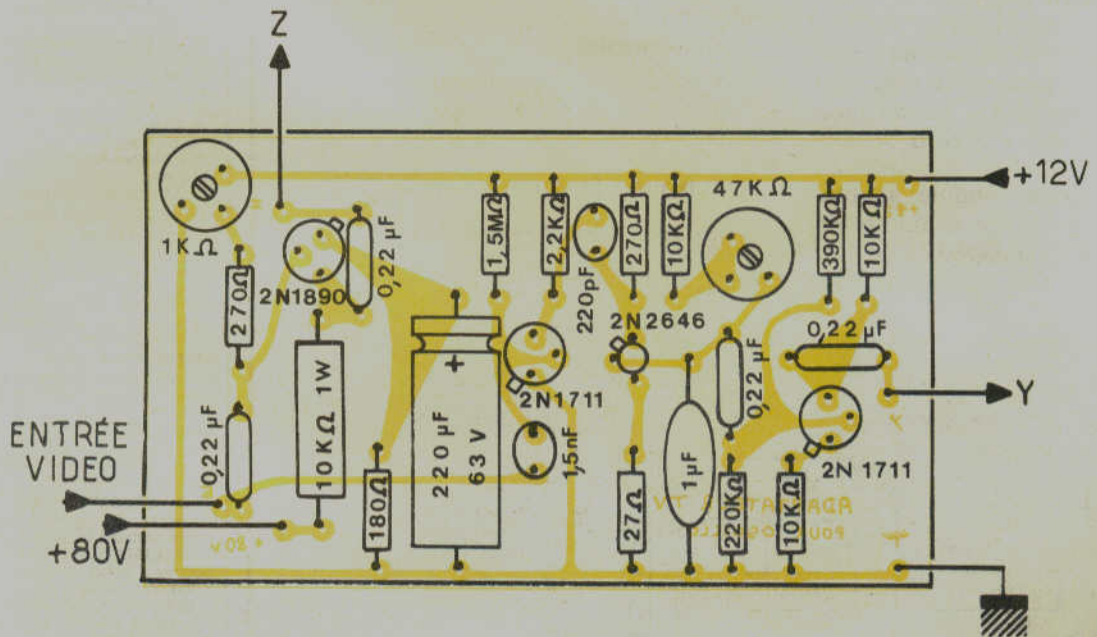
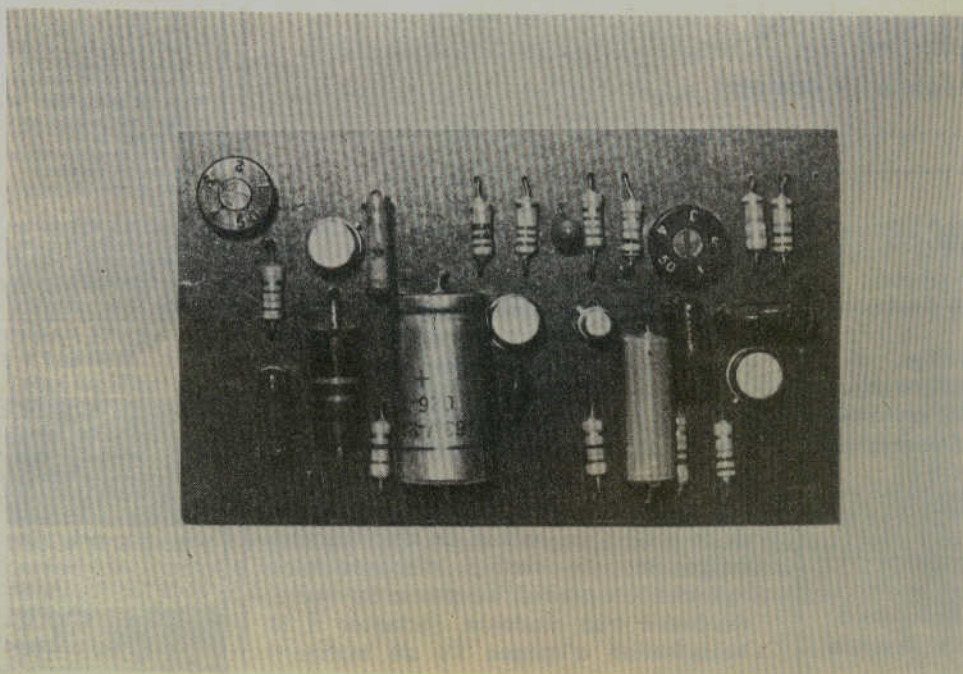


figure 4



Le circuit
imprimé
câblé

der au tuner, d'une sortie BF qui pourra attaquer un petit ampli, et d'une ou deux sorties vidéo, à relier à notre module. Les réglages à effectuer sont les suivants :

- polarisation de base du transistor vidéo ($V_{HT}/2$)
- fréquence image (annuler le défilement vertical)
- fréquence de la base de temps de l'oscillo (pour stabiliser l'image dans le sens horizontal)
- amplitude X et Y (pour cadrer l'image)
- luminosité suivant besoins.

Si la synchro de l'oscillo possède plusieurs modes de fonctionnement, on choisira le mode « relaxé », ou on mettra le bouton « synchro » à zéro.

On remarquera que le module adaptation associé à l'oscillo, sans partie HF peut servir de moniteur vidéo, à utiliser avec une caméra ou un magnétoscope.

Nomenclature

— Transistors :

2 × 2 N 1711 ; 1 × 1890 ;
1 × 2 N 2646.

— Résistances 1/4 w 5% :

1 × 27 Ω ; 1 × 180 Ω ; 2 × 270 Ω ;
1 × 2,2 kΩ ; 3 × 10 kΩ ; 1 × 220 kΩ ;
1 × 390 kΩ ; 1 × 1,5 MΩ ;
1 × 10 kΩ/1W ;
2 potentiomètres ajustables :
1 × 1 kΩ ; 1 × 47 kΩ.

— Condensateurs :

1 × 220 μF 63 V chimique ;
1 × 220 pF ; 1 × 1,5 nF ;
3 × 0,22 μF ; 1 × 1 μF.

— 1 platine FI à transistors

— 1 tuner UHF à transistors

— 1 alimentation + 12 V et + 80 V.

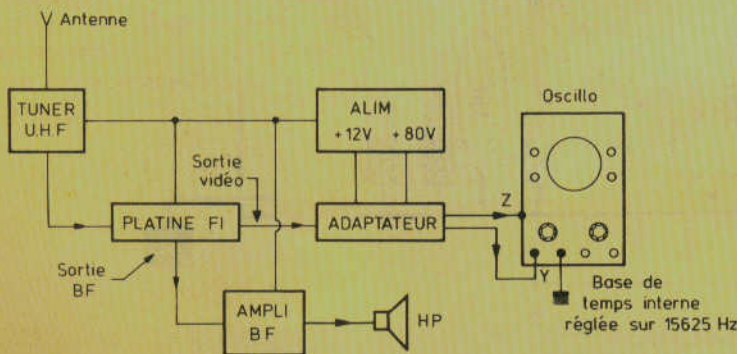


Figure 5 : Utilisation en récepteur TV complet

PETITES ANNONCES

A VENDRE : 1 triode Philips, réf. : TB 3/750-02, puissance 350 W, avec ses caractéristiques, son support, une sortie d'anode, 2 diodes HT, 1 condensateur variable et un condensateur HT. Écrire au journal qui transmettra.

Radio Plans recherche pour certains de ses lecteurs des numéros parus depuis la nouvelle formule (avril 1973).

Conclusion

Ce montage, de dimensions restreintes, peut être incorporé à un oscillo de fabrication personnelle, suffisamment miniaturisé pour rendre l'ensemble facilement transportable. L'alimentation peut s'envisager sur piles ou mieux sur batteries par l'intermédiaire d'un convertisseur à transfo ferrite. Dans tous les cas, après avoir réalisé ou acquis un oscilloscope susceptible de rendre d'appréciables services, on pourra, au prix d'un investissement très modeste, l'adapter à la visualisation d'images TV de standard quelconque.

Patrick GUEULLE

FANATRONIC

CHOIX COMPLET DE KITS ET DE COMPOSANTS ELECTRONIQUES

ITT - SESCO - TEXAS - N.S. - R.T.C. - SEM - TEKO - KF - SAFICO - PIHER - PLESSEY - MECANORMA - VERO - AUDAX - ISKRA - O.K. - etc.

EXTRAIT DE NOTRE STOCK

C.I. T.T.L.		74,00, 401, 402, 403, 410, 420, 430, 440, 450, 451, 453,460	2,80		
TRANSISTORS					
Ac : 187	: 5,40	BC 109B	: 3,30 ZN 2222A	: 4,20	
AC 188	: 5,40	BC 109C	: 3,50 ZN 2646	: 10,80	
AD 161	: 7,70	ZN 708	: 4,40 ZN 2905A	: 5,40	
AD 162	: 7,70	ZN 1613	: 4,80 ZN 2907A	: 4,60	
BC 107A	: 3,30	ZN 1711	: 5,20 ZN 3053	: 5,20	
BC 107B	: 3,30	ZN 1890	: 4,60 ZN 3055	: 10,90	
BC 108B	: 3,30	ZN 1893	: 5,30 ZN 3819	: 5,20	
BC 108C	: 3,50	ZN 2218A	: 6,50 ZN 4416	: 11,60	
TRIACS		6A/400V	: 8,90	1°A/400V	: 13,70
KITS OK					
OK 21	Modulateur 3 voies			115 F	
OK 92	Alarme antivol pour auto, retardée, temporisée			105 F	
OK 106	Emetteur à ultra-sons, avec transducteur			85 F	
OK 108	Récepteur à ultra-sons, avec transducteur			95 F	
OK 86	Mini-fréquence-mètre digital — 0 à 1 MHz en 4 gammes			249 F	
OK 105	Mini-récepteur FM, avec écouteur			59 F	
OK 113	Compte-tours électronique digital			195 F	
0-9900	t/mn			59 F	
OK 61	Micro émetteur FM			74 F	
KITS IMD				74 F	
KN 7	Clignoteur secteur			159 F	
KN 23	Horloge, heures, mn, un battement sec				
CASQUES HI-FI					
Ind 806 BS	— 20 Hz/20 kHz - Puissance 0,5 W - réglable par boutons rotatifs - commutateur mono-stéréo			89 F	
IMD 808 VS	— 20 Hz/20 kHz - Puissance 0,8 W - réglable par potentiomètres linéaires - commutateur mono-stéréo			123 F	
INTERPHONE INS 2					
Se branche aux prises de courant - pas d'installation - pas de bruit de fond - Forme design. La paire					
				298 F	
AMPLI DE TELEPHONE "SPEAK-R-PHONE"					
Posez le combiné sur l'appareil et parlez les mains libres - haut-parleur séparé - bouton de réglage du volume - pile 9 V					
				159 F	
ENCEINTES ITT EN KIT					
Comprennent les panneaux avant et arrière, les hauts-parleurs, le filtre, la laine de verre, les vis, etc.					
— SPECIALE SONO 80 W - 4 voies - 8 ohms					
Boomer ø 38 cm - Médiums ø 21 et 13 cm - Tweeter à dôme. L'unité					
				815 F	
— SPECIALE SONO 50 W - 3 voies - 8 ohms					
Boomer ø 30 cm - Médium ø 13 cm - Tweeter ø 7 cm. L'unité					
				410 F	
MODULATEURS A MICRO INCORPORE PRINT-LIGHT					
Réagissent aux sons d'ambiance, musique, voix, bruit divers.					
— PRINT LIGHT 1 VOIE					
				220 F	
— PRINT LIGHT 3 VOIES					
				370 F	
— RAMPE DE 3 SPOTS					
				120 F	
— RAMPE DE 6 SPOTS					
				200 F	
PERCEUSE MINIATURE "APPLICATIONS RATIONNELLES"					
Indispensable pour les circuits imprimés et travaux précis.					
— Coffret de perceuse, coupleur de piles, 9 outils divers, 3 mandrins					
				99 F	
— Bâti-support de perceuse pour percages verticaux					
				43 F	
ALIMENTATION DT 125-110/220 V - 3/6/9 V - 300 mA					
Polarité réversible - prise de sortie multi-standard.					
				43 F	
CONDENSATEURS, FICHES, JACKS, POTENTIOMETRES, COFFRETS, CONTROLEURS, OUTILS, INTERS, TRANSFOS, TUBES, RELAIS, EPOXY, VOYANTS, etc.					

VENTE PAR CORRESPONDANCE
MINI 50 F + port 10 F jusqu'à 1 kg
Chèque à cde J.C.S. COMPOSANTS

92 NANTERRE

• 2, boulevard du Sud-Est, 92000 NANTERRE
Tél.: 204.63.81
(NANTERRE CENTRE - ANGLE RUE GAMBETTA ET PLACE GABRIEL PERI).

HEURES D'OUVERTURE : 9 h 30-12 h et
14 h-19 h - sauf LUNDI/MATIN
NANTERRE OUVERT DIMANCHE MATIN

92 ASNIERES

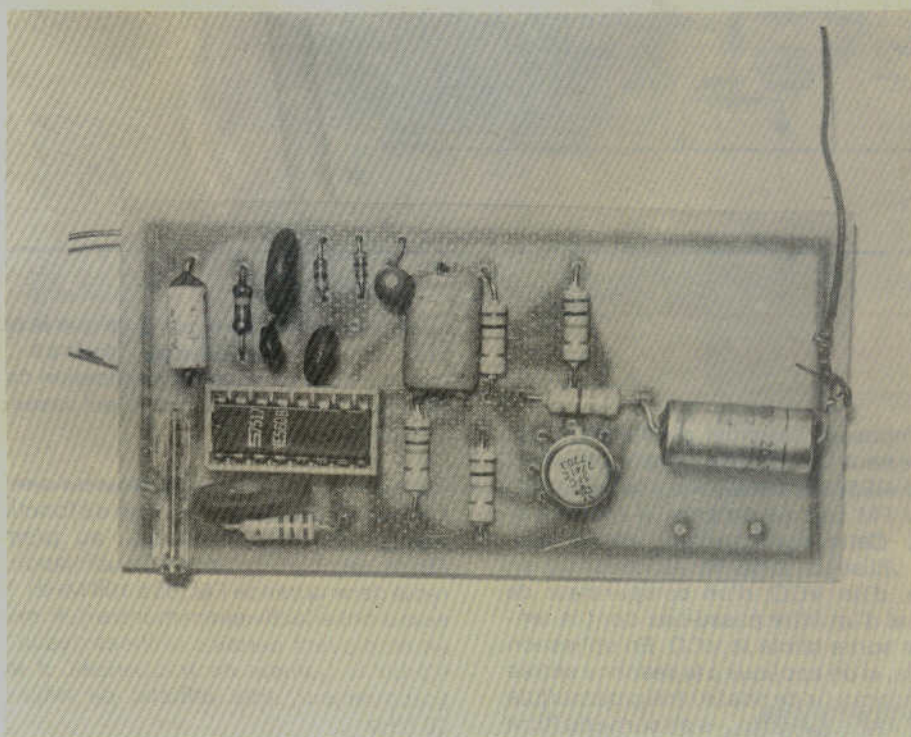
• 1, sq. des Anciens Combattants, 92600 ASNIERES
Tél.: 790.30.34
(ASNIERES GARE- 46, av. de la Marne)

MONTAGES PRATIQUES

Récepteur

F.M.

ultra-
simple



On rencontre un peu partout des schémas de récepteurs simples, relativement faciles à réaliser par des débutants, voire des enfants (jeux éducatifs). En AM, on utilise souvent le principe « reflex » à amplification directe, et en FM la superréaction, assez délicate à mettre au point. Tous ces montages, comme tous les récepteurs radio construits jusqu'à présent, nécessitent au moins un circuit accordé LC souvent délicat à reproduire exactement.

La description qui suit est celle d'un récepteur FM très simple, ne comportant rigoureusement aucun bobinage ni condensateur variable ou ajustable. L'élément d'accord est un simple potentiomètre de 10 k Ω , qui est le seul composant réglable de ce montage parfaitement reproductible en moins d'une heure.

Ceci est rendu possible par l'utilisation d'un circuit intégré bien connu de nos lecteurs, le NE 560 B de Signetics, circuit PLL qui fonctionne ici très en dehors de la plage d'utilisation normale annoncée par le fabricant, au prix d'une petite astuce. Ce récepteur n'a évidemment pas les qualités d'un tuner Hifi, mais il permet de recevoir les stations locales sur écouteur ou petit haut-parleur (5 à 12 cm) avec la clarté et la pureté qui caractérisent le procédé d'émission en FM. Le peu de composants utilisés permet d'envisager une présentation « de poche ».

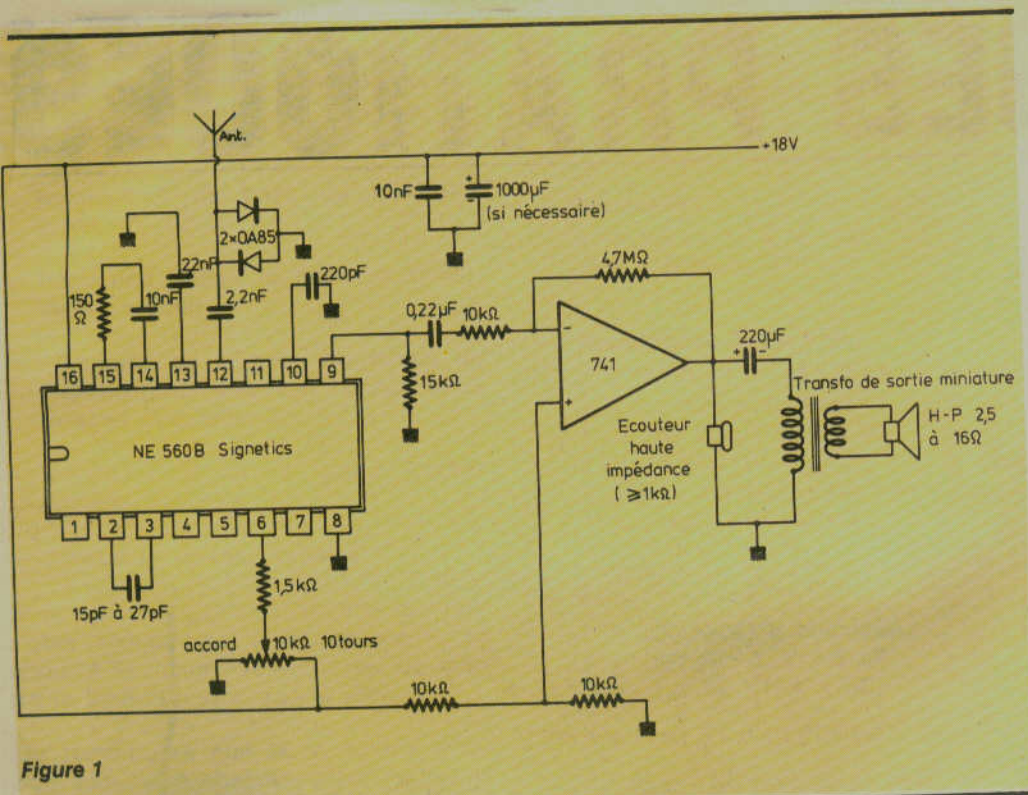


Figure 1

Le schéma de principe

Le composant essentiel de montage est, comme nous l'avons déjà signalé, un circuit intégré NE560B, circuit PLL monté en détecteur FM comme on peut le voir à la **figure 1**. Cette configuration, assez courante, utilise la mise en cascade, ou en boucle, d'un VCO, d'un comparateur de phase et d'un filtre passe-bas dont la tension de sortie pilote le VCO. En utilisation normale, si on applique à la seconde entrée du comparateur de phase un signal modulé en fréquence, on retrouve en sortie du filtre passe-bas l'information démodulée, à condition toutefois que le VCO soit accordé sur une fréquence très voisine de la fré-

quence d'entrée, de façon à ce que la boucle d'asservissement puisse se «verrouiller» en phase. L'application particulière que nous décrivons ici est basée sur la remarque suivante :

Les spécifications du constructeur annoncent une fréquence maximale de fonctionnement de 30 MHz ce qui, au premier abord, semble exclure toute utilisation directe dans la bande FM (85 à 108 MHz). Des essais ont effectivement montré que, même en employant certains artifices destinés à élargir la gamme de fréquences, il était, pratiquement, très difficile de dépasser 60 MHz.

Cependant, ces considérations ne s'appliquent qu'au VCO qui a la propriété de déli-

vrer un signal rectangulaire riche en harmoniques. Le comparateur de phase, lui, fonctionne encore assez correctement vers 100 MHz. Dès lors, il suffit d'accorder le VCO sur une fréquence sous-multiple de la fréquence à recevoir pour qu'un harmonique batte avec le signal incident, et pour que la boucle se verrouille, permettant la démodulation directe du signal antenne, avec une sensibilité avoisinant 300 μV, ce qui n'est pas si mal, compte-tenu des moyens mis en œuvre. Dans le montage pratique présenté ici, le filtre passe-bas est réalisé en montant en série une résistance de 150 Ω et un condensateur de 10 nF, et l'accord du VCO s'effectue au moyen d'un condensateur fixe de 15 pF et d'un potentiomètre de 10 kΩ qui permet de couvrir toute la bande FM.

Une protection d'entrée par deux diodes a été prévue pour éviter la destruction du circuit en cas de parasites violents.

Cette partie réception proprement dite est suivie d'un ampli BF réalisé à peu de frais au moyen d'un ampli opérationnel 741, alimenté sous la tension générale unique de +18 V (par exemple deux piles 9 V miniatures en série).

La sortie de cet ampli peut attaquer directement un écouteur ou un casque d'impédance supérieure ou égale à 1 kΩ, mais nous avons remarqué que la puissance de sortie disponible était suffisante pour alimenter un petit haut-parleur par l'intermédiaire d'un transfo de sortie miniature du genre de ce que l'on rencontre sur les postes à transistors de poche bon marché.

Ce n'est certes pas avec ce montage que le lecteur risque de s'attirer les foudres de ses voisins (aucun réglage de volume n'a d'ailleurs été prévu), mais l'écoute est malgré tout très nette jusqu'à une distance de 3 à 4 m du récepteur. Un coffret acoustique bien conçu disposé autour du HP et abritant le montage peut même conduire à un certain confort d'écoute.

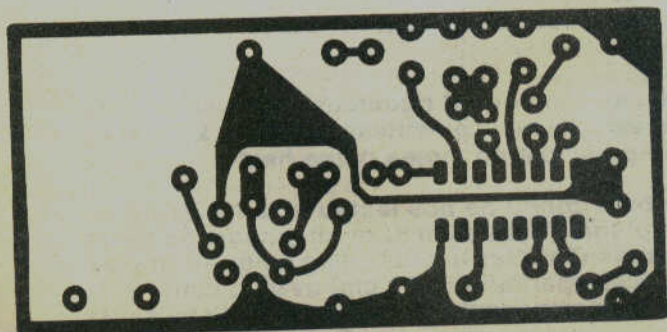


Figure 2

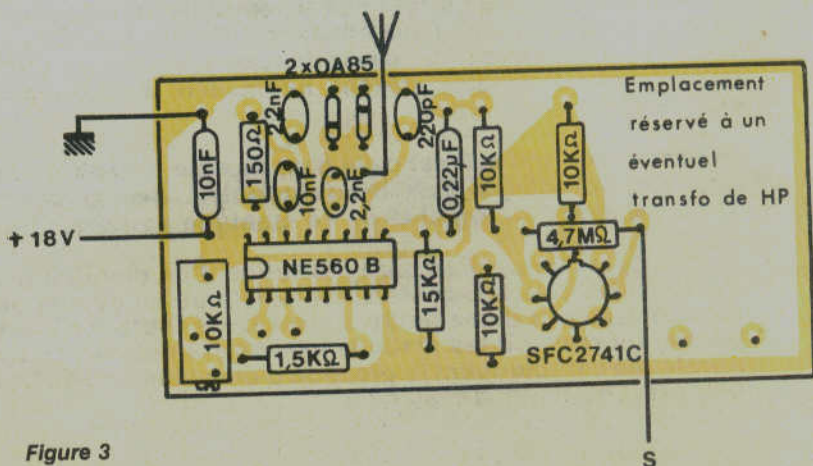


Figure 3

Montages

optoélectroniques

Allumage par transistor optoélectronique

L'optoélectronique étend ses applications dans tous les domaines. Voici une application d'une barrière lumineuse pour l'allumage des moteurs d'automobile et autres véhicules.

A la **figure 1** on donne le schéma du dispositif. Pour le moment nous donnons des renseignements sommaires sur ce circuit qui est un projet de SIEMENS. Dans ce projet on incorpore au distributeur, une barrière lumineuse, représentée à gauche et en haut du schéma. Elle est composée des deux parties suivantes : une diode lumineuse LED qui sert d'émetteur de lumière et d'un phototransistor qui fait fonction de récepteur. Entre les deux éléments de cette barrière se place un obturateur à fentes, tournant solidairement de l'arbre d'allumage. Cet obturateur fonctionne dans le champ des rayons infrarouges. Sa longueur est de 3 mm environ. Le disque à fentes tourne et il est calé de manière à ne laisser passer le rayon qu'au moment de l'allumage.

C'est la largeur de la fente qui détermine la durée de la mise sous tension. Le phototransistor F1 est monté en collecteur commun avec sortie sur l'émetteur. Le courant produit par ce phototransistor passe par la résistance R_2 de 27 k Ω .

Ce signal est appliqué par liaisons directes au transistor d'allumage dont le circuit émetteur-collecteur est en série avec le primaire de la bobine d'allumage. L'amplification est effectuée par T_1 , T_2 et T_3 .

On a réglé le courant de la LED à 20 mA grâce à la résistance R_1 de 680 Ω .

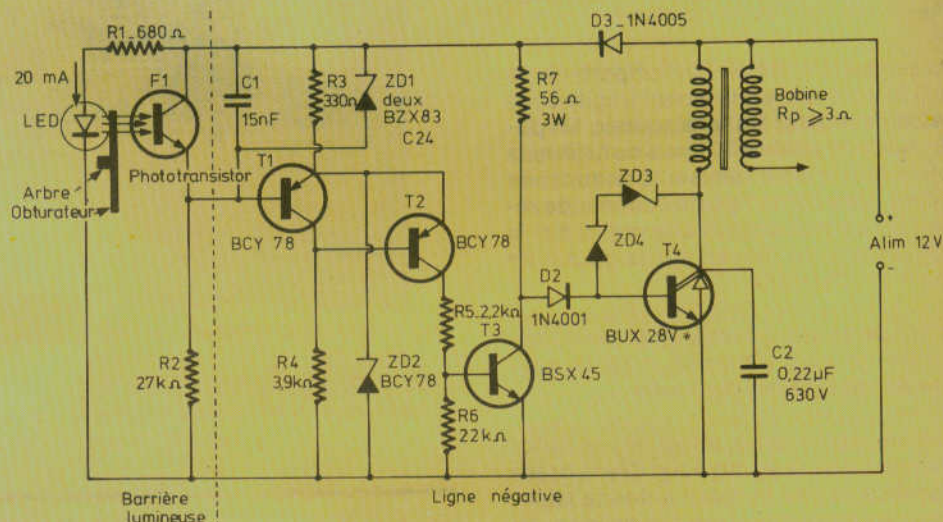


Figure 1

Remarquons les liaisons directes de l'amplificateur. Le collecteur de T_1 , qui est un PNP de type BCY 78, est relié à la base de T_2 du même type.

Le collecteur de T_2 est relié par R_2 de 2,2 k Ω , à la base du NPN, T_3 du type BSX 45 tandis que le collecteur de ce transistor est relié à la base de T_4 du type BUX 28 V, par l'intermédiaire de la diode D_2 du type 1N4001.

Les autres diodes sont $D_3 = 1 N 4005$, $ZD1 =$ deux 83 C24, $ZD3 =$ BZY 97 C 150, $ZD4 =$ BZY 97 C 200.

Comme l'indique la note technique du fabricant, il convient d'achever l'étude du projet avant de passer au stade de la fabrication en série.

Il faudra encore de nombreux essais portant notamment sur la résistance thermique des modules opto-électroniques. Les températures admissibles étaient jusqu'ici de 125 °C (boîtier métallique) et 80 °C (boîtier plastique). Les producteurs de dispositifs d'allumage voudraient pouvoir fabriquer des systèmes supportant une température de jonction de 135 °C. Les boîtiers en matière plastique

étant de loin les plus avantageux au point de vue prix, il s'agit de mettre au point des matières possédant la résistance thermique, la compatibilité avec les systèmes de semi-conducteurs et « l'ouvrabilité » voulues.

L'intérêt des études et essais concernant cette application sont considérables. Il s'agit principalement d'introduire en guise de rupteur, une barrière lumineuse à base d'éléments semi-conducteurs.

Par rapport à d'autres procédés électroniques existants le projet semble présenter des avantages.

On a déjà remplacé les contacts mécaniques par des capteurs à magnéto-résistance, des générateurs de Hall ou des capteurs inductifs. La barrière lumineuse aurait l'avantage d'être encore plus simple et de durer plus longtemps. Un problème cependant : la température élevée dégagée par le moteur à combustion et à laquelle sont soumis les éléments de la barrière lumineuse. Mais en se basant sur le développement actuel de la technique, il est permis de

Précisons que la consommation totale du montage sous 18 V varie de 20 à 30 mA suivant les crêtes de modulation rencontrées.

Réalisation pratique

Le faible nombre de composants a permis de câbler tout le montage sur un petit circuit imprimé mesurant 45×90 mm, dont la figure 2 donne le dessin de connexions, et la figure 3 le plan de câblage. Un emplacement a été prévu pour recevoir, si cette solution est retenue, le transfo de sortie et le condensateur de $220 \mu\text{F}$ servant à l'isoler en continu.

Il est conseillé d'utiliser un support, car le circuit intégré est relativement fragile sous les assauts répétés du fer à souder. Un potentiomètre ajustable 10 tours constitue la solution idéale pour réaliser la commande d'accord. Une petite tige de commande recevant un bouton pourra être collée sur la vis de réglage au moyen d'une goutte de cyanolite ou d'araldite.

A défaut de ce composant, un potentiomètre ordinaire peut convenir, mais la souplesse de réglage est diminuée.

Aucun réglage n'est à effectuer, le fonctionnement doit être immédiat dès le branchement de la pile et d'une antenne télescopique ou autre d'environ 1 m de long, en tournant le bouton d'accord.

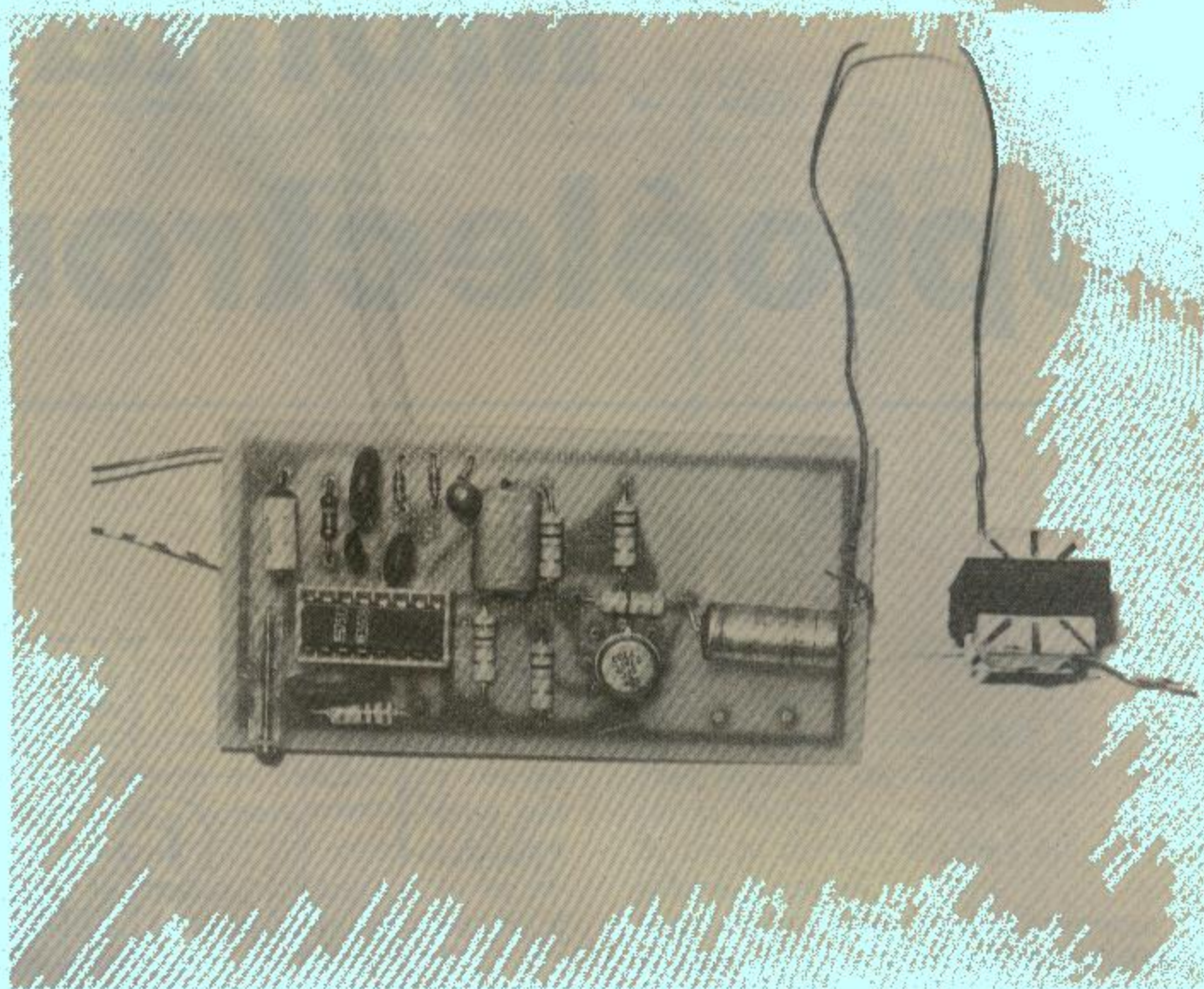
Toutefois, si un bruit saccadé se faisait entendre dans le HP, il conviendrait de découpler la pile par un condensateur chimique de $1\,000$ ou $2\,200 \mu\text{F}$.

Utilisation ;

ce récepteur s'apparente davantage au gadget qu'au poste à hautes performances. Il permet néanmoins une réception correcte de la FM sur antenne télescopique, dans la zone de réception confortable de l'émetteur local, et de capter les émetteurs un peu plus éloignés (50 à 80 km) en le branchant sur une bonne antenne de toit.

Le prix de revient et l'encombrement sont du même ordre que ceux des postes AM « gadget », ce qui permet, en voyage, de se munir d'un récepteur FM tenant dans une poche, ce qui est souvent bien agréable.

La grande simplicité de réalisation et l'absence de mise au point peuvent en faire un montage d'initiation à la radio pour enfants.



Utilisation avec un transfo de sortie pour haut-parleur. On remarquera le condensateur d'isolement de $220 \mu\text{F}$.

Nomenclature ;

- 1 circuit NE560B Signetics
- 1 circuit SFC274C Sescosem ou équivalent (741)
- 2 diodes de détection genre OA85
- Résistances $1/4$ W 5 % : 150Ω ; $1,5 \text{ k}\Omega$; $3 \times 10 \text{ k}\Omega$; $15 \text{ k}\Omega$; $4,7 \text{ M}\Omega$
- Condensateurs céramique ou nylon : $2 \times 10 \text{ nF}$; 15 pF ; $2 \times 2,2 \text{ nF}$; 220 pF ; $0,22 \mu\text{F}$
- Condensateurs chimiques : $220 \mu\text{F}$; $1\,000 \mu\text{F}$ (si nécessaire voir texte)
- Transfo de sortie et HP ou écouteur : voir texte
- Antenne télescopique ou prise d'antenne extérieure
- Potentiomètre $10 \text{ k}\Omega$ (si possible 10 tours)
- Circuit imprimé verre époxy.

NOUVEAU

- KITS et COMPOSANTS ELECTRONIQUES
- MINI-PERCEUSE
- PIECES DETACHEES RADIO-HIFI

S.P.E.D. Electronique
34 ter, rue de Dunkerque
75010 PARIS - Tél. : 878-54-89

Patrick GUEULLE

penser que les diodes électro-luminescentes et les phototransistors livrés aux usines d'électronique automobile posséderont une résistance thermique suffisante. Les problèmes d'entretien seraient pratiquement résolus si les véhicules étaient équipés d'origine de ce dispositif optique.

Bobine, rupteur et distributeur sont les éléments classiques permettant d'obtenir la tension voulue aux bobines d'allumage des moteurs automobiles. Les dispositifs de commutation des circuits de bobines par transistor sont particulièrement performants, économiques et peu polluants : le moteur tourne mieux et consomme moins, et les contacts s'usent moins vite.

Pour que la combustion du mélange carburé ait le meilleur rendement possible, il faut que l'étincelle produite lors de l'allumage soit aussi vive et longue que possible. Ceci dépend donc essentiellement de l'intensité dans le primaire de la bobine. Un allumage par transistor permet d'obtenir une intensité de 8 A, ce qui, associé à une tension inverse de plus de 400 V, dépasse largement les caractéristiques des allumages classiques alors qu'avec un rupteur dans le circuit primaire, la tension se limite à quelques volts.

Nous donnerons ultérieurement et au moment opportun, plus de détails sur cette étude et ses progrès.

(Doc. SIEMENS)

Détecteur de niveau logique H ou L

Lors des essais des appareils utilisant des circuits logiques il y a lieu de vérifier si les niveaux haut (H ou 1) et bas (L ou 0) sont bien obtenus en différents points des montages considérés.

Cela peut se réaliser avec un voltmètre mais le montage détecteur de niveaux de la **figure 2** permet la lecture en faisant apparaître en lettres lumineuses, H ou L selon le niveau existant.

Ce petit montage est d'une très grande simplicité, ne nécessitant qu'un circuit intégré logique très courant, un 7400 quadruple NAND dont on n'utilise que trois éléments et un cristal unique à sept segments a, b... g qui formeront les lettres :

H avec les segments f, e, g, b, c et L avec les segments f, e, d.

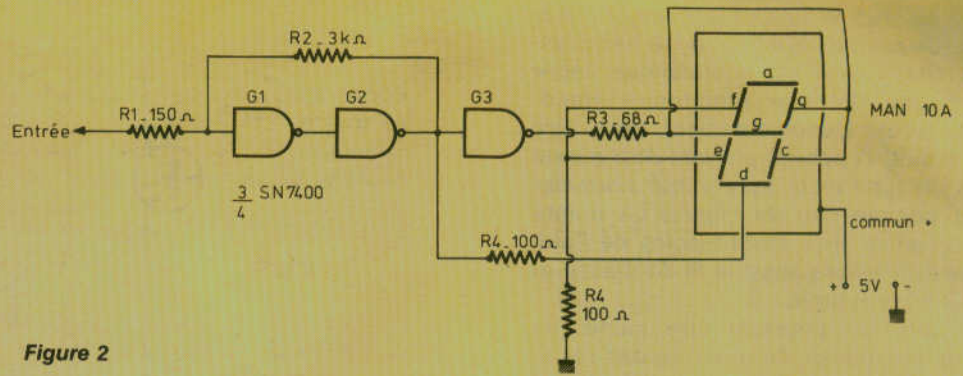


Figure 2

Ce « testeur » est prévu pour les montages à circuits intégrés TTL fonctionnant sur une alimentation de 5 V.

Lorsque la masse du testeur est réunie à la masse de l'appareil et l'entrée est reliée au point dont on veut connaître le niveau, le cristal indiquera L si le niveau est bas et H si le niveau est haut ou si le point est « en l'air ».

Les éléments NAND sont désignés par G₁, G₂, G₃, l'élément G₃ étant monté en inverseur.

On a monté les résistances R₃, R₄ et R₅ pour limiter le courant des LEDs à 10 mA.

La tension de 1,4 V est la tension frontrière entre les deux niveaux.

Si la tension au point d'entrée est inférieure à 1,4 V le niveau étant alors bas on voit qu'à la sortie de G₃ le niveau sera haut et il en sera de même des niveaux des segments g, b et c de l'afficheur. Ces segments ne s'illumineront pas car le « commun » est toujours au niveau haut.

Par contre les segments f et e s'illumineront étant en permanence au niveau bas par l'intermédiaire de R₅ reliée à la masse (négatif de l'alimentation 5 V).

De même le segment d s'illuminera, étant relié par R₄ à un point de niveau bas. Un L lumineux sera ainsi constitué.

Si, au contraire, l'entrée est au niveau haut, il en sera de même du segment d qui restera obscur.

D'autre part, les segments g, b et c, reliés par R₃ à la sortie de G₃, au niveau bas, s'illumineront.

Finalement, au niveau haut, un H apparaîtra, réalisé avec les segments f, e, g, b et c.

Remarquons que dans tous les cas f et e s'illumineront tandis que le segment a, non branché restera toujours obscur.

La construction de ce « testeur » peut s'effectuer dans un boîtier en plastique de petites dimensions, avec trois points de branchement :

1) une pointe d'essai représentant le point d'entrée.

2) un fil de masse relié au - 5 V de l'alimentation de même tension de l'appareil à vérifier.

3) un fil de V+ à relier au +5 V de ce même appareil.

Indiquons aussi que l'afficheur utilisé dans ce montage est un MONSANTO MAN 10A dont les segments ont l'anode commune reliée au +5 V et des cathodes distinctes désignées par a, b... g. Cet indicateur est dû à Andrzej Gorajek de Varsovie (Pologne) et sa description a été publiée dans Electronics.

Autre détecteur de niveau logique

Ce détecteur est intéressant par sa simplicité et ses possibilités (voir **figure 3**). Il ne nécessite pas d'afficheur à segments comme le précédent mais seulement trois diodes électroluminescentes LED.

L'une indiquera le niveau haut, la seconde le niveau bas et la troisième l'existence d'un signal à impulsions rapides.

On aura besoin des éléments suivants : un transistor NPN du type 2 N 3704, deux diodes D₁ et D₂ d'un type courant par exemple de 1 N914 d'un circuit intégré de la famille TTL, un 7404 comportant des éléments amplificateurs-inverseurs dont on n'utilisera que cinq éléments, un inverseur S₁, six résistances et un condensateur électrolytique de 10 µF 10 V service.

Les essais se feront à l'aide d'une pointe de touche appliquée au point du mon-

nérateur produisant ce courant aura une résistance interne R_0 de 50Ω . D'autre part la durée de l'impulsion t_i sera de $10 \mu s$ et la période du signal T , 100 fois la valeur de t_i . On mesurera sur l'écran de l'oscilloscope, le temps de montée t_r et celui de descente t_f .

On devra trouver $t_r = 500 \text{ ns}$ $t_f = 600 \text{ ns}$. Ce montage de mesure sera alimenté sous une tension continue de 45 V en ce qui concerne la photodiode PIN. Aucune tension d'alimentation ne sera nécessaire pour la LED qui sera attaquée par le signal à impulsions.

Remarquons que si $t_i/T = 0,01$ on a $T = 100 t_i = 1000 \mu s = 0,001 \text{ s}$ donc la fréquence du signal sera 1000 Hz . Voici à la **figure 7** le diagramme polaire

du courant de la LED V194P en fonction de l'angle d'incidence.

L'angle d'ouverture est deux fois l'angle d'incidence correspondant au courant moitié du courant maximum, celui-ci correspond à l'angle zéro d'incidence.

On voit que l'angle d'ouverture est deux fois 60° c'est-à-dire 120° comme indiqué plus haut. Cette courbe représente la fonction :

$$I_{rel} = \frac{I(\alpha)}{I(\alpha = 0)}$$

ou I_{rel} = courant relatif

I = courant mesuré pour un angle α donné

$I(\alpha = 0)$ = courant pour $\alpha = 0$ (Doc. TELEFUNKEN).

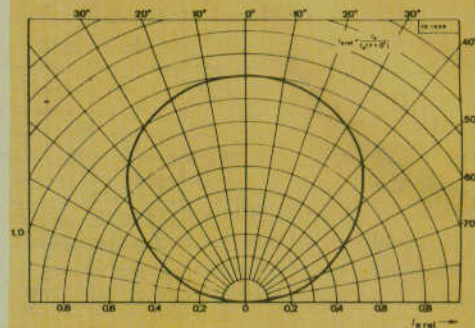


Figure 7

Le circuit intégré U 102 P, récepteur optoélectronique

Les CI comportant un composant opto-électronique sont assez rares. Celui proposé par Telefunken est le U 102 P qui comporte une entrée à photodétecteur, suivie d'un montage commutateur de seuil. Parmi les avantages d'un CI de ce genre citons les suivants : réduction du poids, de l'encombrement, simplification de la réalisation de la partie réception d'où économie et rapidité du montage et d'une vérification ou dépannage éventuels.

Plus particulièrement, le U 102 P permet la commande extérieure de la sensibilité de la lumière et de l'hystérésis. Les étages de sortie sont à collecteur ouvert ($U_{CE} = 30 \text{ V}$, $I_C = 70 \text{ mA}$) c'est-à-dire sans charges de collecteurs permettant à l'utilisateur de les monter extérieurement au CI ce qui a pour effet d'augmenter la puissance de sortie sans nuire au CI.

Le courant de repos est $I_{SR} = 2,5 \text{ mA}$, donc valeur très modérée.

Le U 102 P est monté en boîtier cylindrique à 8 fils dont la forme et les dimensions sont indiquées à la figure 8 ; on remarquera que le boîtier comporte à sa partie supérieure une fenêtre plate permettant l'application du signal lumineux à l'élément photo-électronique d'entrée.

La flèche R indique la fenêtre et la flèche A, la surface sensible de l'élément (voir figure 8).

Le boîtier est du type JEDEC MO 002 AG, poids $1,5 \text{ gramme}$. On donne les

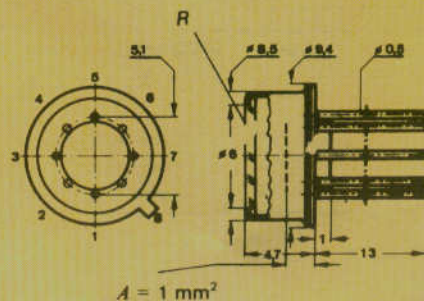


Figure 8

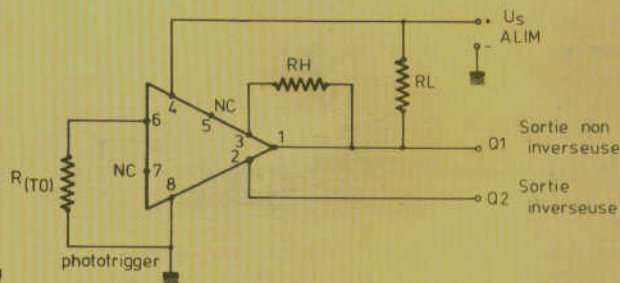


Figure 9

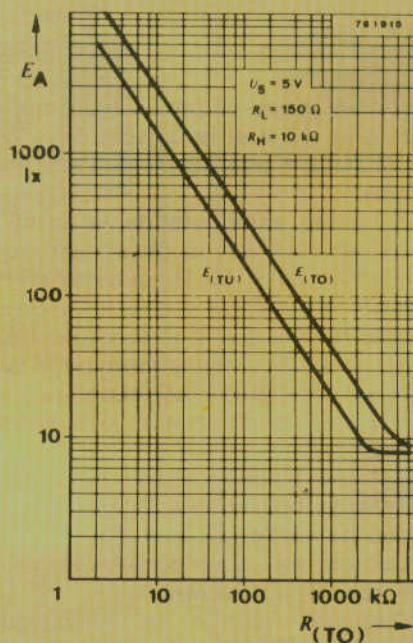


Figure 10

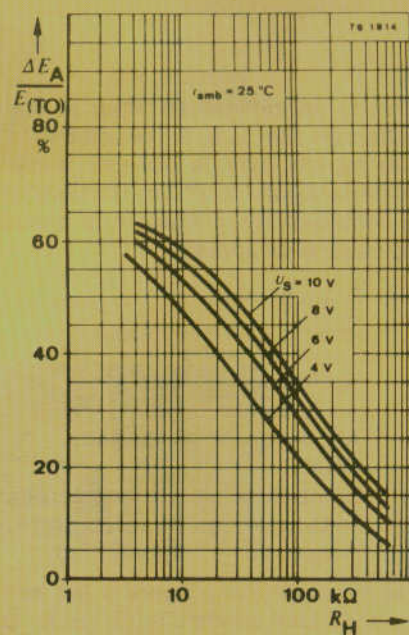


Figure 11

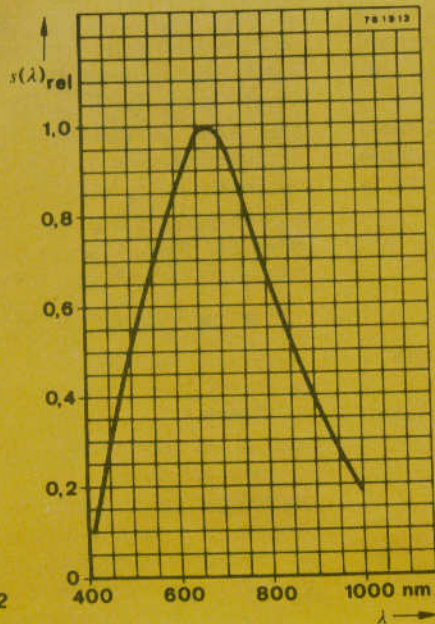


Figure 12

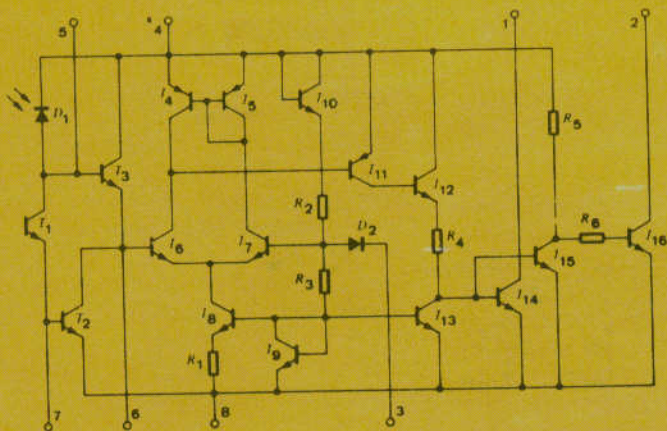


Figure 13

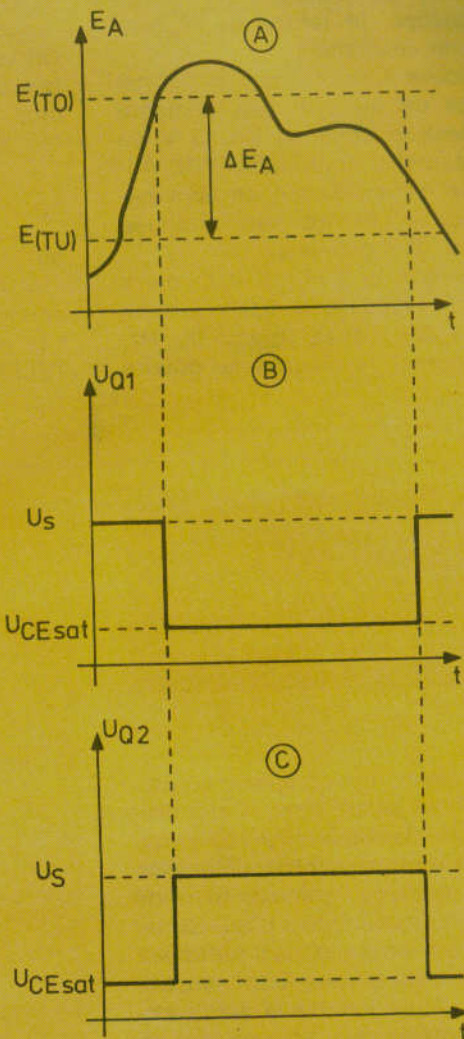


Figure 14

dimensions en millimètres. Pour le branchement des fils 1 à 8 (ce dernier en face du repère) voir le schéma d'application de la figure 9. D'une manière générale le brochage s'effectuera d'après les indications ci-après :

Broche	Branchement
1	Sortie
2	Sortie inversée
3	Hystérésis
4	+ Alimentation U_s
5	Anode de la photodiode
6	Seuil
7	Compensation de température
8	- U_s potentiel de référence (ou masse ou - alimentation).

Dans le montage de la figure 9 les deux sorties sont aux points Q_1 (fil 1) et Q_2 (fil 2). Le point 8 est, évidemment, à la masse et le point 4 au + $U_s = +$ ali-

mentation. Celle-ci peut être comprise entre 5 et 15 V et la tension de 5 V est recommandée pour la plupart des applications.

La charge extérieure de la sortie Q_1 non inverseuse est la résistance R_L reliant le fil 1 au + U_s . R_H détermine l'hystérésis.

Entre les fils 6 et 8 (masse) on trouve la résistance $R_{(T0)}$ qui détermine le seuil. Voici les caractéristiques absolues maxima de ce circuit intégré opto-électronique :

- Tension d'alimentation : $U_s = 15$ V.
- Tension collecteur-émetteur des étages de sortie : $U_{CE0} = 30$ V.
- Courant de collecteur des étages de sortie : $I_C = 70$ mA.
- Dissipation totale de puissance à $t_{amb} \leq 25^\circ C$: $P_{tot} = 400$ mW.
- Température de jonction : $t_j = 125^\circ C$.

- Gamme de température de stockage $t_{stg} = -55^\circ$ à $+125^\circ C$.
- Gamme de températures ambiantes $t_{amb} = -55^\circ$ à $+70^\circ C$.
- Température ambiante de jonction $R_{thJA} = 250^\circ C/W$ max.

Caractéristiques en fonctionnement normal à $t_{amb} = 25^\circ C$.

- Tension d'alimentation : $U_s = 5$ à 15 V.
- Courant de repos (à $U_s = 5$ V) $I_{GN} = 2,5$ mA B (typ.).
- Courant d'obscurité de collecteur ($U_{CE} = 5$ V, $E_A = 0$) : $I_{CO} = 50$ nA.
- Sensibilité (voir figure 10) : $R_{(T0)} = \infty$; $R_{(T0)} = 10$ k Ω ; $s_{(T0)} = 5$ l (typ.) ; $s_{(T0)} = 300$ lx (typ.).
- Hystérésis (voir figure 11) : ($R_H = 10$ k Ω) ; $\Delta s_H = 30\%$ $s_{(T0)}$.

- Fréquence de max. de sensibilité : $\lambda_p = 660 \text{ nm}$.
- Bande des fréquences (à 50 % de s) : $\lambda_{0,5} = 500 \text{ à } 860 \text{ nm}$.
- Tension de saturation collecteur-émetteur : ($U_s = 5 \text{ V}$; $I_c = 20 \text{ mA}$) : $U_{CESAT} = 0,3 \text{ V}$; ($U_s = 5 \text{ V}$; $I_c = 50 \text{ mA}$) : $U_{CESAT} = 0,4 \text{ V}$.
- Fréquence d'emploi : $R_{i(TO1)} = 50 \text{ k}\Omega$, $\Delta E_{BE} \leq 5 \% \cdot E_{i(TO1)}$; $f = 7 \text{ kHz}$.
- Caractéristiques de commutation : ($U_s = 5 \text{ V}$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{i(TO1)} = 0$ à infini, $R_{ii} = 0$ à infini, $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$).
Temps de monté : $t_r = 100 \text{ ns}$.
Temps de chute : $t_f = 100 \text{ ns}$.

Considérons la **figure 10**. En abscisses on a indiqué les valeurs de $R_{i(TO1)}$ (voir aussi **figure 9**) entre $1 \text{ k}\Omega$ et $10\,000 \text{ k}\Omega$ ou $10 \text{ M}\Omega$). En ordonnées on a indiqué les valeurs de E_A entre 1 et $10\,000 \text{ lux}$.

Les conditions de la mesure effectuée sur le montage de la **figure 9**, sont : $U_s = 5 \text{ V}$, $R_L = 150 \Omega$, $R_{ii} = 10 \text{ k}\Omega$. Remarquons que la sortie inverseuse Q_2 n'est pas utilisé et le fil 2 n'est pas connecté.

La résistance $R_{i(TO1)}$ décroît lorsque E_A augmente. On a mesuré l'hystérésis et

les résultats sont représentés à la **figure 11**.

En ordonnées le rapport

$$\frac{\Delta E_A}{E_{i(TO1)}}$$

$$E_{i(TO1)}$$

variation de l'éclairement E_A sur $E_{i(TO1)}$ éclairément de seuil. En abscisses $R_{i(TO1)}$ montée entre les fils 1 et 3, en $\text{k}\Omega$, de $1 \text{ k}\Omega$ à $1\,000 \text{ k}\Omega$ ($1 \text{ M}\Omega$), pour différentes valeurs de U_s : 10 V , 8 V , 6 V , 4 V , U_s étant la tension d'alimentation du montage. Température ambiante 25°C . A la **figure 12** on donne la variation de la sensibilité en fonction de la longueur d'onde de la lumière incidente.

En ordonnées $s(\lambda)$ rel = sensibilité relative (de 0 à 1) ; en abscisses la longueur d'onde λ en nanomètre, de 400 à $1\,000 \text{ nm}$.

Le maximum de sensibilité est atteint lorsque $\lambda = 650$ à 700 nanomètres .

A la **figure 13** on donne le schéma du montage intérieur du circuit intégré U 102 P.

D_1 est la photodiode. Le transistor final non inverseur est T_{14} dont le collecteur aboutit au fil 1 et le transistor final inverseur est T_{16} dont le collecteur aboutit au fil 2.

Le seuil de commutation $E_{i(TO1)}$ du montage, à la lumière du jour (à l'aide d'un luxolux) peut être déterminé à l'aide de la relation suivante :

$$25 U_s$$

$$E_{i(TO1)} = \frac{25 U_s}{R_{i(TO1)}} + 8 \text{ lux}$$

dans laquelle U_s est en volts, $R_{i(TO1)}$ en $\text{M}\Omega$. La différence ΔE_A est égale à $E_{i(TO1)} - E_{i(TV)}$ (voir **figure 10 et 14 A**).

A la **figure 14 B** on donne la forme du signal de sortie en montage commutateur, avec sortie non inverseuse Q_1 . En ordonnées U_{Q1} = tension de sortie en Q_1 ; en abscisses le temps t .

A la **figure C** on donne la forme du signal lorsque la sortie choisie est Q_2 , sortie inverseuse.

F. JUSTER



Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TELEVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

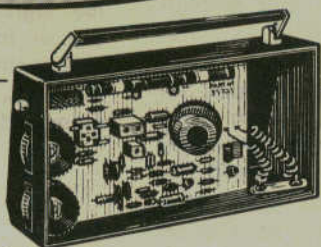
- Vous apprendrez MONTAGE, CONSTRUCTION ET DEPANNAGE de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, la

1re leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

SI VOUS HABITEZ EN FRANCE, POSSIBILITE D'ETUDES GRATUITES AU TITRE DE LA FORMATION CONTINUE.



Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA.

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLEMENT

DOCUMENTATION SEULE gratuitement sur demande

DOCUMENTATION + 1^{re} LEÇON GRATUITE

- contre 3 timbres à l'F (France)
- contre 4 coupons-réponse (Etranger).

INSTITUT SUPERIEUR DE RADIO-ELECTRICITE

ETABLISSEMENT PRIVE

ENSEIGNEMENT A DISTANCE TOUTS NIVEAUX (MEMBRE DU S.N.E.C.)

27 bis, RUE DU LOUVRE, 75002 PARIS (Métro: Sentier)
TELEPHONE: 231.18.67

VHF COMMUNICATIONS

A PUBLICATION FOR THE RADIO AMATEUR ESPECIALLY COVERING VHF, UHF AND MICROWAVES

VHF COMMUNICATIONS,

la meilleure revue technique spécialisée dans les VHF et les UHF et dont les montages sont presque tous disponibles en kits.

Convertisseur UKW BERICHTE

Parution trimestrielle, en anglais. Abonnement annuel (4 numéros) : **36,00 F**. Numéro d'essai, en anglais, contre **9,50 F**. Editions spéciales en Français (120 pages chacune) : F1 : **17,00 F** - F2, F3, F4 : **28,00 F** l'un. Frais d'envoi : **2,75 F** par numéro. Les 4 éditions « F » avec reliure : **116,00 F** (Franco)

F3

F2

F1

Sommaire et tarif des kits c/enveloppe timbrée à 1,45 F

Mlle MICHEL Christiane (F 5 SM) - F 89117 PARLY CCP 365.41 G DIJON

Applications des nouveaux transistors F.E.T. de puissance

Amplificateur de puissance : 40 W par canal

Les transistors à effet de champ, existent depuis de longues années, mais c'est seulement depuis peu de temps que l'on a réussi à réaliser des VMOS de puissance. La société SILICONIX a lancé dernièrement le VMP1 de structure verticale.

Présentement, on dispose de plusieurs VMOS de puissance fabriqués par la même société : VMP 2, VMP 21, VMP 22, VMP 11, VMP 12.

Avant d'indiquer les caractéristiques des transistors de cette série d'avant-garde, nous allons donner, pour nos lecteurs la description d'un amplificateur BF mono ou stéréo, de haute qualité, de 40 W par canal et à distorsion extrêmement réduite (< 0,04 %).

L'analyse et les documents schématiques permettront aux expérimentateurs d'essayer dans les meilleures conditions ce montage, étudié et proposé par SILICONIX.

Il ne s'agit pas d'un montage d'amateurs ni d'un appareil commercial vendu en kit. Nous donnerons ici tous les renseignements en notre possession.

Ce schéma ne donne que la composition d'un seul canal stéréo ou d'un amplificateur monophonique.

La puissance de 40 W sera donc à multiplier par 2 ou 4 si l'amplificateur est à deux ou quatre canaux.

A l'étage final, on a utilisé six VMP 12, dans un montage push-pull classe AB, avec trois VMP 12 en parallèle sur chaque branche du push-pull.

On notera que les transistors VMP 12, similaires aux VMP 1 ont été **sélectionnés** pour une tension de coupure de 90 V. En classe AB, il y a un courant de 300 mA de polarisation des trois VMP 12 en parallèle lorsqu'elle sont conductrices.

L'amplificateur a une distorsion, en boucle ouverte, relativement faible. La contre-réaction est de 22 dB. De même, la réponse en fréquence est excellente comme on le verra plus loin.

Un filtre est monté à l'entrée. En fonctionnement à boucle fermée, la réponse est linéaire jusqu'à 1 MHz. Cet amplificateur utilise plusieurs techniques différentes.

L'étage final comporte une branche en source commune et une en drain commun. La source des trois FET de l'étage inférieur (sur le schéma) sont mises à la ligne négative tandis que les drains des trois FET de l'étage supérieur sont reliés à la ligne positive d'alimentation de + 36 V. **La masse est au point commun des deux alimentations.**

Une rétroaction locale est produite entre le drain et la grille de l'étage à source commune, à l'aide du circuit à résistances R_{15} , R_{14} et condensateur C_5 .

A la **figure 2** on indique le principe de ce montage. Une analyse du circuit permet de voir que l'on a :

$$V_o = \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{g_m R_i}{1 + g_m R_i} V_i$$

et $Z_o = R_1 // \frac{1}{g_m}$

Les barres obliques signifient la mise en parallèle de R_1 et de l'inverse de la conductance g_m , assimilable à une résistance.

On obtient ainsi une bonne adaptation entre les deux signaux positifs et négatifs en classe AB.

Une diode zener peut être utilisée pour limiter le courant de sortie en limitant celui de grille.

Si la tension grille à source est limitée à 9 V, le courant de drain est limité à moins de 2 A.

L'étage final à six VMP 12 est précédé d'étages à transistors bipolaires en montage différentiel.

L'étage d'entrée comprend deux 2N 2222 : Q_1 reçoit sur la base le signal sortant du filtre. Q_2 reçoit le signal de contre-réaction pris à la sortie de l'appareil. L'étage suivant utilise les transistors PNP Q_3 et Q_4 associés à Q_7 , un PNP, servant de source de courant constant. Des collecteurs des transistors Q_3 et Q_4 , les signaux amplifiés sont transmis au circuit intégré CA 3045 à deux étages différentiels et ensuite aux transistors Q_5 et Q_6 qui constituent l'étage de commande de l'étage final.

Construction

L'appareil peut être monté selon un procédé quelconque, par exemple, comme le suggère le fabricant des VMOS, une platine imprimée.

A la figure 3, on donne le plan de cette platine. A gauche, la face « cuivre » sur laquelle apparaissent les connexions imprimées et à droite, les emplacements des composants avec, en grisé, les connexions vue par transparence.

Quatre fiches sont nécessaires pour le branchement de cet amplificateur (un canal) aux dispositifs extérieurs.

Le schéma théorique

A la **figure 1**, on donne ce schéma avec les valeurs des éléments. De plus, une liste détaillée des composants permettra de connaître des données ne figurant pas sur le schéma.

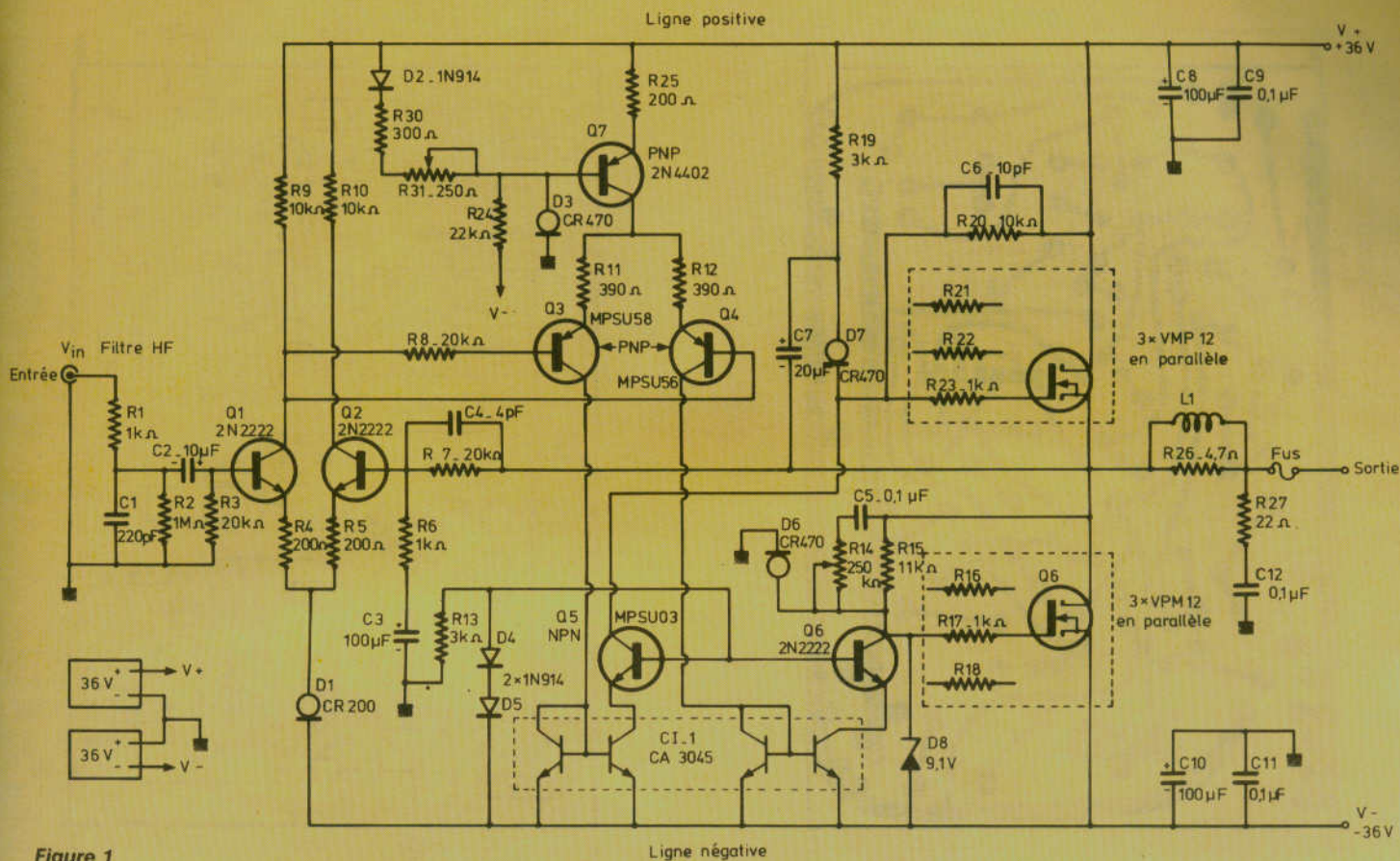


Figure 1

- (A) deux bornes + alimentation (V +) et - alimentation (V -) ;
- (B) une fiche d'entrée IN du signal à amplifier ;
- (C) une fiche de sortie OUT.

Remarquons que les fiches d'entrée et de sortie sont à deux points de branchement dont l'une est à la masse.

A la sortie on dispose de deux tensions, la tension **positive** de 36 V avec le - à la masse et la tension négative de 36 V avec le + à la masse. Pour plus de détails concernant la construction et la mise en place des composants de puissance, voir la note d'application DA 76-1 de SILICONIX.

$0,1 \mu\text{F}/100 \text{ V}$; $C_6 = 10 \text{ pF}/300 \text{ V}$; $C_7 = 20 \mu\text{F}/60 \text{ V}$; $C_8 = 100 \mu\text{F}/50 \text{ V}$; $C_9 = 0,1 \mu\text{F}/100 \text{ V}$ céramique ; $C_{10} = 100 \mu\text{F}/50 \text{ V}$; $C_{11} = C_{12} = 0,1 \mu\text{F}/100 \text{ V}$ céramique.

L_1 : bobine disposée à la sortie. Elle se réalise en enroulant une couche de spires jointes sur R_{26} , fil n° 26 = 0,4 mm de diamètre, 1 couché émail. Valeurs non critiques mais respecter la valeur du diamètre.

L'alimentation

On donne à la **figure 4** le schéma théorique de l'alimentation sur secteur 120 V. A l'entrée, côté prise de courant, on trouve deux condensateurs $C_2 - C_3$ de 100 pF antiparasites, un interrupteur SW1 shunté par C_1 de 10 nF et un fusible de 3 A.

Le transformateur a un secondaire de 25 + 25 V (50 V avec prise médiane) de 5 A alternatif.

On effectue le redressement avec un pont de quatre redresseurs BR1 et le filtrage avec deux condensateurs C_4 et C_5 de 9000 μF .

Résistances

Les valeurs sont indiquées sur la figure 1. Voici des indications complémentaires. R_{14} est une résistance ajustable de 250 k Ω ; R_{16} et R_{18} de 1 k Ω ne sont pas montées sur la platine imprimée. Elles doivent être disposées sur le radiateur. Il en sera de même de R_{21} et R_{23} de 1 k Ω . R_{31} est une résistance ajustable de 250 Ω . Toutes les résistances sont de 0,25 W à tolérance de 5 % sauf : R_{13} : 0,5 W ; R_{26} , R_{27} : 2 W.

Condensateurs :

$C_1 = 200 \text{ pF}$; $C_2 = 10 \mu\text{F}/6 \text{ V}$; $C_3 = 100 \mu\text{F}/6 \text{ V}$; $C_4 = 4 \text{ pF}/300 \text{ V}$; $C_5 =$

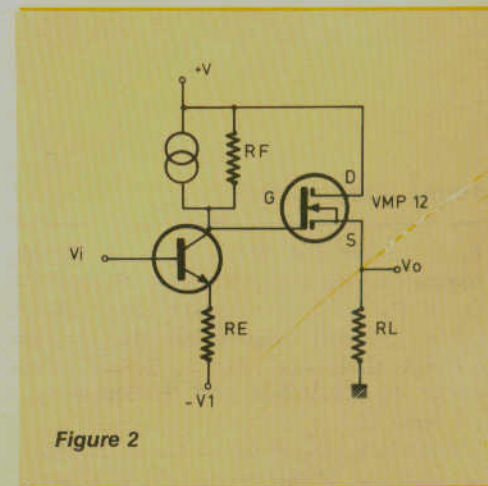


Figure 2

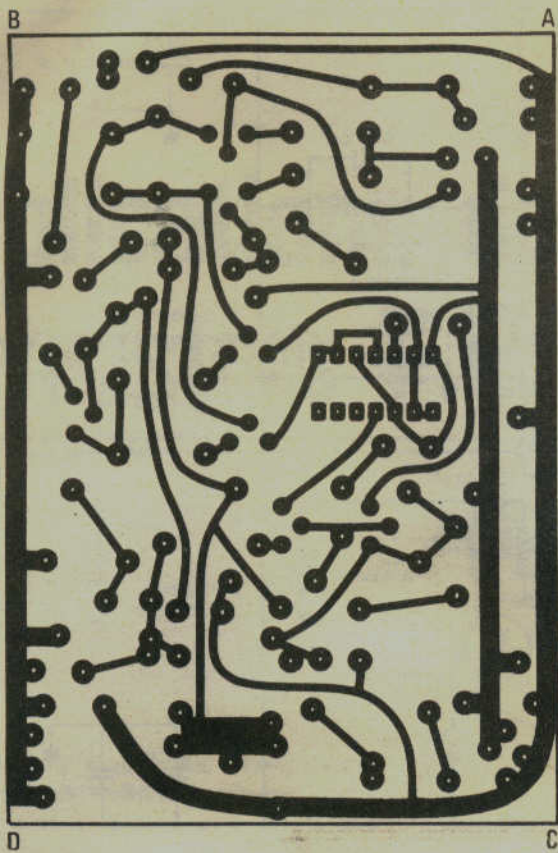
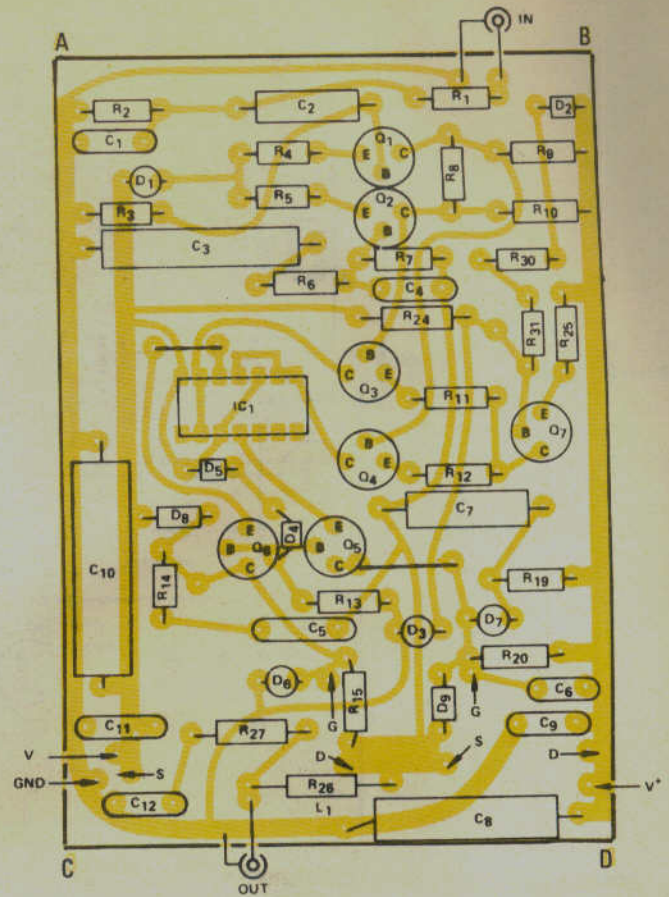


Figure 3



Nomenclature de l'alimentation (figure 4)

$R_1 = 300 \text{ k}\Omega/0,5 \text{ W}$; 5 % de tolérance
 $C_1 = 10 \text{ nF}/600 \text{ V}$ céramique ; $C_2 =$
 $C_3 = 1 \text{ nF}/600 \text{ V}$ céramique ; $C_4 =$
 $= 9000 \text{ }\mu\text{F}/50 \text{ V}$ électrolytique,
 $BR_1 =$ pont redresseur MOTOROLA MD
 980 - 2,
 $T_1 =$ par exemple TRIAD F 58 A,
 $F_1 =$ fusible 3 A,
 $SW_1 =$ interrupteur 250 V.

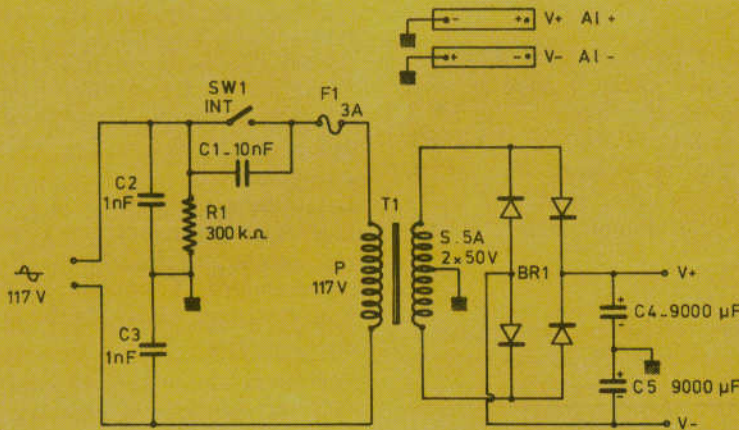


Figure 4

Résultats des mesures

A la figure 5 on donne deux caractéristiques importantes.

En A, la courbe de réponse de 10 Hz à 100 MHz. Elle est plate jusqu'à plus de 100 kHz.

A droite, les trois branches correspondent comme suit : en haut : en boucle fermée sans filtre HF, au milieu : en boucle fermée avec filtre ; en bas : en boucle ouverte.

En bas de la figure 5 (B) la distorsion

Autres composants

$F_1 =$ fusible 3 A. Diodes : $D_1 = CR 200$ régulatrice de courant 2 mA (Siliconix) ; $D_2 = D_4 = D_5 = 1N 914$; $D_3 = D_6 = D_7 = CR 470$ régulatrice de courant 4,7 mA (Siliconix). $D_8 = D_9 =$ diode zener de 9,1 V/500 mW (Motorola type 1N 5855 B).

Transistors : $Q_1 = Q_2 = Q_6 = 2N 2222$; $Q_3 = Q_4 =$ MPSU 56 ou MM 4033 Moto-

rola ; $Q_5 =$ MPSU 03 Motorola ; $Q_7 = 2N 4402$, Q_8 à $Q_{13} =$ VMP 12 Siliconix. Ces six transistors ne seront pas montés sur la platine imprimée mais sur des radiateurs.

DC 1 = CA 3045 RCA.

Radiateurs : 1 type 410 k Wakefield + 1 type 403 k même marque ou : 1 Thermaloy 6401 B + 1 Thermaloy 6430 B.

Radiateurs montés l'un sur l'autre pour recevoir trois boîtiers T03.

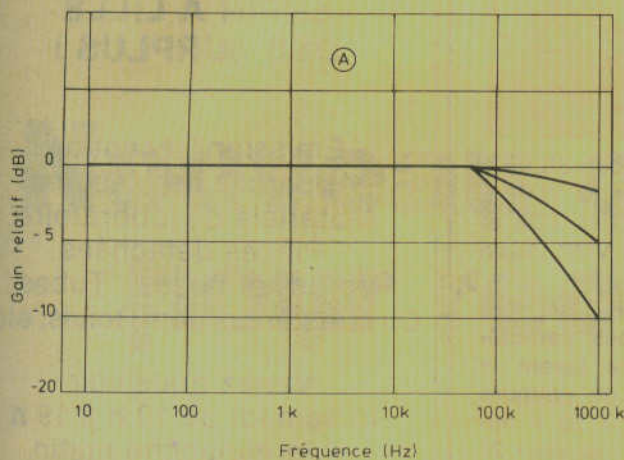


Figure 5 a

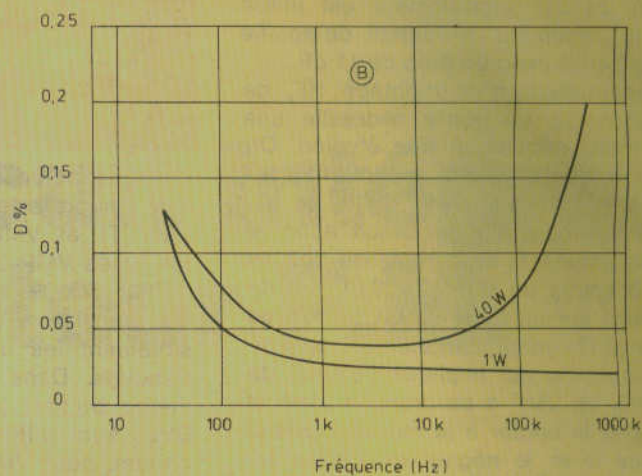


Figure 5 b

La courbe supérieure correspond à la puissance de 40 W et la courbe inférieure à la puissance de 1 W.

On peut constater que la courbe supérieure indique que :

à 30 Hz, $D < 0,12 \%$

à 200 Hz, $D = 0,05 \%$

de 200 à 6 000 Hz, $D < 0,05 \%$

à 100 kHz, $D = 0,12 \%$ environ.

Ce sont d'excellentes caractéristiques.

A la figure 6A on montre les essais en signaux rectangulaires. En haut : $f = 10 \text{ MHz}$, 40 W, $Z = 8 \Omega$. En bas : $f = 100 \text{ kHz}$, 40 W, 8Ω .

A la figure 6B : signal à 10 Hz, 32 V crête à crête.

En bas de cette figure : signal à 100 kHz, 40 W, sur $Z = 8 \Omega$, filtre et réseau d'amortissement déconnectés.

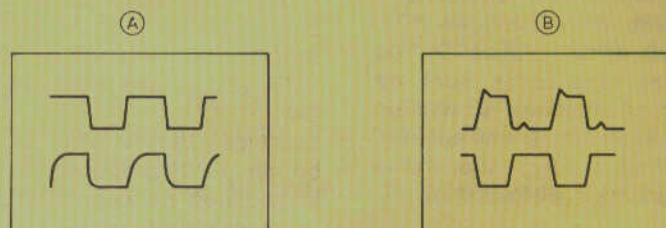


Figure 6

La mise au point est assez délicate et nécessite des appareils de mesure précis et de bonne qualité. Voir à ce sujet la notice citée plus haut.

Remarquons que ce montage est valable jusqu'à 1 MHz. La distorsion n'est que de 0,2 % à 600 kHz. Le haut-parleur limite toutefois la fréquence supérieure.

Le gain relatif est le même jusqu'à 1 MHz (voir figure 5A).

Avantages principaux

Puissance 40 W par canal ; réponse 1 Hz à 800 kHz ; distorsion 0,04 % à 1 kHz et à 40 W ; sortie protégée contre les courts-circuits.

Amplificateur 144 à 146 MHz

Voici à la figure 7 le schéma d'un amplificateur HF de puissance utilisant le VMOS VMP 1 don on a donné, dans un précédent article, plusieurs applications. Le VMP 1 est particulièrement apte à fonctionner comme amplificateur HF. Celui de la figure 7 est linéaire et peut être accordé entre 144 et 146 MHz.

Lorsqu'il est utilisé dans un émetteur, cet amplificateur peut fournir une puissance enveloppe de 5 W crête avec une distorsion d'intermodulation du second et du troisième ordre de -30 dB .

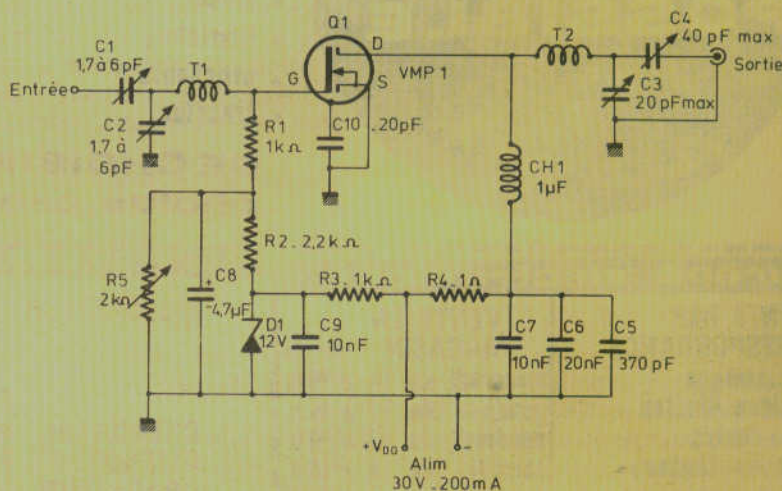


Figure 7

Le gain de puissance est de 12 dB minimum. Si cet amplificateur est utilisé dans un récepteur, le facteur de soufflage est de 2,4 dB avec un gain de 11 dB.

La construction d'un montage HF, de puissance de ce genre nécessite une disposition mécanique très étudiée. On peut voir que le signal appliqué à l'entrée, est transmis à la grille de Q_1 par l'intermédiaire d'un circuit accordé dont la bobine T_1 se caractérise comme suit : 8 spires de fil n° 24 (0,51 mm de diamètre) sur un tube isolant de 1/8 de pouce (3,175 mm). Enroulement en spires jointes ce qui implique l'emploi de fil émail. Le VMP 1 se branche avec la source et le boîtier à la masse. Celle-ci coïncide avec le négatif de l'alimentation de 30 V, 200 mA.

Sur le drain du transistor, on prélève le signal de sortie qui passe par un circuit comportant une bobine d'arrêt CH1 de 1 μ H et une bobine T_2 identique à T_1 . La régulation est assurée avec D_1 , de 12 V. Toutes les résistances sont de 0,5 W et les condensateurs à tension de service correspondent à une alimentation de 30 V. Pour des indications plus détaillées voir la notice du fabricant.

Caractéristiques générales des V MOS

La série actuelle proposée par SILICONIX comporte les types suivants VMP 1, VMP 11 et VMP 12 en boîtier TO3 et les types VMP 2, VMP 21 et VMP 22 en boîtier TO 39.

Les transistors VMP 1 et VMP 2 ont sensiblement les mêmes courbes caractéristiques. Dans chaque série (ayant le même boîtier) les tensions de coupure BV_{DS} sont différentes : 35, 60, 90 V minimum, pour VMP 21, VMP 2 et VMP 22 respectivement. (Voir les caractéristiques du VMP 1 dans le précédent article).

Grâce à la technologie MOS verticale, on a réalisé avec la famille VMP des tensions de claquage de 90 V (VMP 12 et VMP 22) et des courants de drain de 2A.

Les types VMP 2, VMP 21 et VMP 22 en boîtier TO39 procurent le maximum de possibilités de commutation en encombrement réduit. Les types VMP 1, VMP 12 et VMP 11, sont en boîtier TO3 pour une dissipation plus importante : 25 W à 25°C boîtier.

ENFIN A LILLE DES SURPLUS !

Emission/Réception
Appareils de Mesures
Matériels de laboratoire
Pièces détachées
Professionnelles : Tubes,
Circuits Imprimés, Relais, etc.

Venez nous voir
le samedi de 10 h à 19 h
et le dimanche matin

STRONIC

112, rue de Condé, 59000 LILLE

Indiquons que ces transistors ne coûtent pas très cher : quelques dizaines de francs chacun.

F. JUSTER

**OUI
C'EST
POSSIBLE**

DE TROUVER DES GAMMES complètes de COMPOSANTS ACTIFS et PASSIFS

180 modèles de CONNECTEURS, INTERRUPTEURS, VOYANTS.

- condensateurs
- transistors
- circuits intégrés
- triacs diacs
- diodes
- thyristors
- afficheurs
- transfos
- porte fusibles
- résistances
- plaques cuivrées
- claviers
- relais
- coffrets
- fer à souder
- soudure
- vu mètres
- convertisseurs
- minuteurs
- accessoires pour alarmes
- matériel psychédélique
- mini perceuse

DE CHOISIR SUR CATALOGUE d'après photos, croquis, caractéristiques.

DE PAYER MOINS CHER LES KITS :

MODULATEUR DE LUMIERE

2 CANAUX	2 x 800 W avec ampli	95,00
3	• • 3 x 800 W	115,00
4	• • 4 x 800 W avec micro	165,00
CHENILLARD	4 x 800 W vitesse réglable	150,00
CLIGNOTEUR	2 x 800 W vitesses réglables	80,00
GRADATEUR	800 W	60,00

DE RECEVOIR SANS FRAIS VOS COMMANDES de 70f mini

europa électronique

VENTE PAR CORRESPONDANCE

sur catalogue technique illustré contre 6,00f en timbres

80, Av Ampère
93370
MONTFERMEIL

VENTE EN MAGASIN

mercredi de 14 à 19 h
jeudi de 17 à 19 h
vendredi de 17 à 19 h
samedi de 14 à 18 h

33, Rte du chat
77
COURTRY

Nouveau circuit intégré pour récepteur F.M.

Les fabricants de semi-conducteurs proposent plusieurs fois par an, de nouveaux circuits intégrés, aussi bien de la catégorie « analogiques » (dits aussi « linéaires ») que dans la catégorie « logiques » (ou digitaux ou numériques).

Malgré le net progrès des CI logiques, des CI « linéaires » sortent régulièrement des laboratoires des fabricants. Certains sont des améliorations des CI existants, d'autres sont au contraire, nouveaux comme le TDA 1062 qui est spécialement destiné à la réalisation d'un bloc HF-OSC-Mél, sans transistor extérieur.

Son fonctionnement sur la gamme HF des FM, donc vers 100 MHz et l'accord par diodes à capacité variable (ou tout autre procédé) permet d'espérer qu'il y aura bientôt des blocs analogues pour la TV-VHF (vers 200 MHz) et peut-être pour la réception des UHF.

D'autres CI sont proposés par la plupart des fabricants pour la commande à distance des appareils radio ou TV ou autres.

En BF, on augmente la puissance de sortie des CI en y incorporant les étages finals et en rendant de plus en plus pratiques, le montage des radiateurs de dissipation de chaleur nécessaires, lorsque la puissance de sortie est supérieure à 1,5 W.

Le nouveau CI de Telefunken type TBA 1062 contient les éléments actifs nécessaires à la réalisation d'un bloc HF - mélangeur-oscillateur, constituant la tête HF d'un récepteur FM. Cette tête se nomme aussi, **bloc HF, sélecteur et même tuner**, ce terme désignant aussi, selon certains auteurs toute la partie d'un récepteur FM depuis l'entrée HF jusqu'à la sortie BF du détecteur.

Ce CI est une nouveauté dans son genre car jusqu'à présent, la partie qui précède la FI était réalisée avec des transistors discrets, c'est-à-dire individuels, extérieurs aux CI utilisés dans les autres parties du récepteur.

Grâce au TDA 1062, il sera possible, si on le désire, de constituer des récepteurs FM, uniquement avec des circuits intégrés, en les faisant suivre d'un CI amplificateur FI et détecteur et de divers préamplificateurs BF, amplificateurs et décodeurs si la stéréo est prévue.

L'analyse ci-après est effectuée d'après un document provisoire de Telefunken. Pour la réalisation matérielle du montage, on attendra les analyses plus détaillées du circuit définitif.

A la **figure 1**, on donne le schéma simplifié du CI avec l'indication des parties intérieures et parties extérieures les plus importantes.

En partant de l'antenne individuelle ou collective du récepteur, prévue pour la bande II FM, 88 à 108 MHz, on trouve le circuit d'accord HF relié, par le point 10 du CI au préamplificateur. Entre ce dernier et le mélangeur, se trouvent les circuits accordés intermédiaires, reliés aux points 3, 4 et 8.

Du mélangeur, le signal FI est transmis au filtre passe-bas qui « purifie » le signal, ne laissant passer que la FI. Elle est transmise au bobinage extérieur accordé sur 10,7 MHz par les points 13 et 14 du CI.

D'autre part, l'oscillateur est relié par les points 1 et 16 au bobinage oscillateur extérieur.

Le signal engendré par l'oscillateur est transmis à un étage amplificateur et le signal amplifié est appliqué au mélangeur.

Ce dernier recevant, d'une part le signal HF et d'autre part le signal HF local d'oscillateur, produit le signal FI transmis

au filtre passe-bas comme indiqué plus haut. L'alimentation est fournie par une source qui peut être une batterie ou un dispositif redresseur fonctionnant sur le secteur. On peut voir que l'alimentation est transmise au CI par le point 2 et stabilisée. La tension stabilisée est appliquée aux quatre circuits intérieurs suivants : oscillateur, mélangeur, amplificateur d'oscillateur et circuit de CAG.

Caractéristiques générales

Ce CI se distingue par sa nouveauté et par ses possibilités. Il permet une grande stabilité de la réception des stations et son rayonnement vers l'extérieur est très faible. Le souffle est réduit. Il possède un circuit de CAG utilisant une diode PIN extérieure.

Le TDA 1062 fournit une amplification importante et peut s'adapter aux divers

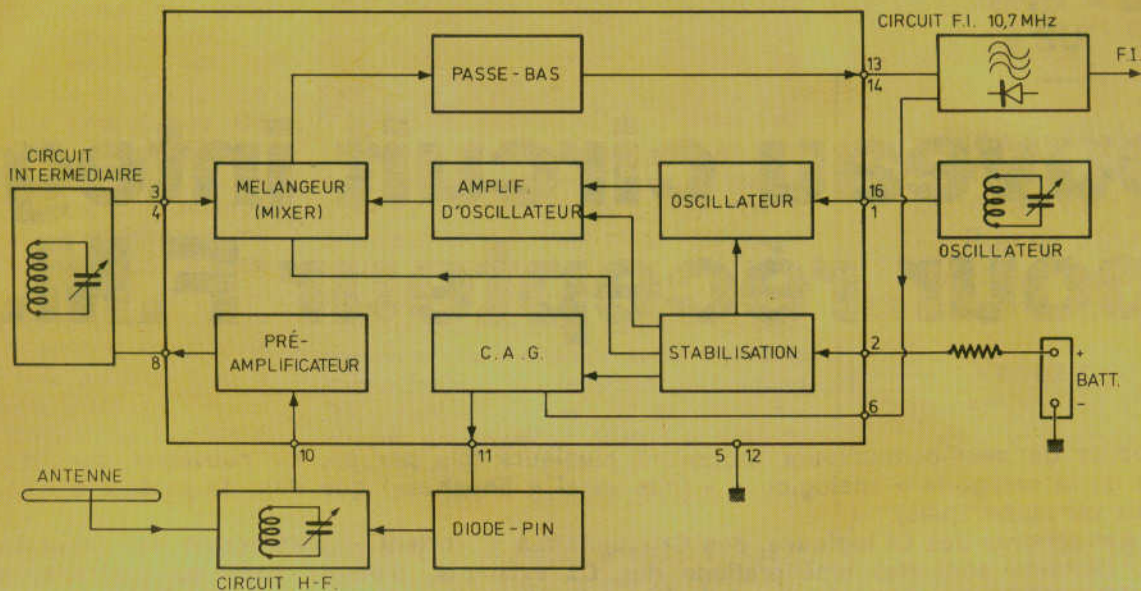


Figure 1

dispositifs d'accord tels que diodes à capacité variable, variomètre (c'est-à-dire bobinages variables) ou accord par condensateurs variables, selon le procédé classique qui n'est nullement à dédaigner car il a fait ses preuves.

L'emploi des diodes à capacité variable pour l'accord est toutefois recommandé. Les diodes permettent la variation de l'accord avec une tension variable entre 2 et 7,5 V. Aucun alignement n'est nécessaire ce qui réduit les frais de mise au point et évite par la suite la remise au point. Cette tension doit être stabilisée.

Le CI proposé est monté dans un boîtier rectangulaire à 16 broches de forme habituelle. Boîtier 20 A 16 DIN 41866 ou JEDEC MO 001 AC. Poids 1,1 g (voir figure 2). On pourra monter ce CI, si on le désire sur un support à 16 broches. Dans ce cas, ne jamais introduire ou enlever le CI du support si l'alimentation est connectée. Tenir compte du repère qui devra être également indiqué sur le support.

Caractéristiques absolues maxima

Tension d'alimentation point (6) : $U_S = 9$ à 15 V.

Dissipation de puissance à $t_{amb} = 85$ °C : $P_{tot} = 400$ mW.

Température de jonction : $t_j = 125$ °C.

Gammes de températures ambiantes : -25 à $+85$ °C.

Gamme de température de stockage : -55 à $+125$ °C.

Résistance thermique à la température ambiante : $R_{thJA} = 100$ °C/W.

Caractéristique de fonctionnement

Ce CI étant monté selon le schéma de la figure 3, le bloc HF fonctionnera dans les conditions normales ci-après.

La tension d'alimentation choisie sera de $U_S = 10$ V. Des mesures ont été effectuées à la température $t_{amb} = 25$ °C.

Comme points de référence on a pris la réunion des points 5 et 12 mis à la masse et au - alimentation.

Le courant total consommé pour le sélecteur est $I_S = 30$ mA. La gamme est couverte, avec accord par capacités variables, 88 à 108 MHz, la FI étant de 10,7 MHz.

On obtiendra l'accord désiré en faisant varier la tension alimentant les potentiomètres d'accord R_{11} à R_{15} , entre 2 et 7,5 V continu. Le dispositif 2 à 7,5 V sera décrit plus loin.

Le gain global de puissance est de 30 dB. Si P_e est la puissance d'entrée du signal HF et P_o celle du signal FI obtenu à la sortie, le gain sera $10 \log$ de P_o/P_e . La mesure du souffle (ou bruit) a donné un facteur $F = 5,5$ dB. On a également mesuré les largeurs de bande. En HF on a trouvé $B = 1,7$ MHz pour chaque position d'accord et en FI la bande est de 0,5 MHz.

La rejection de fréquence image est de 80 dB en HF et de 100 dB en FI.

Dans la gamme HF, 88 à 108 MHz, la variation de gain est de 1,5 dB.

Analyse du schéma théorique

Reportons-nous à la figure 9. En tenant compte de ce qui a été indiqué lors de l'analyse du schéma plus simplifié de la figure 8, il sera facile d'identifier les divers composants et leur fonction.

Le CI a été représenté avec le boîtier vu de dessus et les broches dans leur ordre réel.

Partons de l'antenne représentée au-dessus de la bobine L_{11} . Celle-ci est l'primaire du transformateur HF d'entrée dont le secondaire est L_{10} .

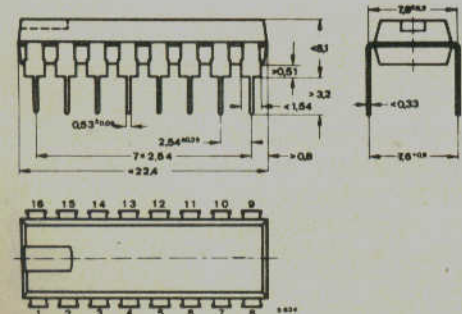


Figure 2

Ce secondaire est accordé par la double diode D_4 à capacité variable dont le point commun (cathodes des deux éléments réunies) est relié par la résistance de $56\text{ k}\Omega$ au curseur du potentiomètre d'accord R_{14} de $100\text{ k}\Omega$, linéaire.

Ce potentiomètre permet de faire varier la capacité constituée par les diodes D_4 en faisant varier leur polarisation inverse. Les anodes sont à la masse et les cathodes sont positives par rapport à la masse.

Ce système d'accord est également adopté pour les autres circuits HF accordés $L_4 - L_3 - D_1$, $L_2 - L_1 - D_2$ et celui d'oscillateur $L_5 - L_8 - D_3$.

Ces potentiomètres sont réglés une fois pour toutes, car la variation d'accord HF et oscillateur se fera avec R_{15} uniquement.

On trouve aussi l'alimentation de 10 V avec le $-$ à la masse et point 5 et le $+$ aux points 2 et 3 réunis.

L'accord en FI = $10,7\text{ MHz}$ est effectué par la bobine L_8 variable et la capacité fixe de 68 pF . Le signal FI est transmis à la sortie FI, de $50\ \Omega$, dont un point est à la masse. D_7 est la diode PIN reliée au point 11 d'accès au circuit CAG intérieur. Le circuit CAG est représenté en pointillés.

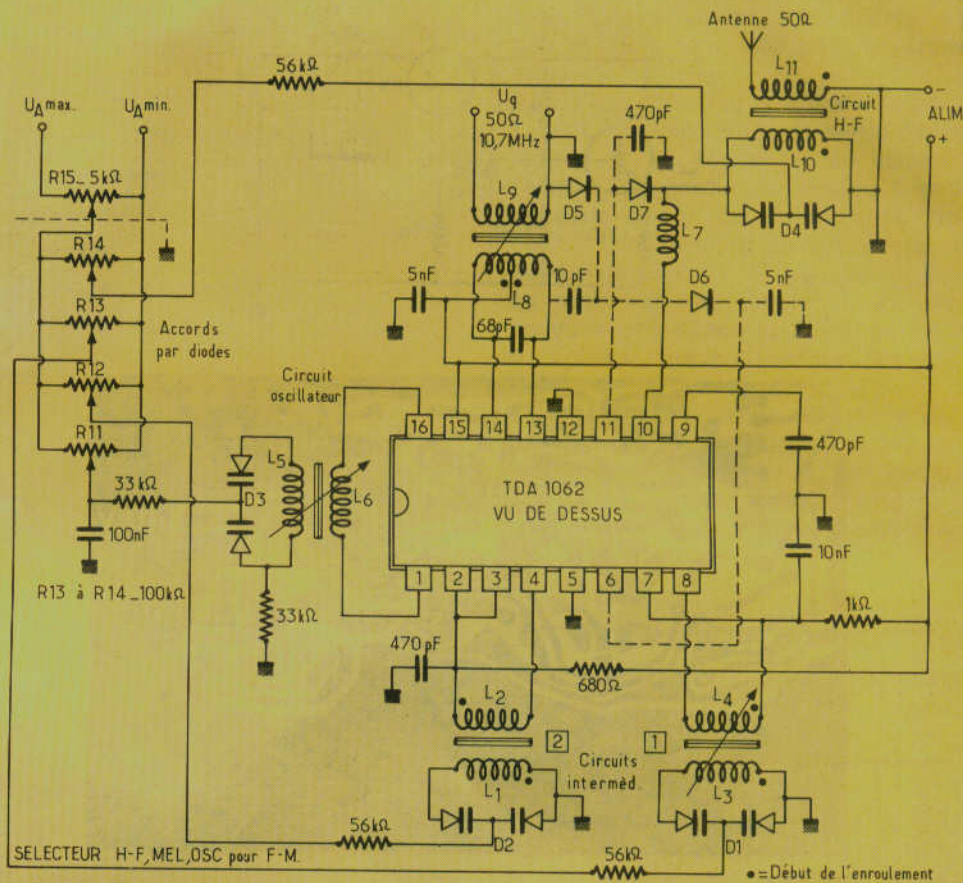


Figure 3

Bobinages

Il est possible de réaliser les bobinages analogues à ceux utilisés par le fabricant à condition de disposer des noyaux adoptés par celui-ci dans le montage type expérimental que nous venons de décrire.

Pour L_1 , L_6 , L_{10} et L_{11} on a utilisé des tubes de ferrite de 4 mm de diamètre extérieur de fabrication (allemande) **Kaschke de Göttingen** (Allemagne Fédérale) Noyau de $3/7,5 \times 0,5$ matériau K 3/12/100.

Pour L_8 et L_9 : filtre Vogt D4 $3/7,5 \times 0,5$ matériau Fi 0,5 F7. Les bobinages Vogt sont représentés en France par la société National.

Voici maintenant les caractéristiques des bobines L_1 à L_{11} réalisables avec les noyaux indiqués plus haut.

- L_1 : 5,75 spires fil de $0,8\text{ mm}$ de diamètre en cuivre argenté (Cu Ag).
- L_2 : 2,75 spires fil de $0,4\text{ mm}$ cuivre — L_8 (L_8 = couche de nylon sur émail).

Le bobinage $L_1 - L_2$ se réalise de la manière suivante : on enroule d'abord L_1 en commençant avec l'extrémité marquée par un point sur le schéma. En-

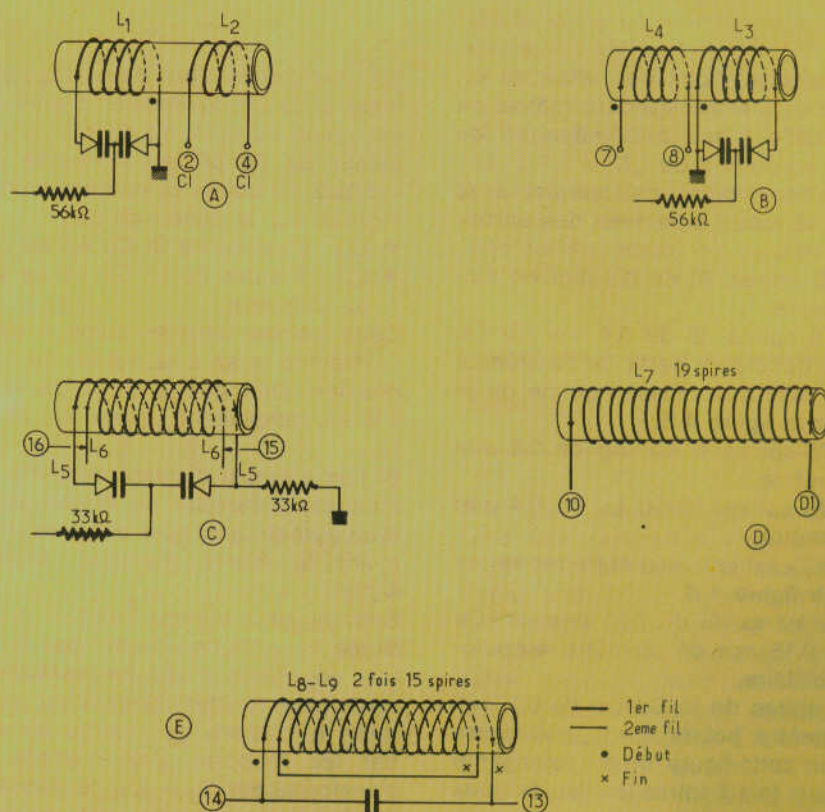


figure 4

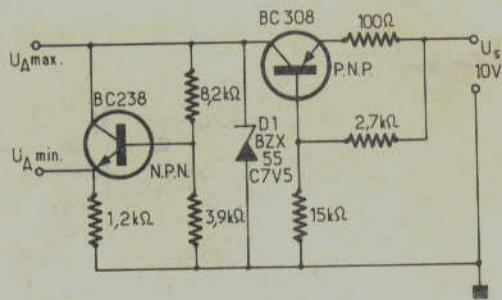


Figure 5

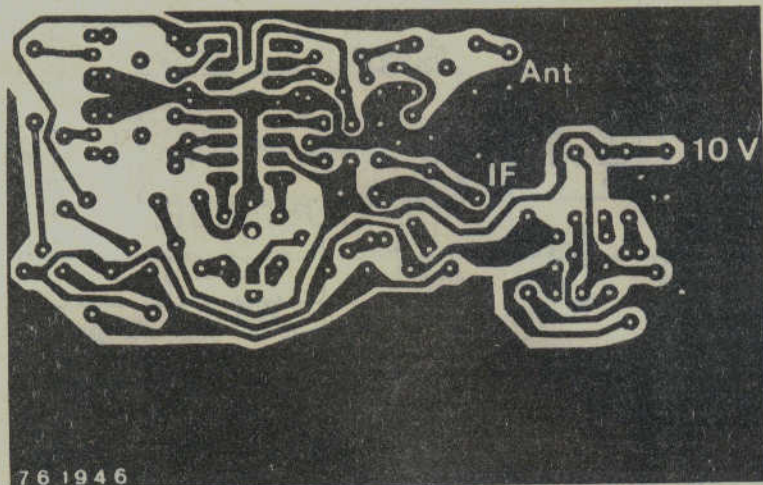


Figure 6

suite, à partir du point de masse de L_1 , on bobine L_2 , l'extrémité côté masse de L_1 étant celle reliée à la capacité de 470 pF et au point 2 du C1.

Pour plus de clarté, on montre à la figure 4 A le mode et le sens des enroulements L_1 et L_2 .

- L_3 : 5,75 spires, fil de 0,8 mm en cuivre argenté.
- L_4 : 4,75 spires, fil de 0,4 mm Cu Ls. L_4 sera bobinée à partir de l'extrémité de L_3 mise à la masse comme on le voit sur la figure 4 B.
- L_5 : 5,75 spires, fil Cu Ag de 0,8 mm de diamètre.
- L_6 : 3,75 spires, fil Cu Ls de 0,4 mm de diamètre.

La bobine L_6 est enroulée entre les spires de L_5 , voir figure 4 C.

- L_7 : 19 spires, fil de 0,15 mm, en Cu Ls de 0,15 mm de diamètre enroulement bifilaire.
- L_8 : 2 spires de fil Cu Ls, de 0,2 mm de diamètre, bobiné sur L_8 , voir figure 4 E. Sur cette figure, on n'a représenté que deux fois 7 spires (au lieu de deux fois 15).

Le commencement du premier enroulement est relié au point 14 du C1. La fin du premier enroulement est reliée au

commencement du deuxième enroulement et la fin du deuxième enroulement est reliée au point 13 du C1. Le condensateur de 68 pF est connecté comme indiqué. La bobine L_9 , de deux spires sera montée sur le milieu de L_8 .

- L_{10} : 6 spires de fil Cu Ag de 0,8 mm.
- L_{11} : 1 spire de fil Cu Ls de 0,4 mm de diamètre.

Cette bobine sera enroulée à partir de l'extrémité mise à la masse de L_{10} . Disposition analogue à celle de la figure 4 B en remplaçant L_4 par L_{11} et L_3 par L_{10} .

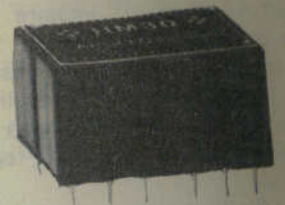
Si l'on emploie d'autres supports de bobines, à noyaux de ferrite, on prendra, autant que possible, des modèles ayant le même diamètre, c'est-à-dire 4 mm.

Bobiner alors comme indiquer plus haut. Si les accords ne peuvent pas être obtenus en raison d'une perméabilité différente des ferrites, augmenter ou diminuer le nombre des spires sans modifier les rapports. Par exemple par le transformateur $L_1 - L_2$, le rapport des nombres des spires est évidemment $5,75/2,75 = 2,09$. Une précision absolue n'est pas nécessaire. Effectuer des liaisons aussi courtes que possible.

APOLLO

ACOUSMAT

MODULES HYBRIDES...



BOITIER 24 PINS DIL
ALIMENTATION 24 V
PERFORMANCES
PROFESSIONNELLES

HM80: AMPLI ± 40 dB

3Hz à 200 KHz - 0,1% DIST.
NOMBREUX SCHÉMAS FOURNIS
AVEC CE MODULE: EQUALIZERS
FILTRES, OSCILLATEURS ETC.

HM70: PRÉAMPLI 70dB

FAIBLE BRUIT - 0,05% DIST.
UTILISATIONS P.U. MICRO
TÊTE MAGNETIQUE ETC...

HM30: COMPRESSEUR 34dB

COMPLET - 0,3% DIST. -
LA QUALITÉ D'UN MATÉRIEL
DE STUDIO DANS UN BOITIER
MINIATURE 33x20x15 MM

DOCUMENTATION ET TARIFS
SUR SIMPLE DEMANDE.....

EGALEMENT: ETUDES, SOUS-
TRAITANCE, PROTOTYPES,
GRAVURE FACES AVANTS,

QUALITE - DELAIS RAPIDES
PRIX COMPETITIFS.....

ACOUSMAT - APOLLO ELECTR.
22 RUE SAINT-AMBROISE
PARIS 75011 TEL 357.16.97

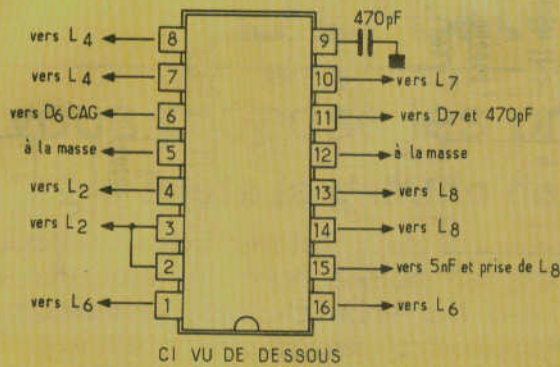


Figure 7

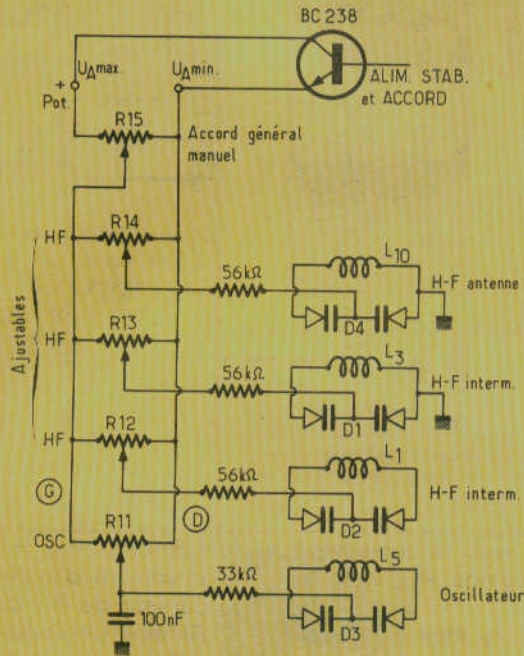


Figure 8

Modification des impédances

L'antenne prévue est de 50Ω (L_{10}). Cette valeur a été choisie sur le montage d'essais parce que l'impédance de 50Ω est celle de sortie de la plupart des appareils de mesure de grande classe. Pour une autre valeur, il faudra modifier le nombre des spires de L_{10} . En effet, si l'on désigne par Z_{10} et Z_{11} les impédances, on a :

$$\frac{Z_{10}}{Z_{11}} = \left(\frac{n_{10}}{n_{11}} \right)^2 = 36$$

n_{10} et n_{11} étant les nombres des spires. Comme $Z_{11} = 50 \Omega$, on aura $Z_{10} = 36 \cdot 50 = 1800 \Omega$. Soit le cas de $Z_{11} = 75 \Omega$ au lieu de 50Ω .

On aura alors :

$$\frac{Z_{10}}{Z_{11}} = \frac{1800}{75} = 24$$

$$\text{donc : } \left(\frac{n_{10}}{n_{11}} \right)^2 = 24$$

ce qui donne, $n_{10}/n_{11} = 4,89$ et comme $n_{10} = 6$ spires, on trouve $n_{11} = 6/4,89 = 1,22$ spire.

Un calcul analogue permettra de déterminer n_{11} pour toute autre valeur d'impédance. Par exemple si $Z_{11} = 300 \Omega$, le nombre des spires sera, racine carré de deux (1,414) fois celui du nombre des spires valable 75Ω , ce qui donne $1,414 \cdot 1,22 = 1,72$ spire.

A noter toutefois qu'aux fréquences aussi élevées que celles de ce montage (de l'ordre de 100 MHz) les nombres des spires sont réduits et la longueur des connexions compte dans la valeur du

coefficient de self-induction L , de la bobine. Une précision très grande n'est pas possible sans retouches expérimentales.

En ce qui concerne le transformateur F_1 , $L_9 - L_{10}$, l'impédance de sortie est également 50Ω , également en raison de l'emploi d'appareils de mesure à entrée de cette valeur. On pourra donc modifier L_9 si nécessaire de la manière indiquée plus haut.

La règle est très simple : si Z'_{10} est la nouvelle impédance et Z_{10} l'ancienne, on multipliera l'ancien nombre des spires par la racine carrée de Z'_{10}/Z_{10} .

Exemple : la nouvelle impédance de L_9 doit être 2000Ω . On aura alors $2000/50 = 40$ et la racine carrée de 40 est 6,32. Comme le nombre des spires de L_9 est 2, la nouvelle valeur de ce nombre sera $6,32 \cdot 2 = 12,64$ spires.

Alimentation des potentiomètres d'accord

Sur le schéma de la figure 3, le potentiomètre de réglage d'accord, R_{15} de $5 \text{ k}\Omega$ linéaire, est connecté en deux points $U_A \text{ max}$ et $U_A \text{ min}$.

Les points seront reliés aux points portant la même indication du montage d'alimentation stabilisée de la figure 5. On utilise dans ce montage trois semi-conducteurs, les transistors BC 308, PNP, le BC 238 NPN et la diode zener D_1 , type BZX 55 de $7,5 \text{ V}$ qui fixe la tension entre collecteur de la BC 308 et la masse, à $7,5 \text{ V}$.

La tension $U_A \text{ max}$ est obtenue sur le collecteur de la BC 238 et la tension $U_A \text{ min}$ sur l'émetteur de ce transistor.

Montage

Bien que l'appareil décrit ne soit pas encore une réalisation mais une analyse d'un dispositif nouveau, nous donnons quand même, à la figure 6 le plan de la face cuivre de la platine imprimée qui a servi aux ingénieurs qui ont étudié cette maquette, pour sa construction. Cette platine n'est pas vendue dans le commerce. La platine a les dimensions suivantes : $100 \times 63 \text{ mm}$.

Pour se repérer, on tiendra compte des indications suivantes :

1) Le CI apparaissant vers le milieu de la platine est vu de dessous, donc à l'opposé de la vue des figures 2 et 3. De

Le fait, le point 5 qui est mis à la masse est le cinquième de la rangée de gauche à partir du bas où se trouve le repère.

Pour plus de clarté, nous reproduisons à la **figure 7** les broches (ou « points » de terminaison) du CI, tel qu'il est vu sur la **figure 6**.

2) Les bornes Antenne et 10 V (= U_s) sont indiquées, ainsi que la borne IF ($F_i = U_i$).

La platine est entièrement métallisée sur la face cuivre sauf sur les plages noires. La grande surface blanche est à la masse, mais il y a un grand nombre d'îlots blancs isolés entre eux et par rapport à la surface de masse.

Système d'accord

A la **figure 8** nous reproduisons le détail du système d'accord où U_a max = + 7,5 V environ et U_a min = + 2 V environ, par rapport à la masse et négatif de la tension d'alimentation U_s de 10 V.

On sait que lorsqu'une diode à capacité variable est au maximum de polarisation inverse (par exemple, l'anode à zéro volt et la cathode au + 7,5 V) sa capacité est au minimum de valeur donc la fréquence du circuit accordé est au maximum.

De même, si la polarisation inverse est au minimum (cathodes à + 2 V par exemple) la fréquence sera au minimum (maximum de capacité d'accord).

Cela admis, lorsque les curseurs des potentiomètres R_{11} à R_{14} sont tournés vers la ligne de gauche (G), la fréquence d'accord est au maximum et dans le cas contraire, vers (D), la fréquence est la plus faible. Il en est de même pour R_{15} qui servira de réglage général.

Pour effectuer l'alignement on procédera aux opérations suivantes :

1° Régler l'accord de la bobine L_8 sur 10,7 MHz. Pour cela, on branchera un générateur accordé sur cette fréquence au point d'entrée du mélangeur (entre 5 et 4 du CI) et on connectera un voltmètre électronique à la sortie FI (tension U_i) (voir figure 9).

La bobine L_8 se réglera par déplacement du noyau.

2° Régler l'oscillateur sur la fréquence f_0 prévue.

Lorsque l'accord HF est sur le minimum, 88 MHz, celui de l'oscillateur sera sur $88 + 10,7 = 98,7$ MHz ou $88 - 10,7 = 77,3$ MHz. Choisissons la valeur la plus petite, 77,3 MHz.

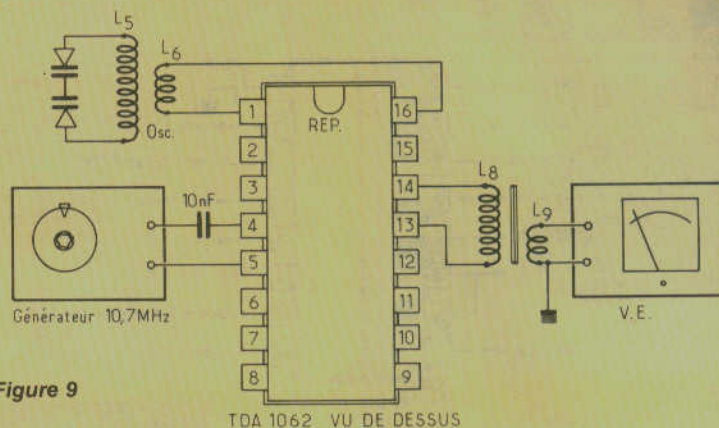


Figure 9

TOA 1062 VU DE DESSUS

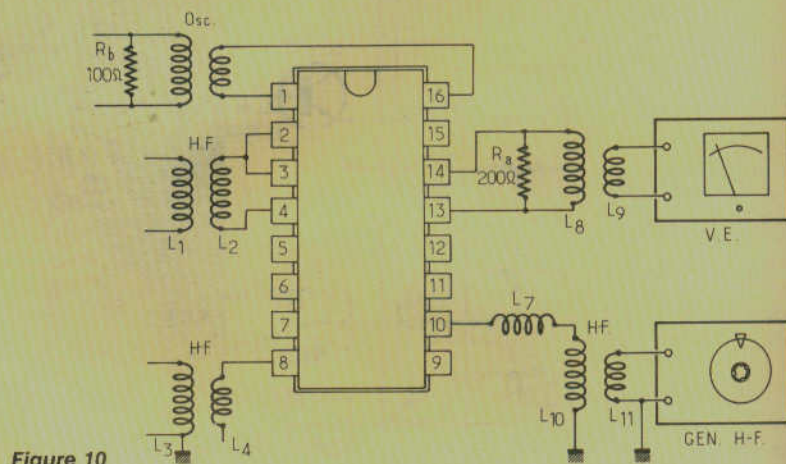


Figure 10

3° Réglons alors R_{11} avec le curseur en position médiane. Réglons R_{15} vers U_a min.

4° Appliquons à l'entrée antenne un signal HF à 88 MHz. Ce signal parviendra aux circuits HF L_{10} , L_3 et L_1 et sera transmis au mélangeur même si l'accord de ces bobines est inexact (voir figure 10). Le mélangeur amplifiera ce signal et on le retrouvera à la sortie FI. Pour obtenir ce résultat, on amortira fortement L_8 avec $R_a = 200 \Omega$ et la bobine d'oscillateur L_5 avec $R_b = 100 \Omega$.

Le voltmètre électronique donnera alors une indication.

5° Avec le générateur accordé sur 88 MHz et le voltmètre électronique branché comme le montre la **figure 10**, on procédera à l'accord des bobines HF à l'aide de noyaux des bobines L_{10} , L_3 et L_1 . Préalablement, le curseur du potentiomètre R_{15} sera à l'extrémité reliée à U_a min et ceux des potentiomètres R_{12} , R_{13} et R_{14} au milieu de leur course. Lorsque l'indication du VE (voltmètre électronique) sera au maximum, on procédera à la suite de l'alignement selon l'opération ci-après.

6° Le montage de la figure 10 sera toujours valable.

Accorder le générateur HF sur 108 MHz. Ne pas toucher aux noyaux mais aux po-

tentiomètres R_{12} , R_{13} et R_{14} pour obtenir le maximum d'indication du VE. Placer le curseur de R_{15} du côté de U_a max.

7° Refaire plusieurs fois les opérations 5 et 6 jusqu'à ce que les réglages des noyaux et ceux des potentiomètres d'accord ne donneront plus aucune amélioration. Enlever les résistances d'amortissements R_a et R_b des bobines FI et d'oscillateur.

8° Procéder à l'accord de l'oscillateur. A cet effet, utiliser encore le montage de la figure 10. L'appareil fonctionne en HF, mélange et oscillation.


9° Placer le curseur de R_{15} du côté de U_a min et régler l'accord de l'oscillateur avec le noyau jusqu'à déviation maximum du VE.

10° Placer le curseur R_{15} du côté de U_a max et régler l'accord de l'oscillateur avec le potentiomètre ajustable R_{11} .

11° Répéter les opérations 9 et 10 autant de fois que nécessaire.

Cette méthode peut s'appliquer à d'autres sélecteurs à accord par diodes à capacité variable.

On a vu précédemment que la bande passante des circuits HF est de 1,7 MHz, donc relativement large. Cela facilitera les opérations d'alignement.


GW 30  **AMPLI-PREAMPLI STEREO**
2x12 WATTS EFF./8 Ω

THD 1 kHz : 0,6 %
 POSSIBILITES D'ENTREES :
 phono 3,5 mV, tuner 180 mV,
 auxil. 80 mV, Monitor 180 V,
 out. 30 mV
 Réglage des correcteurs de
 tonalité
 - basse : ± 10 dB à 100 Hz
 - aigus : ± 10 dB à 10 kHz

LOUDNESS | + 6 dB à 100 Hz
 + 8 dB à 10 kHz

High Filter : - 10 dB à 10 kHz
 Possibilité de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes utilisables
 séparément
 Sortie haut-parleur : impédance 4 à 8 Ω

● **PRESENTATION** : Coffret bois, couleur Noyer. Face avant anodisée. Couleur Sleever
 Dimensions : L 400xH 90xP 180 mm **PRIX 510 F**

IC 150  **AMPLI-PREAMPLI STEREO**
2x17 WATTS EFF./8 Ω

THD 1 kHz : 0,2 %
 HD 1 watt : 0,08 %
 Bde pass. : 25 à 19 500 Hz

POSSIBILITES D'ENTREES :
 phono I (magnét.) 2,5 mV,
 phono II (magnét.) 2,5 mV,
 auxil. 180 mV, tuner 180 mV

Monitoring : RCA in 180 mV, out. 180 mV
 DIN in 180 mV, out. 30 mV

Tonalité | haut : ± 11 dB
 bas : ± 11 dB

LOUDNESS : sortie casque 300 mW. Possibilité de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes 4 à 16 Ω, utilisable séparément

● **PRESENTATION** : Coffret métal noir. Face avant anodisée. Couleur Champagne Gold
 Dimensions : L 370xH 120xP 230 mm **PRIX 720 F**

IC 300  **AMPLI-PREAMPLI STEREO**
2x34 WATTS EFF./8 Ω

THD 1 kHz : 0,2 %
 HD 1 watt : 0,09 %
 Bde pass. : 20 à 20 000 Hz

POSSIBILITES D'ENTREES :
 phono I (magnét.) 2,5 mV,
 phono II (magnét.) 2,5 mV,
 auxil. 180 mV, tuner 180 mV

Monitoring : RCA in 180 mV, out. 180 mV
 DIN in 180 mV, out. 30 mV

FILTRES : haut - 10 dB, bas - 10 dB
 Réglage des corrections : tonalité haut ± 10 dB, bas ± 10 dB

PROTECTION ELECTRONIQUE
 Possibil. de commutation de 1 ou 2 paires d'enceintes de 4 à 16 Ω

● **PRESENTATION** : Coffret métal noir. Face avant anodisée. Couleur Champagne Gold. Glace Black-out. Indicateur de modulation par 2 grands VU-METRES couleur bleu.
 Dimensions : L 410xH 140xP 300 mm **PRIX 990 F**

IC 302  **TUNER AM-FM STEREO**

3 GAMMES D'ONDES
 FM-MPX-PO-GO
 MUTING et AFC en façade
 Gammes couvertes :
 - FM : 88 à 108 MHz
 - PO : 540 à 1 600 kHz
 - GO : 150 à 350 kHz

Sensibilité FM : 1,8 mV. Circuits HF-AM à circuit intégré
 Réponse : 30 à 19 000 Hz

● **PRESENTATION** : Capot métal noir. Face avant anodisée. Couleur Champagne Gold. Glace noire
 Dimensions : L 410xH 140xP 300 mm **PRIX 790 F**


IC 312  **AMPLI-TUNER**
2x34 WATTS EFF./8 Ω

Combinaison de :
 l'AMPLI-PREAMPLI IC 300
 et du TUNER IC 302
 Mêmes caractéristiques et
 même présentation que ces
 2 appareils
PRIX 1 350 F

LES CHAINES SUPER-PROMOTION

 N° 1

● **GW 30.** Ampli préampli 2x12 watts.
 ● **1255 B.** Platine Garrard à courroie. Bras en S. Socle, couvercle, cellule magnétique.
 ● 2 enceintes ASD 12 X à 2 voies.
 La chaîne complète .. 1 290 F

 N° 2

● **IC 150.** Ampli préampli 2x17 watts.
 ● **1255 B.** Platine Garrard à courroie, complet.
 ● 2 enceint. ASD 20 X à 3 voies
 La chaîne complète .. 1 650 F

 N° 3

IC 300. Ampli-préampli 2x34 W
 ● Platine Akai AP 001 complète avec cellule. Audio Technica ASD 40.
 ● 2 enceintes à 2 voies. 40 watts.
 La chaîne complète .. 1 950 F

 N° 4

● **IC 300.** Ampli-préampli 2x34 watts
 ● Platine Technics SL 20 compl.
 ● Enceintes L.E.S. 35 B 3 voies
 La chaîne complète .. 2 450 F

 N° 5

● **IC 300.** Ampli-préampli 2x34 watts
 ● **IC 302.** Tuner AM/FM.
 ● Platine Thorens TD 166. Cell. Shure avec socle et couvercle
 ● 2 Enceintes 3A APOGEE.
 La chaîne complète .. 3 300 F

 N° 6

● **IC 300.** Ampli-préampli 2x34 watts
 ● **C 534 D.** Platine K7 Akai Dolby
 ● **SL 20.** Platine Technics complète.
 ● 2 enceintes 3A « Apogée »
 La chaîne complète .. 3 750 F

 N° 7


● **IC 300.** Ampli-préampli 2x34 watts
 ● **CS 34 D** Platine K7 Akai
 ● **AP 001** Platine-Disques Akai
 ● 2 Enceintes Martin Lab MKII
 La chaîne complète .. 3 750 F

 N° 8

● **IC 312.** Ampli-tuner 2x34 watts
 ● **AP 001** Platine Disques Akai complète.
 ● **B3X 2** Enceintes Siare
 La chaîne complète 2 600 F

 N° 9

● **IC 312.** Ampli Tuner 2x34 W.
 ● **TD 166.** Platine-Disques Thorens. Cellule Shure avec socle et couvercle.
 ● 2 Enceintes 3A, « APOGEE »
 La chaîne complète 3 100 F

 N° 10

● **IC 312.** Ampli Tuner 2x34 watts.
 ● **SL 20.** Platine Technics complète.
 ● 2 Enceintes Martin Lab MKII
 La chaîne complète 3 450 F

 N° 11

● **IC 312** Ampli Tuner 2x34 watts.
 ● **SL 23** Platine Technics complète.
 ● 4000 DS MKII
 ● 2 Enceintes L.E.S. 35 B.
 ● Platine Magnéto Akai à bande.
 La chaîne complète 4 350 F

 N° 12

● **IC 312.** Ampli Tuner 2x34 watts.
 ● **SL 23** Platine-Disques Technics complète.
 ● 2 Enceintes Celestion Ditton 44.
 La chaîne complète 4 150 F

 **CHAINE N° 1**

● **5530** Ampli Tuner GO/FM 2x22 watts
 ● **SL 23.** Platine Technics complète.
 ● 3 A « APOGEE » 2 enceintes de grande classe.
 La chaîne complète 3 950 F

 **CHAINE N° 2**

● **7730.** Ampli tuner PO/FM 2x40 watts.
 ● **TD 166** Platine avec cellule Shure. Socle et couvercle.
 ● 2 Enceintes : Au choix soit MARTIN LAB MKII soit ESS LAB III.
 La chaîne complète 5 200 F

 **CHAINE N° 3**

● **9930** Ampli tuner PO/FM 2x70 watts.
 ● **SL 1500.** Platine Technics. Cellule Shure M 95 ED.
 ● **CELESTION DITTON 66.** 2 Enceintes MONITOR.
 La chaîne complète 8 650 F

 **CHAINE N° 4**

● **9930.** Ampli Tuner PO/FM 2x70 watts.
 ● **THORENS.** Platine TD 145 complète. cellule Shure 91 ED.
 ● 3 A Allegretto
 2 Enceintes HI-FI.
 La chaîne complète 7 200 F