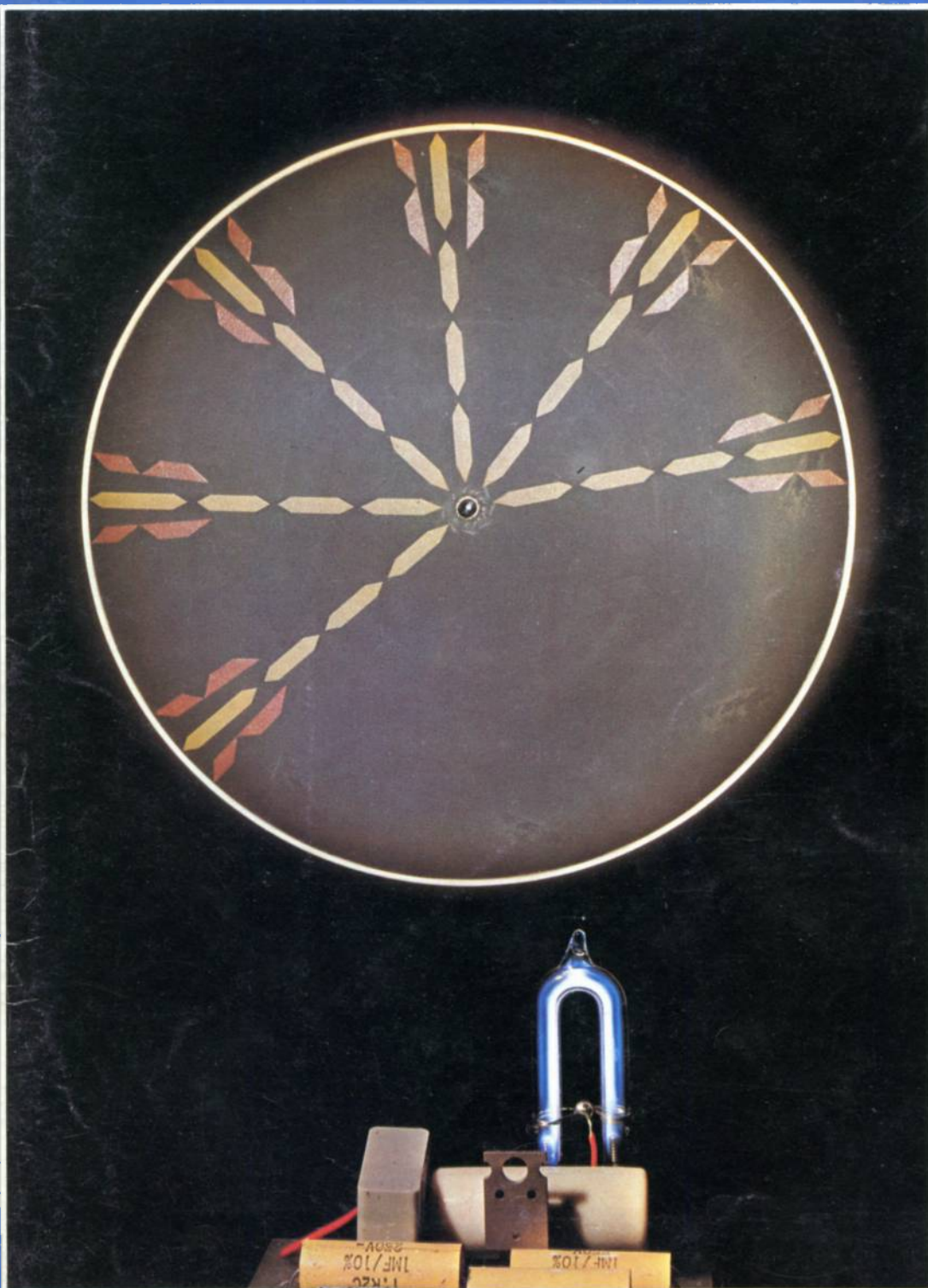


RADIO PLANS

Journal d'électronique appliquée. n° 349 - Déc. 1976

4f,50



Stroboscope pour automobile

Amplificateur 10 W
pour auto-radio

Préamplificateur pour
magnéto K 7

Station 432 MHz

(Voir sommaire détaillé page 35)

sommaire

AUTOMOBILE	36	Stroboscope pour réglages de moteurs à explosion
IDEES	69	Montages de la presse technique étrangère
	83	Montages de mesure et de vérification
	90	Application des circuits intégrés
MODULES RADIO PLANS	48	Amplificateur de 10 W pour auto-radio
MONTAGES PRATIQUES	41	Préamplificateurs d'antenne
	57	Préampli pour mini K7
RADIO AMATEURISME	74	S.S.T.V. : réalisation d'un moniteur - (4° partie)
	96	Si tous les gars du monde : réalisation d'une station 432 MHz (2° partie)
RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES	63	Dictionnaire technique
	65	Caractéristiques et équivalence des transistors par A. Lefumeux (2N2846 à 2N2957)
DIVERS	100	Histoires d'Ohm
	128	Répertoire des annonceurs

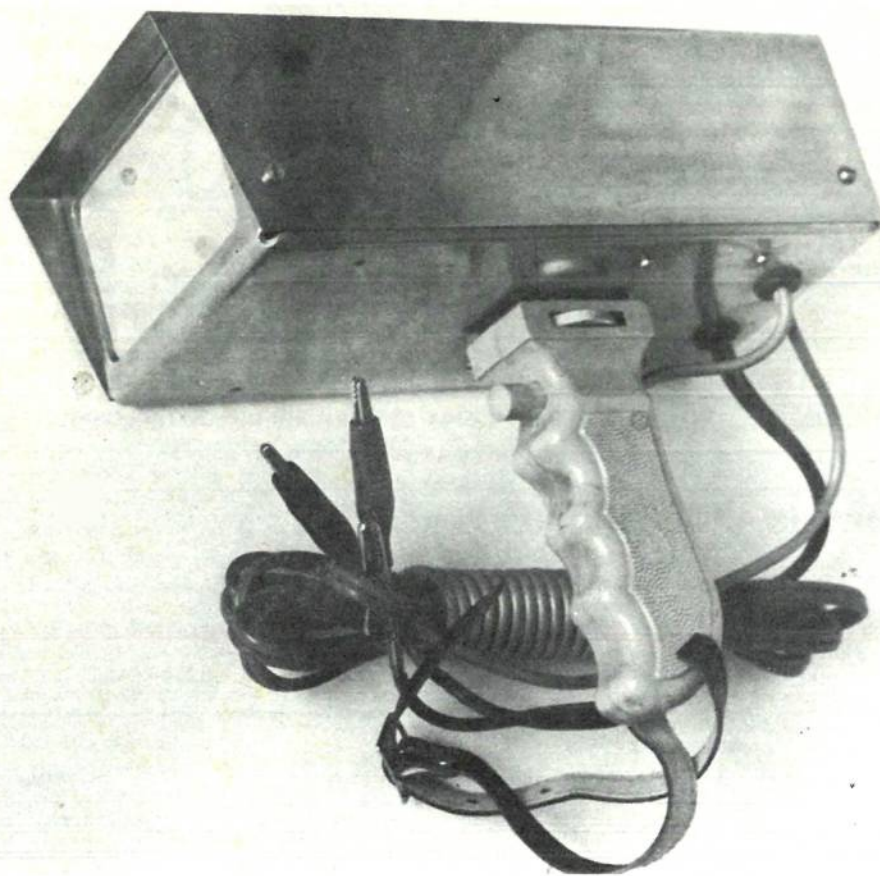
Notre couverture : un bel effet stroboscopique sur un élément en rotation, illustrant notre article sur le stroboscope pour automobile (pages 36 à 40 de ce numéro) - Cliché Max Fischer.

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 decline 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 98 000 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
--	---	--

ELECTRONIQUE



STROBOSCOPE POUR AUTOMOBILE



Ce stroboscope, alimenté en 12 volts continus peut être synchronisé par les impulsions d'allumage d'un moteur à explosions et convient donc parfaitement pour réaliser une mise au point précise de l'avance, au ralenti ou en régime plus élevé. Doté d'un générateur d'impulsions propre, on dispose d'un stroboscope classique opérant de 10 à 100 Hertz environ. Enfin un tachymètre permet de mesurer la fréquence du générateur interne ou bien de déduire la vitesse de rotation du moteur.

Principe

Un stroboscope est un générateur d'impulsions lumineuses très brèves qui, éclairant un mouvement alternatif quelconque, permet à l'observateur de voir ce mouvement au ralenti, si la fréquence du stroboscope diffère légèrement d'un multiple ou d'un sous-multiple de la fréquence du mouvement observé.

Pour régler l'allumage d'un moteur à explosions, il suffira de synchroniser le stroboscope par les impulsions électriques du rupteur, ou mieux par le rayonnement provoqué par l'étincelle elle-même. On verra alors le repère d'allumage du volant fixe ; le réglage ainsi effectué est précis parce qu'il élimine l'incertitude introduite par les jeux mécaniques du système came-rupteur et d'autre part il est possible de contrôler la variation due à l'avance automatique selon le régime moteur. En regardant le schéma de principe de la **figure 1**, on voit qu'une lampe à décharge identique à celle utilisée dans les flash électroniques produit l'éclair lumineux de grande intensité. L'énergie nécessaire est emmagasinée entre chaque éclair par la charge d'un jeu de condensateurs sous la haute tension obtenue à partir de la batterie de 12 volts par un convertisseur continu-continu. L'amorçage de la lampe requiert l'application sur une électrode auxiliaire d'une très haute tension créée par la décharge d'un condensateur de faible valeur dans une bobine de rapport 100 environ en appliquant une impulsion positive sur la gâchette de thyristor placé entre le + HT du condensateur et la masse.

Dans une première version simplifiée, cette impulsion pourra être directement prélevée sur le rupteur, écrétée et mise en forme comme le montre le schéma de la **figure 2**. La sortie de cet étage (point **b**) sera alors réunie à l'entrée du stroboscope (point **b** également sur la **figure 1**). Pour stroboscooper à une vitesse de rotation du moteur beaucoup plus élevée, il est préférable d'utiliser directement le rayonnement du fil de la bougie correspondant au repère du volant. On vérifiera facilement que nos 100 Hz maximum correspondent alors à une vitesse de rotation du moteur de 12 000 t/mn avec un 4 cylindres normal mais seulement 3 000 t/mn si on utilise le rupteur. On recueillera simplement cette impulsion par l'apposition d'une pince crocodile sur l'isolant du fil de bougie choisie mais cette fois au travers d'un étage adaptateur d'impédance constitué par un transistor monté en collecteur commun (**figure 3**).

Ce transistor est la première source d'impulsion pour déclencher le thyristor et après mise en forme, le tachymètre analogique. La seconde source possible est un

oscillateur à unijonction dont la fréquence peut être ajustée de 10 à 100 Hz.

Un inverseur 1 contact - 2 positions sélectionne le mode choisi.

Description détaillée

Le stroboscope

Le schéma électrique complet est représenté sur la **figure 1**. Le convertisseur 12 V-550 V continu-continu est du type symétrique ce qui simplifie sa mise au point. Il utilise deux transistors de puissance 2N3055 surdimensionnés pour cette application, mais de toute façon bon marché. On les fixera sur une plaque d'aluminium reliée au boîtier, ce qui suffira largement pour leur refroidissement puisqu'ils fonctionnent en bloqués-saturés.

Le démarrage du convertisseur dépend de la polarisation des bases, donc du choix des résistances R^1 et R^2 .

L'ajustement de R^1 autour de trois fois la résistance base-émetteur des transistors de puissance pour le courant maximum qui les traverse, est souhaitable pour améliorer le rendement du convertisseur. R^2 sera choisi assez faible pour que le démarrage soit sûr, les condensateurs d'accumulation étant complètement déchargés.

La puissance à convertir dépend de la lampe utilisée. Dans le prototype réalisé elle est d'une vingtaine de watts ce qui donne une illumination confortable quel que soit l'éclairage ambiant.

Le transformateur comporte un circuit normalisé 50 x 60 de tôles au silicium, travaillant à une fréquence de 250 Hz. Le calcul approximatif des enroulements s'effectue de la façon suivante :

— Nombre de spires par volts n

$$n = \frac{10^4}{4,4 F.S.B}$$

avec F en Hz, S section de fer en cm^2 et B induction maximale admissible dans les tôles employées, soit 10 000 Gauss environ.

— enroulement de collecteur

$$nc = 12 n \text{ (diamètre de fil : 1 mm)}$$

— secondaire

$$ns = 550 n \text{ (diamètre de fil : 0,3 mm)}$$

— enroulement de réaction

$$nb = \frac{nc}{4} \text{ (diamètre de fil : 0,2 mm)}$$

Le secondaire du transformateur attaque un redresseur en pont équipé de 4 diodes : IN 4007 au travers d'une self à fer L^1 facultative, dont on examinera l'utilité plus loin. On charge directement les 3 condensateurs C^3 , C^4 et C^5 de $0,47 \mu F$ chacun (tension d'isolement d'au moins 900V) à partir de la tension redressée et la lampe à décharge se place en parallèle sur l'ensemble.

Il convient d'adapter puissance du convertisseur, condensateur et lampe à décharge suivant la fréquence maximale choisie. La puissance maximale dissipée par la lampe est de :

$$P_M = 3 \cdot \left(\frac{1}{2} C \cdot V^2 \right) \cdot F$$

= 20 W avec les valeurs indiquées. On tablera sur un rendement de conversion de l'ordre de 70 %.

La self L^1 permet de réaliser une certaine adaptation de la charge capacitive sur le convertisseur ; La valeur est à déterminer expérimentalement pour obtenir un bon rendement et surtout une charge sensiblement linéaire des condensateurs. Dans le prototype, une self à fer de 400 mH a donné de bons résultats. On pourra s'en passer si on se contente d'un condensateur d'accumulation de $1 \mu F$ seulement soit un éclairage un peu moins puissant.

La charge du condensateur d'amorçage C^2 se fait au travers d'un pont diviseur résistif qui autorise l'emploi d'un thyristor de 400 V et limite le courant traversant le thyristor amorcé en deçà du seuil de conduction permettant ainsi son rebasculement à l'état bloqué. La valeur des résistances R^4 , R^5 doit cependant être assez faible pour que le condensateur C^2 se charge suffisamment entre deux éclairs, pour obtenir un amorçage sûr de la lampe. Pour 99 % de la charge totale, on observera :

$$3 \tau = \frac{3RC}{2} < \frac{1}{F} \text{ soit } R < \frac{2}{3FC}$$

Avec $C^2 = 47 \text{ nF}$, on adoptera $R^4 = R^5 = 100 \text{ k}\Omega$ pour tenir compte de la limitation introduite par la self L^1 .

En appliquant une impulsion positive sur la gâchette du thyristor, C^2 se décharge brutalement dans la bobine d'amorçage et la lampe s'amorce déchargeant ainsi le jeu des trois condensateurs C^3 , C^4 , C^5 . La haute tension tombe alors à une trentaine de volts, la lampe se désamorce et le courant traversant le thyristor étant inférieur au courant d'entretien, le thyristor bascule à l'état bloqué. Il ne reste plus qu'à recharger les condensateurs pour que le système puisse délivrer un nouvel éclair.

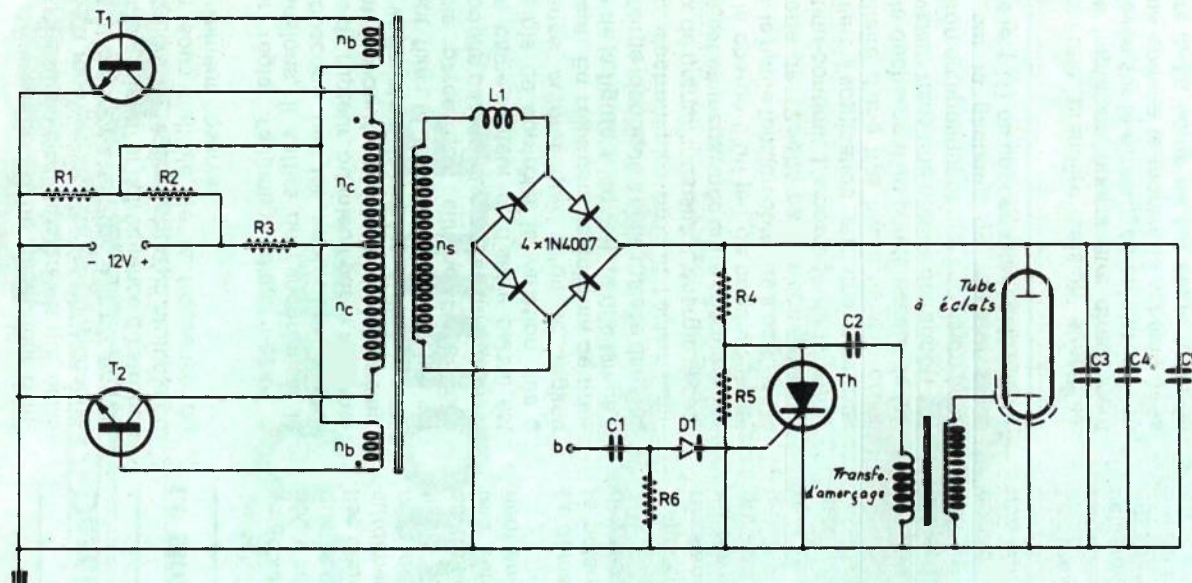


Figure 1 : Schéma de principe du stroboscope

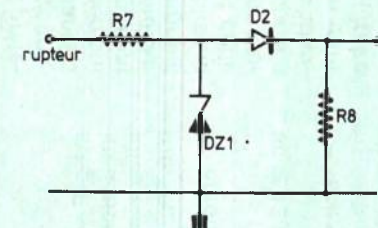


Figure 2 : Circuit de déclenchement dans le cas d'utilisation du rupteur

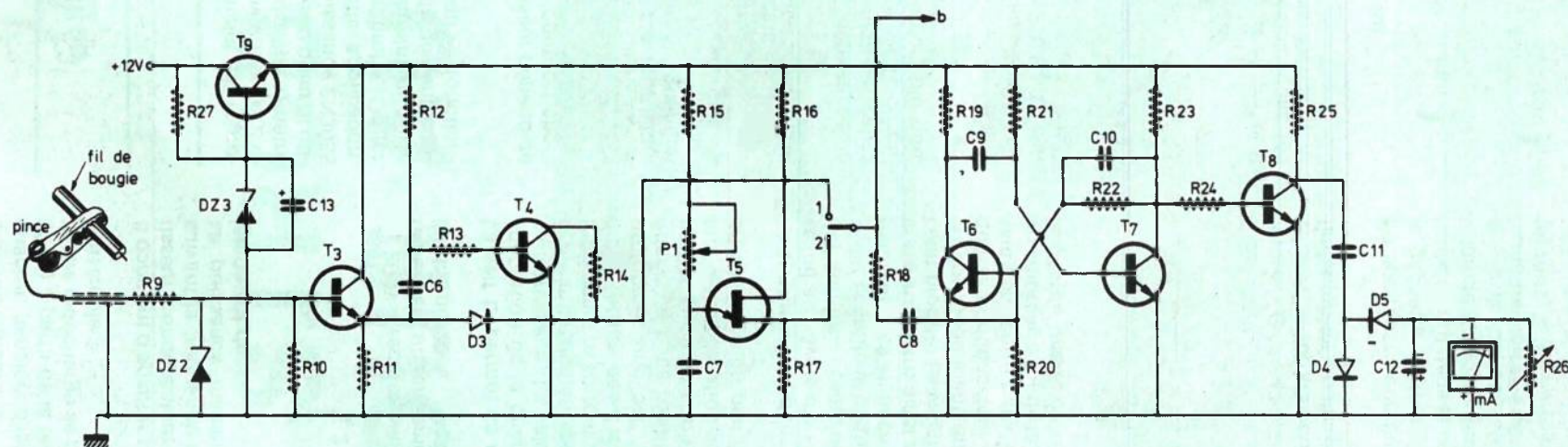


Figure 3 : Circuit de déclenchement dans le cas où les impulsions sont prélevées par rayonnement au moyen d'une pince placée sur l'isolant d'un fil de bougie

Circuits de déclenchement

La **figure 2** montre un circuit très simple permettant d'exploiter le signal provenant du rupteur qu'on prélève à travers une résistance R' tampon pour ne pas trop amortir le circuit oscillant condensateur-bobine d'allumage. La forte surtension qui apparaît lors de l'ouverture des vis platinees, est écrêtée par la diode zener Dz^1 et ce signal est différencié par le condensateur C^1 de gâchette. En utilisant ce circuit, la diode D^1 est facultative.

La **figure 3** représente un circuit plus complet comprenant à la fois le générateur d'impulsions propre à l'appareil et le tachymètre analogique.

Le transistor T^3 réalise une adaptation d'impédance entre une impulsion recueillie par simple rayonnement et l'attaque d'une bascule monostable. Mais comme on pourra malgré cela utiliser le signal du rupteur, la résistance de décharge R^8 du circuit n2 est remplacée ici par une résistance en série avec l'espace émetteur collecteur du transistor T^4 .

La décharge du condensateur C^1 n'est plus immédiate au moment de la fermeture du rupteur à cause de la constante de temps $R^{12}-C^6$ qui bloque momentanément ce transistor. Alors, le condensateur C^1 restant chargé, aucune impulsion ne sera transmise au cas où les contacts du rupteur rebondissent.

Le générateur d'impulsions incorporé comporte un transistor unijonction T^5 (2N 2646) et la fréquence de récurrence est fixée par la valeur du potentiomètre P^1 monté en résistance variable. Les impulsions sont recueillies sur la base B^1 du transistor. L'inverseur I sélectionne le mode de fonctionnement en synchronisation externe (position 1 ou interne (position 2)).

Les impulsions déclenchent à la fois le thyristor et une bascule monostable classique constituée par T^6 et T^7 qui réalise une mise en forme de ces impulsions.

A l'état de repos T^6 est bloqué et T^7 saturé si la résistance R^{21} n'est pas trop grande. Une impulsion positive appliquée sur la base B^6 le fait basculer et le condensateur C^9 initialement chargé bloque T^7 . La résistance R^{22} entretient la conduction de T^6 . Cet état durera jusqu'à ce que C^9 se soit déchargé dans R^{21} alors T^7 reconduit et C^{10} accélère le basculement de T^6 .

Le créneau obtenu sature le transistor T^8 et C^{11} se décharge à travers D^5 dans le milliampèremètre (déviations maximale pour 1 mA). La déviation du galvanomètre sera donc proportionnelle à la fréquence des créneaux et par conséquent des impulsions de déclenchement du thyristor.

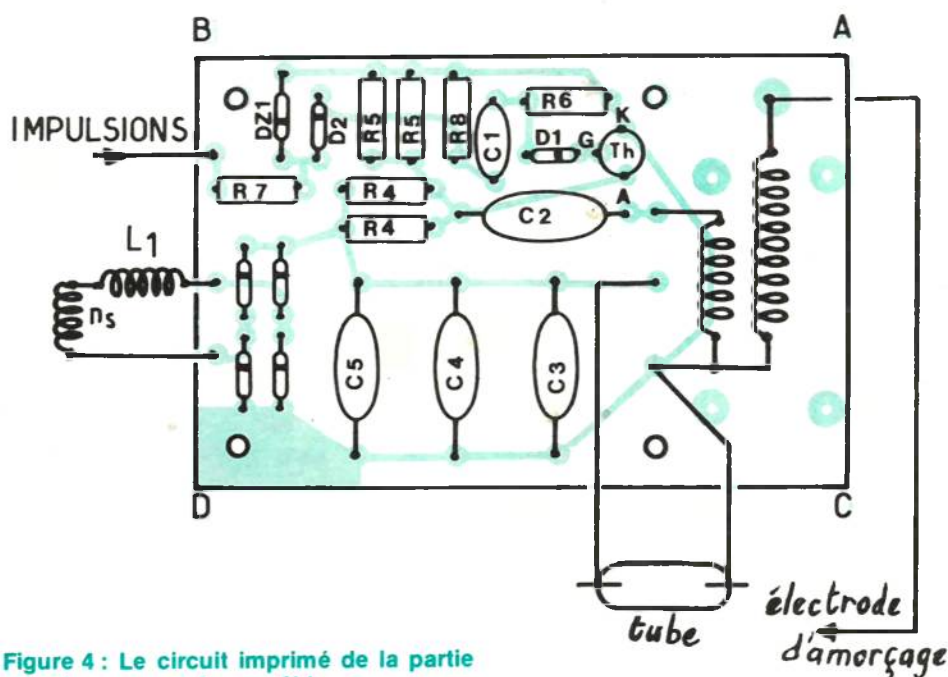
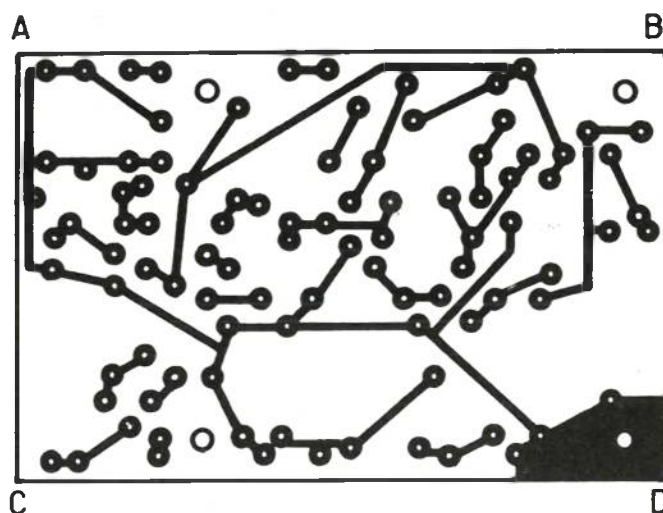


Figure 4 : Le circuit imprimé de la partie « stroboscope » et son câblage

Le condensateur C^{12} évite une vibration de l'aiguille aux fréquences trop basses et la résistance R^{26} permet d'étalonner le tachymètre, à partir d'une fréquence connue : le secteur par exemple.

On notera que l'ensemble de ce circuit est alimenté par un transistor T^9 qui stabilise la tension d'alimentation à 10 V environ et élimine ainsi les variations importantes provoquées par le convertisseur de tension. De plus cette stabilisation rend l'indication du tachymètre indépendante de la tension de batterie.

Réalisation pratique

Les **figures 4 et 5** représentent respectivement les circuits imprimés du

stroboscope et du circuit de déclenchement. On pourra les fixer par des entretoises sur le support des transistors de puissance. Si on utilise le circuit de déclenchement complet, il suffit de supprimer Dz^1 et de remplacer R^7 et D^2 par des courts-circuits sur le premier circuit imprimé.

L'ensemble est contenu dans un boîtier d'aluminium de $95 \times 65 \times 200$ mm avec poignée sous la forme d'un pistolet. On montera en ligne la lampe et son réflecteur, les deux circuits imprimés, l'équerre supportant les transistors de puissance, le transformateur et enfin le milliampèremètre.

S'il est possible d'inclure un interrupteur dans la poignée, on le branchera en série

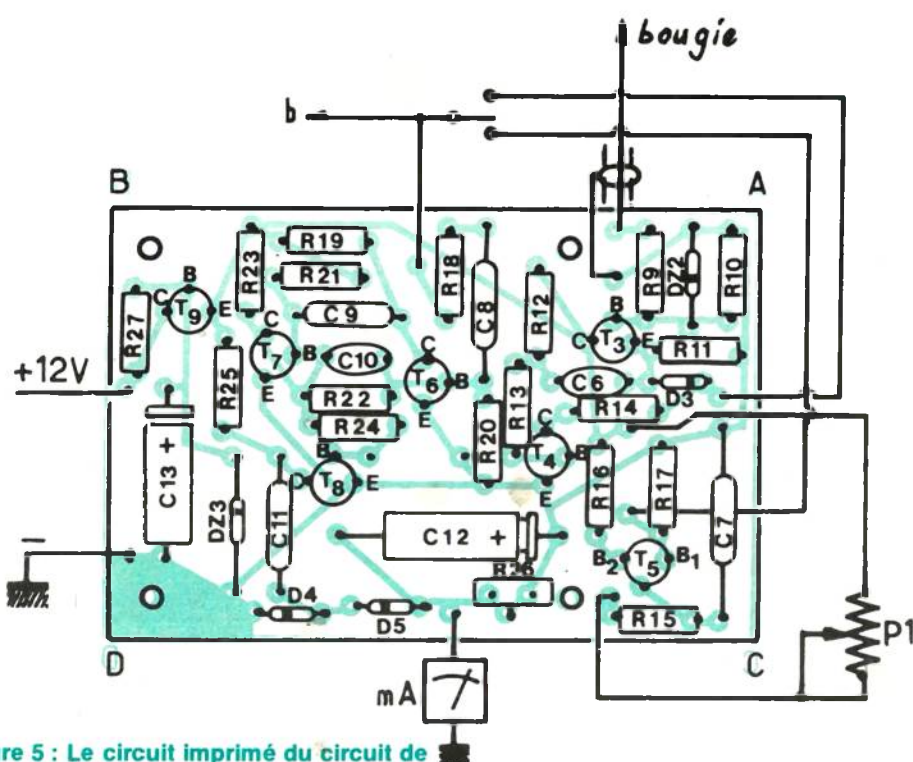
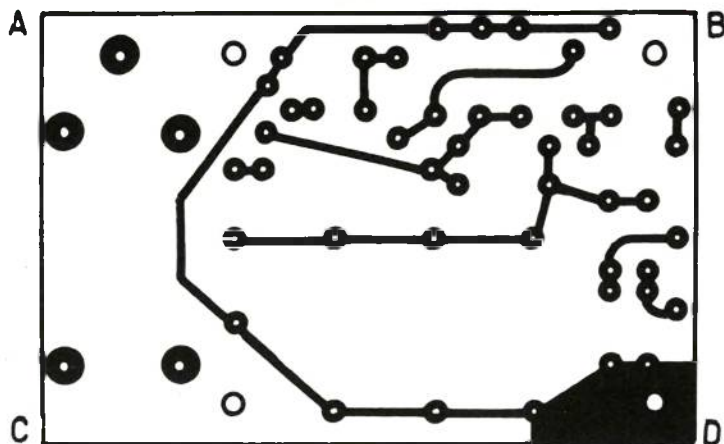
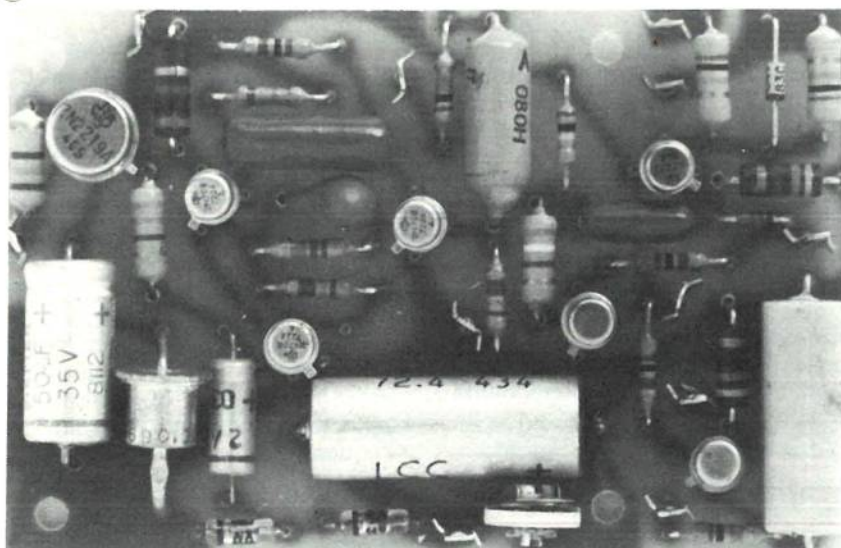


Figure 5 : Le circuit imprimé du circuit de déclenchement et son câblage

Vue du circuit imprimé câblé de la partie déclenchement - tachymètre



entre l'inverseur de sélection de mode et la gâchette du thyristor.

On aura soin d'alimenter le stroboscope par des fils de calibre suffisant et assez courts, branchés directement sur la batterie. Les impulsions de déclenchement externe se prélèvent par l'intermédiaire d'un câble blindé dont la masse ne sera branchée qu'à l'intérieur du stroboscope.

Nomenclature des éléments

Résistances

$R^1 = 27 \Omega$
 $R^2 = 180 \Omega$
 $R^3 = 0,5 \Omega/2 W$
 $R^4, R^5 = 100 k\Omega/1 W$
 $R^6, R^7 = 470 \Omega$
 $R^8 = 2,7 k\Omega$
 $R^9, R^{10}, R^{12} = 100 k\Omega$
 $R^{11} = 4,7 k\Omega$
 $R^{13} = 220 \Omega$
 $R^{14}, R^{16}, R^{19}, R^{23} = 1 k\Omega$
 $R^{15}, R^{18} = 10 k\Omega$
 $R^{17} = 47 \Omega$
 $R^{20}, R^{24} = 5,6 k\Omega$
 $R^{21} = 27 k\Omega$
 $R^{22} = 12 k\Omega$
 $R^{25} = 330 \Omega$
 $R^{27} = 180 \Omega$
 R^{26} ajustable = $4,7 k\Omega$
 $P^1 = 100 k\Omega \log$

Condensateurs

$C^1, C^6 = 22 nF$
 $C^2 = 47 nF (600 V)$
 $C^3, C^4, C^5 = 0,47 \mu F (900 V)$
 $C^7 = 1 \mu F$
 $C^8 = 10 nF$
 $C^9 = 0,22 \mu F$
 $C^{10} = 2 nF$
 $C^{11} = 2 \mu F$
 $C^{12} = 470 \mu F (10 V)$
 $C^{13} = 50 \mu F (25 V)$

Semi-conducteurs

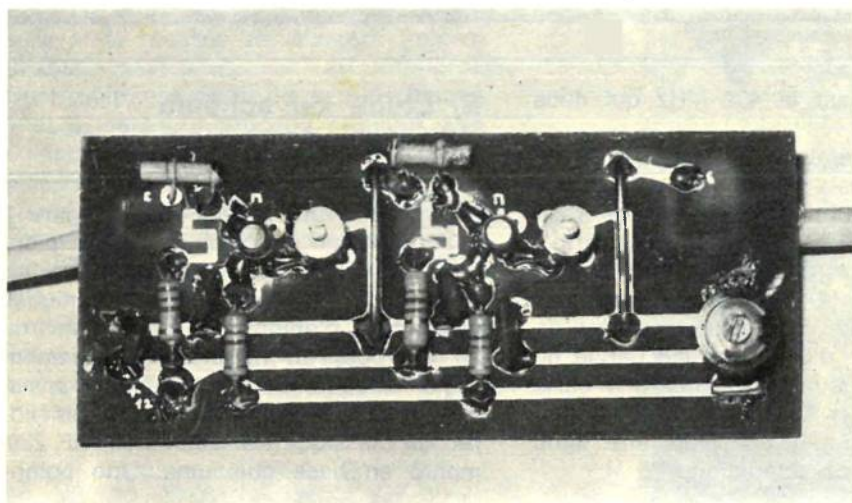
$T^1, T^2 = 2N 3055$
 $T^3 = 2N 2222$
 $T^4, T^6, T^7, T^8 = 2N 708$
 $T^5 = 2N 2646$
 $T^9 = 2N 2219$
 $Th = ESM 22400$
 $D^1, D^2, D^3 = 1N914$
 $D^4, D^5 = AA119$
 $D_z^1, D_z^2 = BZX 46 C (15 volts)$
 $D_z^3 = BZY 95 C 10 (10 volts)$

La lampe de flash utilisée sur le prototype est celle du Metz 502 vendue avec son réflecteur et sa bobine d'amorçage

MONTAGES PRATIQUES

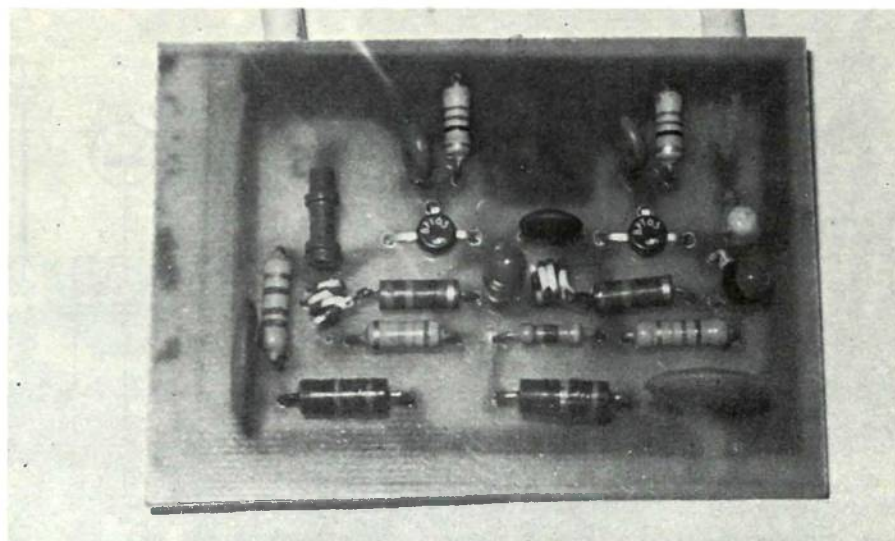


Réalisation de préamplis d'antenne



Vue générale du préamplificateur UHF mono-canal.

L'amplificateur à large bande terminé.



Dans de très nombreux cas d'installations d'antennes TV ou FM, il est nécessaire de prévoir le montage d'amplificateurs pour obtenir des résultats satisfaisants. Le cas le plus fréquemment rencontré par les amateurs est celui de la réception TV à longue distance des programmes étrangers (voir à ce sujet nos articles sur les programmes britanniques) ou bien de TF1 en couleurs, en attendant la mise en service de l'émetteur local. Dans les conditions habituellement rencontrées en DX TV, l'adjonction d'un préampli procurant un gain de 20 à 60 dB permet de transformer une vague moirure apparaissant sur l'écran en une image parfaitement contrastée.

En plus de cette utilisation pour annuler à un niveau suffisant un signal trop faible aux bornes de l'antenne elle-même, il faut considérer une autre application, de loin la plus courante, celle de la compensation des pertes (sévères) introduites par les câbles de descente et les éventuels répartiteurs. Dans la majeure partie des cas, il ne serait pas possible de réaliser une antenne collective de quelque importance sans envisager l'utilisation d'un ou de plusieurs amplis. Au niveau de l'antenne particulière, un amplificateur, mais de prix raisonnable relie l'antenne au récepteur.

Si la récupération d'amplis à tubes est envisageable, leur utilisation pose de sérieux problèmes de sécurité et de consommation (alimentation secteur). Les amplis doivent en effet toujours être montés le plus près possible de l'antenne, donc sur un toit, exposés aux intempéries.

Les fabricants d'antennes proposent une vaste gamme d'amplis transistorisés, mais généralement à bande assez large, présentant donc un rapport signal/bruit non optimal. Les amplis accordables sur un canal sont beaucoup trop coûteux pour le particulier et sont réservés aux installations collectives. Nous allons décrire ici deux amplificateurs économiques susceptibles d'être réalisés aisément grâce à la technique de bobines et des lignes imprimées. L'alimentation peut s'effectuer au moyen du câble coaxial de descente, à l'aide du coupleur modulaire qui a été présenté il y a quelque temps. Un ampli à large bande sera également étudié, qui, utilisé conjointement aux préamplis accordés, permettra de venir à bout des cas les plus rebelles.

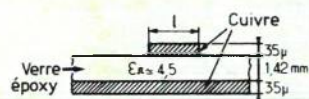
I) Préamplificateur UHF monocanal :

1) Réalisation de lignes imprimées

Les circuits accordés UHF font généralement appel à des lignes remplaçant les selfs utilisées aux fréquences plus basses. Il suffit d'ouvrir un tuner UHF pour se persuader qu'une telle réalisation relève davantage de la plomberie que de l'électronique. Ce ne sont pas

les OM utilisant le 432 MHz qui nous contrediront.

Il existe toutefois une technique « circuits imprimés » qui permet de se tirer d'affaire avec beaucoup plus de facilité : **figure 1**. Une ligne « microstrip » se réalise sur circuit imprimé double face en gravant une bande de largeur bien déterminée au-dessus d'un plan de masse. A titre d'exemple, une bande de 1 mm de largeur gravée sur une carte de **verre époxy** double face 15/10 (placage 35 microns) constitue une ligne d'impédance caractéristique 75 Ω .



Z_c	l
50 Ω	2,7 mm
60 Ω	1,75 mm
75 Ω	1 mm

Figure 1 : Réalisation d'une ligne « microstrip » sur circuit imprimé.

2) Etude du schéma de principe

Le schéma retenu donné à la **figure 2** est très voisin de celui de l'étage d'entrée des tuners UHF utilisés dans les récepteurs TV. Deux étages identiques permettent d'obtenir un gain d'environ 20 dB pour un appareil correctement réglé. Chaque étage utilise un transistor AF 239 S Siemens, version améliorée du classique transistor UHF AF 239, monté en base commune. Une polari-

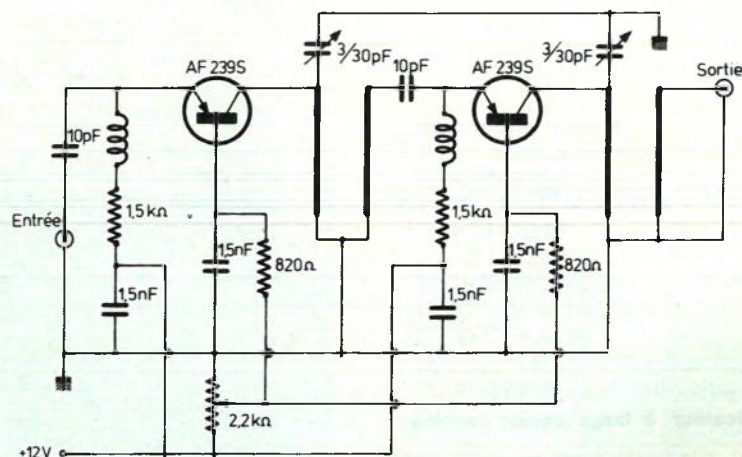


Figure 2 : Schéma de principe amplificateur UHF monocanal.

sation de base ajustable permet de choisir, en fonction des caractéristiques exactes des composants utilisés, le meilleur compromis gain/souffle. Le circuit de collecteur est chargé par une ligne microstrip accordée au moyen d'un condensateur ajustable dont la valeur sera inférieure ou égale à 3 - 30 pF. Une ligne réalisée en fil de cuivre 10/10 est couplée à cette ligne accordée et assure la liaison vers l'étage suivant ou la sortie du montage.

3) Réalisation pratique

On commencera par graver le circuit imprimé **double face** des **figures 3 et 4**. Si on utilise la méthode photographique, on fixera les deux documents transparents exactement en regard l'un de l'autre au moyen de ruban adhésif et on introduira la plaquette photosensible entre ces deux feuilles. La coïncidence sera ainsi réalisée de manière irréprochable.

Ce circuit sera câblé d'après les **figures 5 et 6**, selon le procédé habituel. Les composants seront soudés **sur les deux faces** afin de ménager les traversées nécessaires. Les lignes de couplage seront construites d'après la photographie de détail, au moyen de fil de cuivre 10/10 plié à angle droit et soudé à 5 mm du circuit imprimé.

Enfin, les câbles coaxiaux d'entrée et de sortie seront soudés sur le côté plan de masse de la carte.

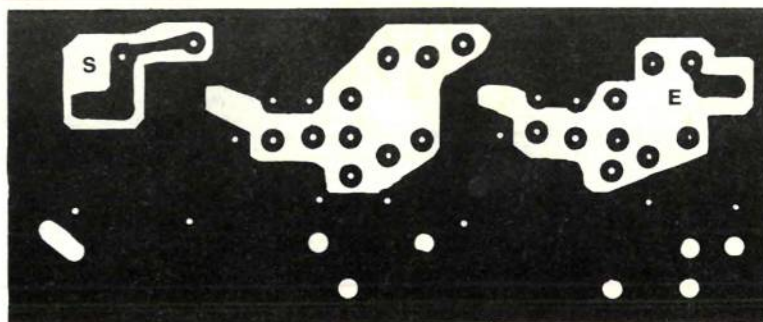


Figure 3 : Circuit imprimé face raccords.

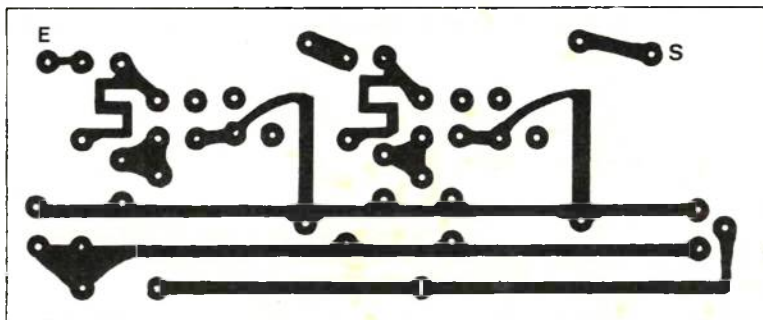


Figure 4 : Circuit imprimé face composants.

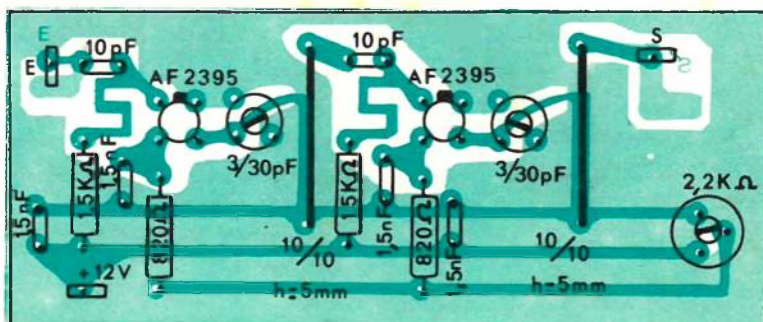
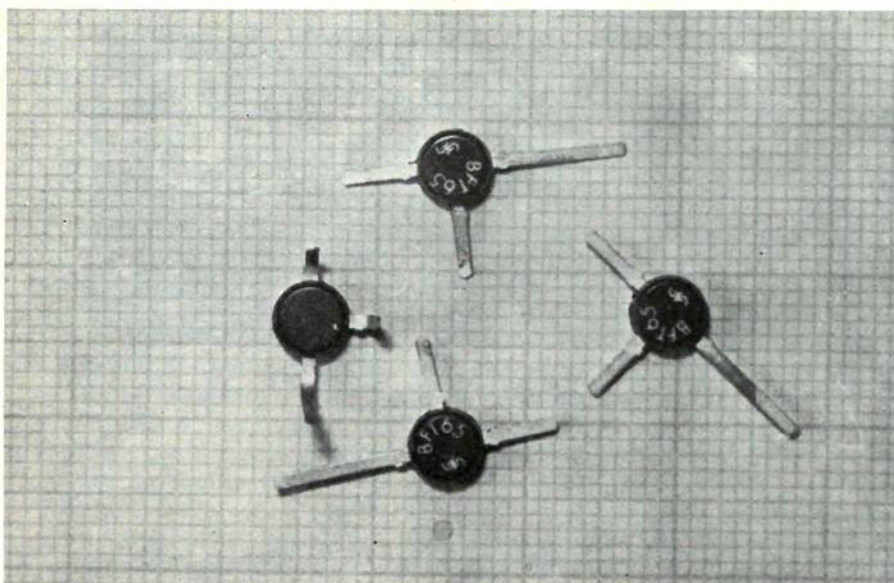


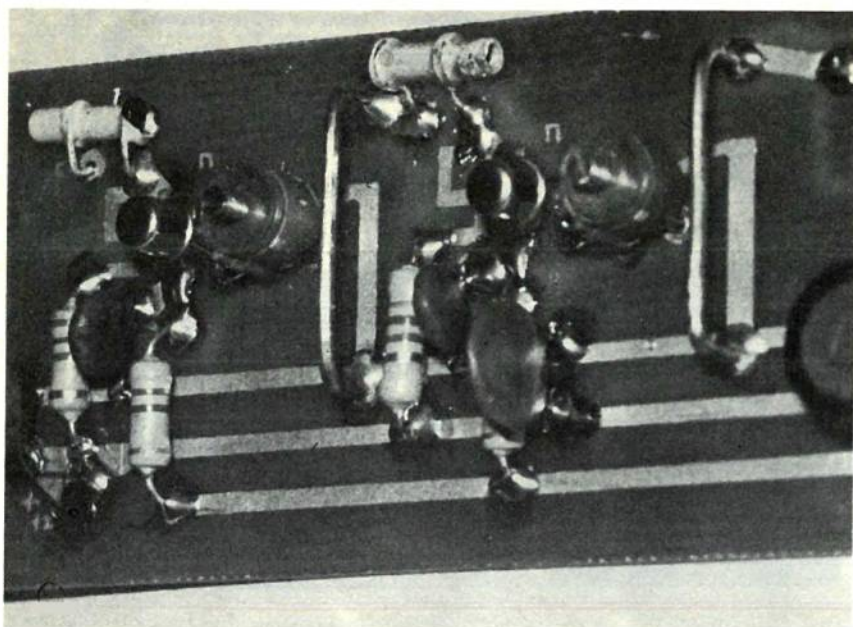
Figure 5 : Plan de câblage face composants.



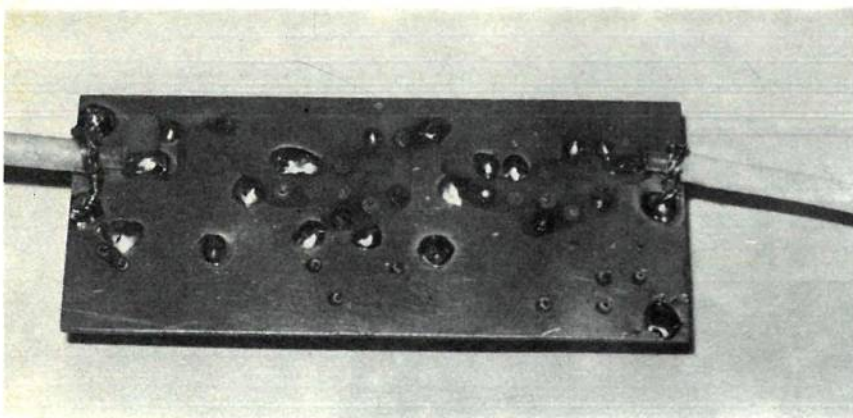
Figure 6 : Plan de câblage face raccordement.



Les transistors utilisés pour l'amplificateur à large bande sont présentés en boîtier « T » spécial pour les UHF.



Détail de la réalisation des lignes d'accord du préamplificateur UHF.



Raccordement du préamplificateur UHF.

4) Mise en service-réglage

Le circuit ainsi réalisé doit maintenant être aligné sur le canal choisi (bande IV). On commencera par placer le potentiomètre de réglage de la polarisation de base en position approximativement médiane, et les condensateurs ajustables en position de capacité minimale. Après avoir connecté le montage entre l'antenne et le récepteur réglé sur le canal approprié (et ce, en présence d'une émission), on mettra l'ampli sous tension (12 V), et on ajustera les deux CV de façon à obtenir une image aussi correcte que possible et un son maximum. La polarisation de base sera ensuite réglée afin d'obtenir un minimum de souffle (neige sur l'écran). Il faut remarquer que si cette opération d'alignement peut s'effectuer au niveau bas (à l'entrée du récepteur), l'utilisation normale exige que le circuit soit monté le plus près possible de l'antenne. Une comparaison des deux situations permet de constater une très grande différence au point de vue souffle.

N.B. — Lors du réglage, il peut s'avérer nécessaire de monter un atténuateur en amont de l'ampli afin d'éviter la saturation du récepteur.

II) Préamplificateur VHF pour FM stéréo :

1) Etude du schéma de principe

Ce montage donné à la **figure 7** est destiné à être ajouté à une antenne FM 3 éléments pour lui donner des performances voisines de celles d'une 6 éléments au point de vue du gain. On gagne ainsi un facteur important pour ce qui est de la prise au vent de ces antennes, dont les dimensions sont loin d'être négligeables.

Le gain de cet ampli correspond à ce qui est nécessaire pour passer d'une bonne réception mono à une bonne écoute stéréo, sans souffle apparent.

La conception de ce circuit permet de réduire à un strict minimum le souffle introduit dans le signal utile : un transfo non accordé élève la tension d'entrée qui est ensuite reprise par un transistor FET 2N3823 sortant sur un circuit accordé assez amorti de façon à couvrir la bande II (FM) en entier sans accord.

III) Ampli large bande VHF/UHF : 1 MHz à 1 GHz

1) Etude du schéma

Ce module dont le schéma de principe est donné **figure 10** fait appel à deux transistors d'un type assez récent, que plusieurs fabricants commencent à commercialiser, et notamment Siemens sous la référence BFT 65. Ce type de transistor, destiné aux amplificateurs d'antennes collectives de qualité est une version semi professionnelle des modèles utilisés dans les télécommunications civiles et militaires. Son prix reste abordable, compte tenu du fait que deux pièces permettent d'obtenir un gain très confortable sur toute la bande. Chaque transistor est monté en émetteur commun.

2) Réalisation pratique

Le circuit imprimé simple face de la **figure 8** sera câblé selon les indications de la **figure 9**. Le transformateur d'entrée sera réalisé en bobinant sur air 15 spires le fil isolé sur un diamètre de

6 mm. Une prise sera prévue à 5 spires côté masse. On veillera à ne pas oublier le strap, et à ne pas trop chauffer le FET. Le raccordement des câbles coaxiaux pourra se faire soit par bornes et portets, soit par soudure côté cuivre. Aucun réglage n'est à effectuer.



Figure 8 : Circuit imprimé préamplificateur FM.

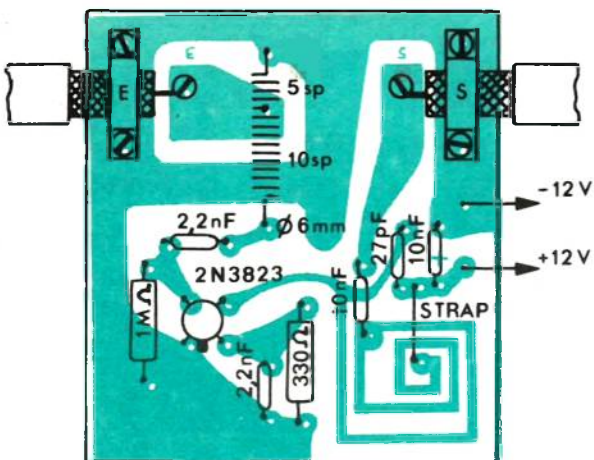
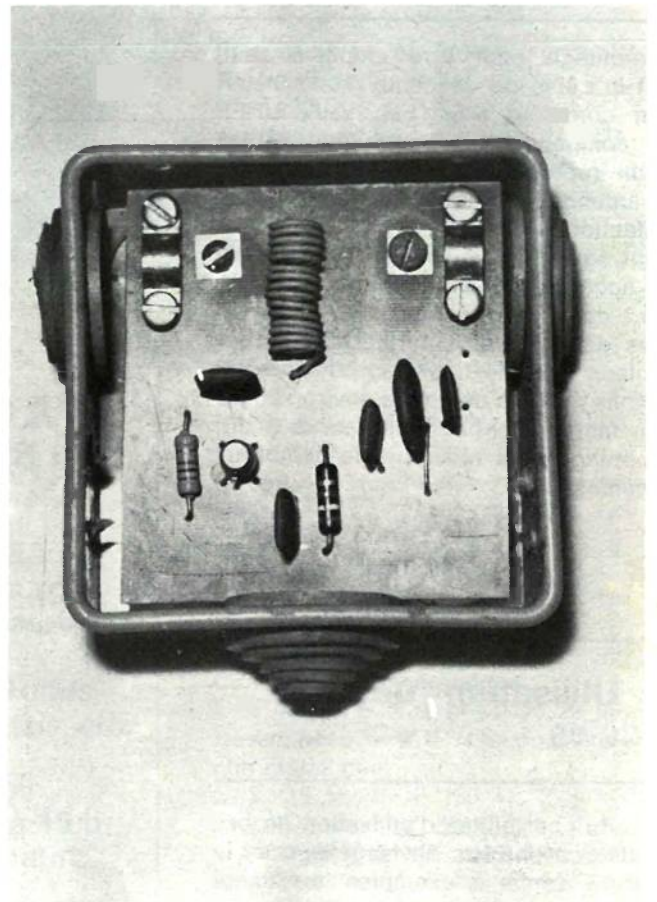


Figure 9 : Plan de câblage préamplificateur FM.



Le préamplificateur d'antenne FM, logé dans un boîtier Legrand.

Il est muni de circuits de contre-réaction garantissant un gain constant sur toute la bande utile (1 à 1.000 MHz) et amenant les impédances d'entrée et de sortie au voisinage de 75 Ω .

2) Réalisation pratique

Un circuit imprimé verre époxy simple face reçoit tous les composants nécessaires. Le tracé du circuit imprimé et le plan d'implantation sont donnés figures 11 et 12. Les fils des résistances de 330 Ω seront, d'un côté, enroulés autour d'un forêt de $\varnothing$ 2,5 de façon à créer une petite self à air comportant 3 spires non jointives (le fil est nu). Les selfs de collecteur seront réalisées en passant deux spires de fil émaillé $\varnothing$ 0,25 dans une perle Siemens B 62152 A000 7 X001 ou, à défaut, en bobinant 20 spires de ce même fil sur le corps d'une résistance de 470 K Ω de diamètre 3,5 mm.

3) Utilisation

Ce montage peut être employé seul, avant le câble de descente d'une installation complète (AM, FM, VHF, UHF), pour compenser les pertes aux câbles et aux répartiteurs éventuels, ou avec une antenne intérieure ne donnant pas satisfaction.

Il peut également suivre une série d'amplis accordés débitant dans un coupleur : dans ce cas, en compensant les pertes des câbles, il permet de profiter au mieux du gain des étages accordés. Ajoutons qu'avec un gain d'environ 20 dB et un facteur de bruit inférieur à 5 dB, ce montage peut résoudre de nombreux problèmes.

IV) Utilisation de ces modules :

Plusieurs possibilités d'utilisation de ces circuits peuvent être envisagées, dont la figure 13 donne 3 exemples, nullement limitatifs.

a) Deux amplis UHF réglés sur le même canal (ici le 22) sont montés en cascade, de façon à obtenir un gain d'environ 40 dB, permettant la mise en évidence de signaux très faibles.

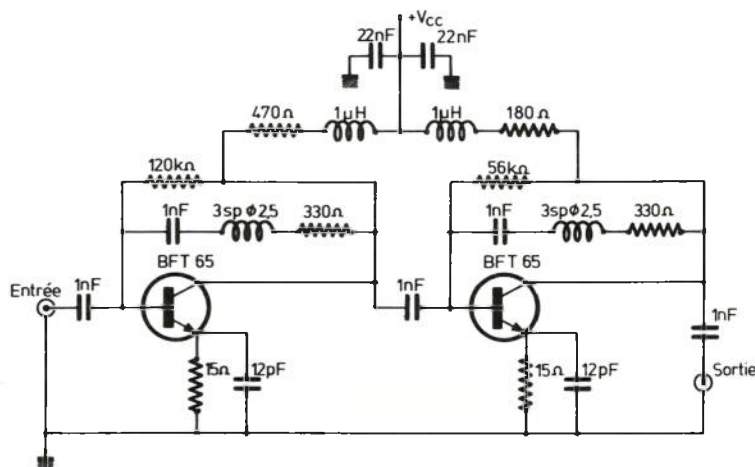


Figure 10 : Schéma de principe de l'amplificateur à large bande.

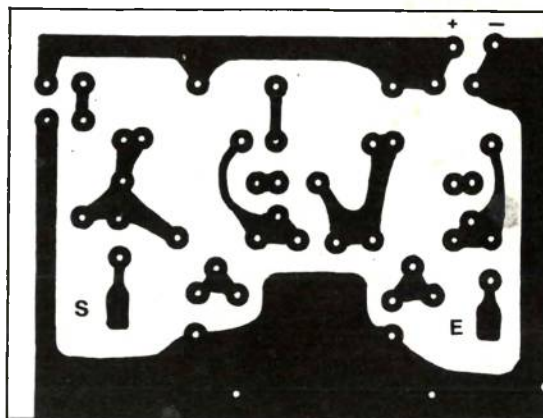


Figure 11 : Circuit imprimé amplificateur large bande.

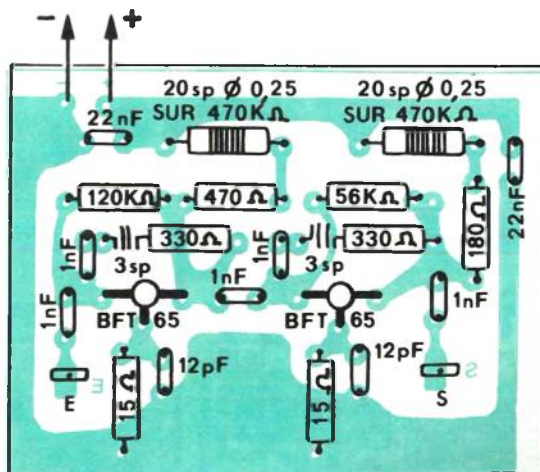


Figure 12 : Plan de câblage amplificateur large bande.

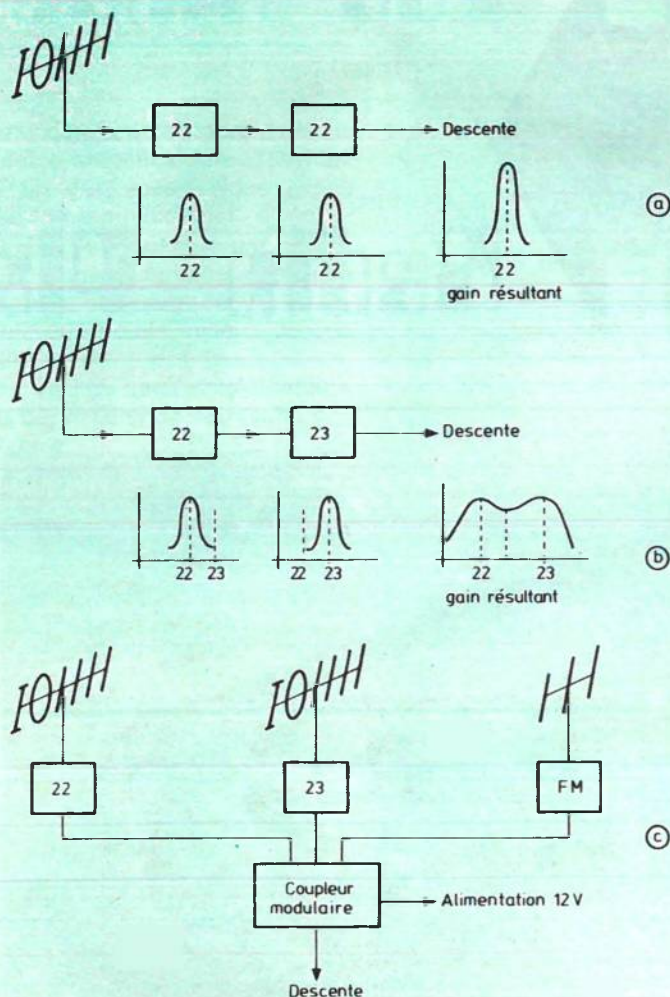


Figure 13 : Exemples d'utilisation de ces montages préamplificateurs.

b) Deux amplis UHF réglés sur deux canaux adjacents sont montés en cascade : on obtient ainsi un gain d'environ 20 dB sur ces deux canaux, sans recourir à des dispositifs coupleurs/séparateurs ou à deux antennes.

c) Deux amplis UHF équipés chacun d'une antenne et un ampli FM sont associés au coupleur modulaire de façon à utiliser un seul câble coaxial pour véhiculer tous les signaux et la tension d'alimentation + 12 v.

Ces circuits peu encombrants pourront avantageusement être logés dans une ou plusieurs boîtes de dérivation en plastique (Legrand ou Sarel) dont les embouts assurent une bonne étanchéité des entrées de câbles.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

— Préampli UHF :

Semiconducteurs :

2 × AF239 S.

Condensateurs céramiques :

2 × 10 pF, 4 × 1,5 nF.

2 × 3-30 pF ou moins (ajustables).

Résistances 1/4 W 5 % :

2 × 820 Ω, 2 × 1,5 KΩ

1 potentiomètre ajustable 2,2 KΩ.

Circuit imprimé époxy double face, fil cuivre 10/10 si possible argenté.

— Préampli FM :

Semiconducteurs :

1 × 2N3823.

Condensateurs céramique :

1 × 27 pF, 2 × 2,2 nF, 2 × 10 nF.

Résistances 1/4 W 50 % :

1 × 330 Ω, 1 × 1 MΩ.

Circuit imprimé époxy simple face, fil isolé.

— Ampli large bande :

Transistors Siemens :

2 × BFT 65.

Condensateurs céramique :

2 × 12 pF, 5 × 1 nF, 2 × 22 nF.

Résistances 1/4 W 5 % (si possible à couche métallique) :

2 × 15 Ω, 1 × 180 Ω, 2 × 330 Ω, 1 × 470 Ω, 1 × 56 KΩ, 1 × 120 KΩ, 2 × 470 KΩ (Ø 3,5 mm) recouvertes de 20 spires de fil émaillé Ø 0,25 mm (extrémités soudées sur les fils de la résistance).

Circuit imprimé époxy simple face, divers.

construisez vos alimentations

un ouvrage

- simple
- clair
- pratique

qui vous permettra de réaliser des alimentations pour tous vos montages électroniques

En vente à la Librairie
Parisienne de la Radio
43, rue de Dunkerque
75010 PARIS

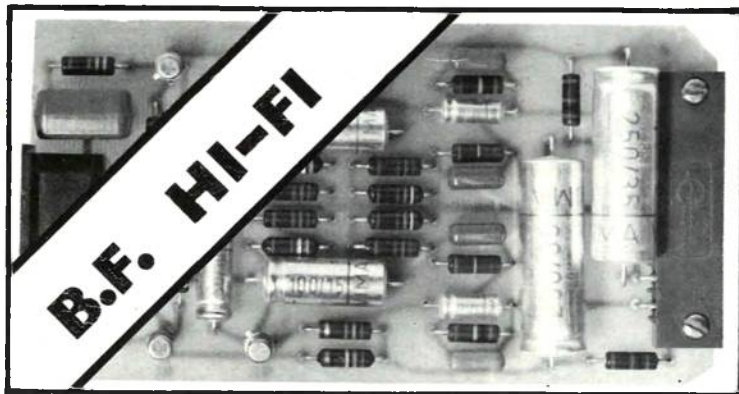
ENFIN A LILLE DES SURPLUS !

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



Les modules Radio Plans



Amplificateur 10 W eff. pour auto-radio

Très souvent, lorsqu'on pose un auto-radio (du bas de gamme) dans son véhicule, on constate sur route que plus l'automobile roule vite et plus la puissance de l'appareil s'évanouit. Il faut lutter contre le bruit du moteur, ceux de la carrosserie et contre le vent. Bien que poussant à fond le potentiomètre de volume, la puissance acoustique reste insuffisante et on n'a plus droit alors qu'à 20 % de distorsion. Un auto-radio étant alimenté à partir de la batterie du véhicule, une tension de 12 à 14 volts ne permet pas de tirer une puissance importante, même sur une charge de 4 Ω.

La puissance de sortie maximale théorique pour un amplificateur Push série est donnée par la relation :

$$P_s = \frac{U^2}{8 R_L}, \text{ soit dans le cas présent } \frac{14^2}{8 \times 4} \approx 6 \text{ watts C.C.}$$

L'amplificateur que nous allons décrire permet de fournir une puissance supérieure à 10 watts eff. dans une charge de 4 Ω.

I. Synoptique de l'appareil

Celui-ci est donné à la **figure 1**. Nous y voyons deux amplificateurs TDA1037 pilotés par un déphaseur. Nous avons ainsi réalisé un amplificateur à configuration en H. Il est constitué par la réunion de deux étages amplificateurs Push série classiques, la charge étant directement réunie aux points milieux de ces amplificateurs.

Les attaques de ces deux amplificateurs doivent être déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre.

Pour une charge et pour une tension d'alimentation imposées, ce type de montage permet d'obtenir quatre fois plus de puissance que celle disponible lorsqu'on emploie un Push série classique.

Ceci se vérifie par la relation :

$$P_s = \frac{U^2}{2RL}$$

Ce qui donne avec une batterie de + 14 V et une charge de 4Ω :

$$P_s = \frac{14^2}{2 \times 4} \neq 24 \text{ watts C.C.}$$

Une tension d'alimentation de + 14 Volts donne approximativement un signal de sortie max à la limite de l'écrtage de 12 volts, soit 24 volts crête à crête à la sortie de l'amplificateur en H.

Ceci nous donne une tension efficace de $12/1,414 \neq 8,5$ volts et une puis-

sance efficace de $P_{eff} = \frac{(8,5)^2}{8} \neq 9 \text{ W.}$

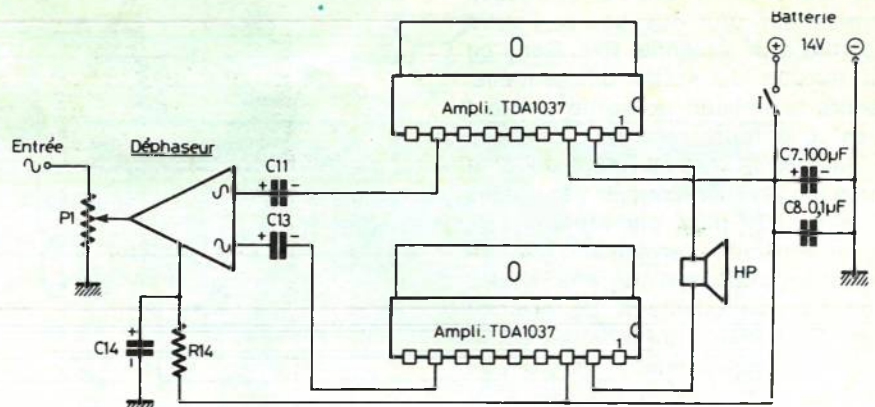


Figure 1

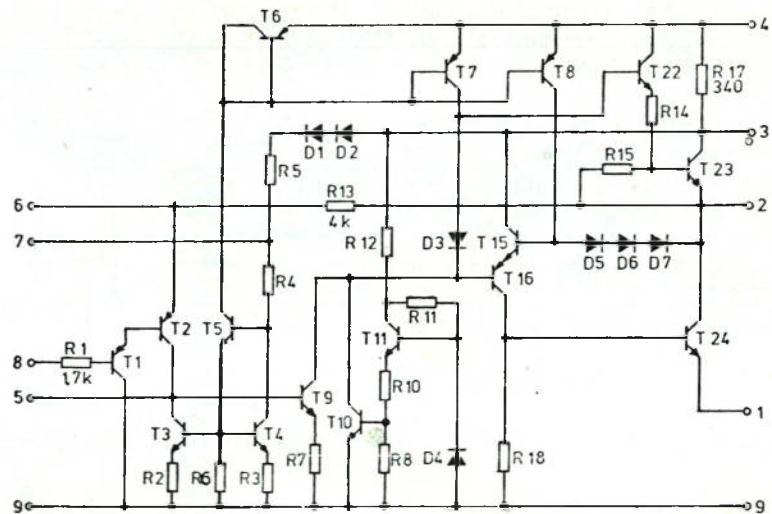


Figure 2

II. L'amplificateur TDA 1037

Il s'agit d'un amplificateur BF de puissance avec sécurité thermique. Le TDA1037 est un montage push-pull de classe B intégré monolithique en boîtier « single-in-line » 9 broches. Il délivre une puissance de sortie de 5 W sous 14 V/4 Ω (et fonctionne dans une large plage de tension).

Il garantit un courant de sortie élevé, et un faible taux de distorsion. Un système de protection thermique est incorporé sur la pastille de semiconducteur.

Ses propriétés :

- Tension de fonctionnement : de + 4 à + 28 V.
- Température ambiante en fonctionnement : -25 à $+85^\circ\text{C}$.
- Tension de sortie à vide ($V_{s,lim} = 14 \text{ V}$) : 7,2 volts.
- Courant de sortie à vide ($V_{s,lim} = 14 \text{ V}$) : 12 mA.
- Courant continu d'entrée ($V_{s,lim} = 14 \text{ V}$) : $0,4 \mu\text{A}$
- Puissance de sortie ($V_{s,lim} = 14 \text{ V}$ et $Z = 4 \Omega$) : 5 watts.
- Sensibilité d'entrée ($V_{s,lim} = 14 \text{ V}$ et $Z = 4 \Omega$) : 80 mV.
- Résistance d'entrée : 5 M Ω .
- Plage de fréquence à 3 dB : 35 à 200.000 Hz.
- Distorsion ($V_{s,lim} = 14 \text{ V}$ et $Z = 4 \Omega$) à $P = 0,05 \text{ W}$: 0,3 %.

Cet amplificateur intégré ne comporte pas moins de 24 transistors, 7 diodes et 18 résistances comme le montre le schéma interne du TDA1037 à la **figure 2**.

Le boîtier plastique single-in-line avec ailette de refroidissement permet d'y fixer très facilement un dissipateur thermique complémentaire, ce qui n'est pas souvent le cas avec d'autres types de circuits intégrés.

III. Etage d'entrée

Il est destiné à fournir deux signaux d'attaque déphasés de 180° aux deux amplificateurs de puissance. Le schéma de principe de cet étage est présenté à la **figure 3**.

Il s'agit d'un amplificateur différentiel constitué de deux transistors Q1 et Q2-BC238 dont la résistance d'émetteur est en partie commune. Ce genre d'étage

permet d'obtenir deux sorties déphasées à l'aide d'une seule entrée, appliquée uniquement sur une des bases, l'autre étant portée à un potentiel fixe. Dans ce cas, la tension de sortie différentielle, c'est-à-dire la tension de sortie existant entre les collecteurs sera exactement la même que si la tension d'entrée était appliquée en symétrique sur les bases de Q1 et Q2. De plus, par rapport à la masse, la tension alternative d'un collecteur est en opposition de phase avec celle de l'autre collecteur. Le premier transistor Q1 travaille en partie en configuration émetteur-commun, tandis que Q2 fonctionne en base commune attaquée par l'émetteur.

Les émetteurs subissent des excursions de tension qui sont provoquées par celles de la base qui est commandée. Cela étant, ils fournissent une tension d'entrée à l'émetteur du transistor Q2 dont la base est portée à un potentiel fixe, simulant ainsi une entrée symétrique. Le courant circulant dans Q1 et qui est dû au signal d'entrée, produira une tension aux bornes de la résistance R10-820 Ω , ce qui en retour produit un courant en opposition de phase dans le transistor Q2.

Le gain en tension de l'étage d'entrée est de l'ordre de 3,7.

L'impédance d'entrée est voisine de 40 k Ω .

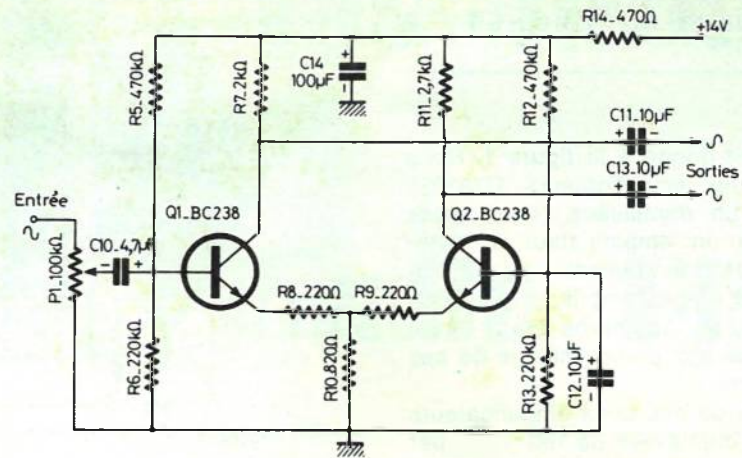


Figure 3

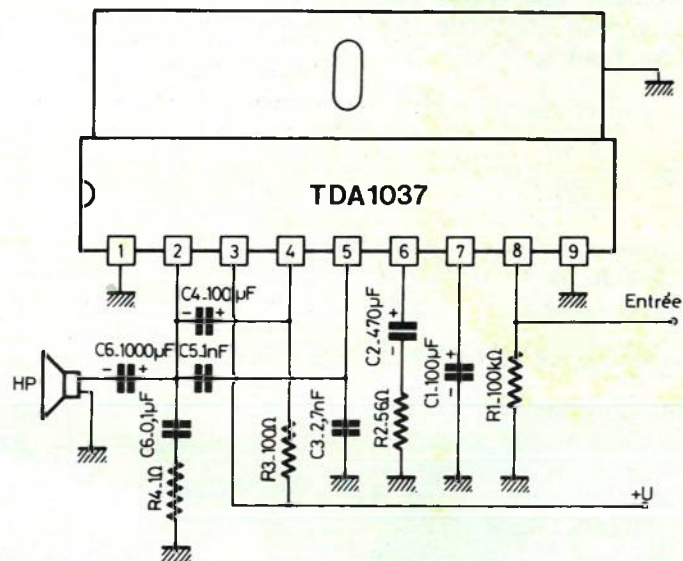


figure 4

IV. L'amplificateur de puissance

Le schéma de celui-ci est proposé à la figure 4. Quelques composants sont regroupés autour du circuit intégré TDA1037.

L'entrée s'effectue sur la broche 8 du circuit, celle-ci étant chargée par une résistance R1-100 k Ω .

Les condensateurs C11 ou C13 du déphaseur appliquent donc la modulation à ce niveau.

Les broches 1 à 9 sont directement reliées à la masse.

La tension d'alimentation + 14 volts est appliquée à la broche 3 et au travers de la résistance R3-100 Ω à la broche 4.

La « Pin » 7 quant à elle est découplée par un électrochimique C1-100 μ F.

La sortie de l'amplificateur se trouve au point 2. Nous avons représenté le condensateur de liaison Cx, mais dans notre cas celui-ci est à supprimer, le haut-parleur étant connecté directement entre les 2 points « 2 » des TDA1037.

L'aillette de refroidissement est également à relier à la masse.

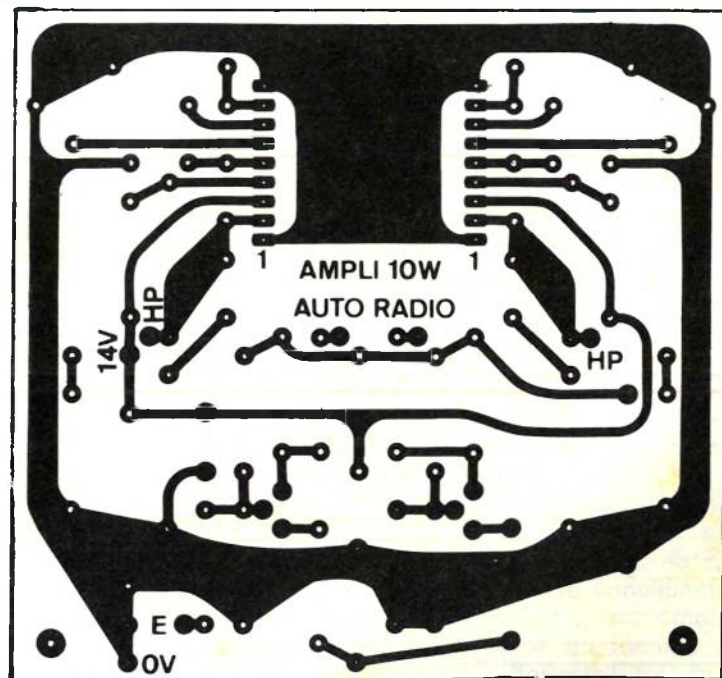


Figure 5

V. Réalisation de la maquette

A) Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé aux lecteurs à l'échelle 1 à la figure 5.

Les dimensions de la plaquette sont de 94×89 mm. Les liaisons sont assez nombreuses et on aura intérêt à utiliser du circuit imprimé photosensibilisé pour positifs, des pastilles et de la bande adhésive. Ainsi, on pourra graver une plaquette très proprement, semblable aux CI professionnels.

Les courants qui circuleront dans les pistes cuivrées n'étant pas très importants, de la bande de 1,27 mm de largeur est bien suffisante. Les pastilles quant à elles ont un diamètre de $\varnothing 2,54$ mm.

Le circuit gravé, reste les perçages. Ceux-ci sont effectués avec un foret de $\varnothing 1$ mm et l'on reprend ensuite les 2 trous destinés à la fixation du module avec un foret de $\varnothing 3,2$ mm.

Avant de commencer le cablage de cette plaquette, il est intéressant de désoxyder les pistes-cuivrées en les frottant avec un tampon JEX. Cette opération facilite l'adhérence de la soudure et évite de surchauffer les composants.

B) Câblage du module

Le plan de câblage est proposé à la figure 6. Tous les composants sont repérés par leur symbole électrique ; il suffit donc de se reporter à la nomenclature pour connaître la valeur de chacun d'eux.

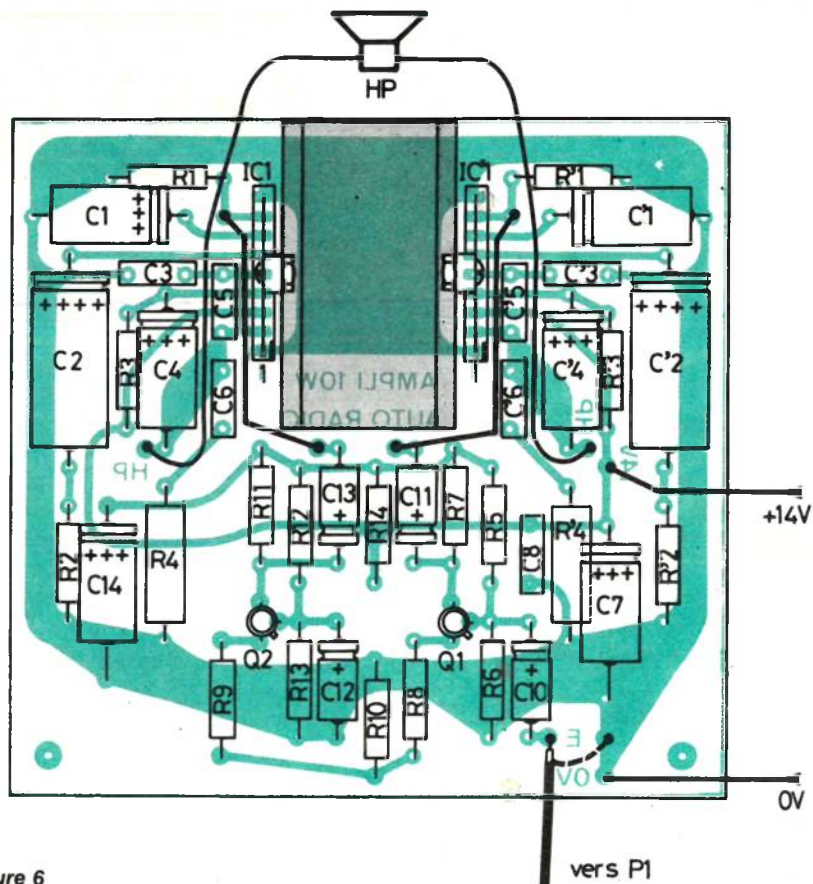


Figure 6

Ce circuit imprimé regroupant les composants de deux amplificateurs identiques, ceci explique la présence des repères R1 et R'1 par exemple. On commence par souder toutes les résistances de 0,5 W, puis les 2 résistances bobinées.

Mettre en place, ensuite, les condensateurs non polarisés C3 - C5 - C6.

On s'occupe alors des électrochimiques en commençant par les plus petites valeurs, donc C10.

Reste enfin les 2 transistors et les 2 circuits intégrés. Pour les transistors, on

FONDS DE COMMERCE

Désireux prendre retraite, vends commerce télé-radio - ménager - composants électroniques. S.A. créée en 1935. Très bonne affaire - Paris. Ecrire au journal qui transmettra. SPE, 206, rue du Faubourg-St-Martin - Paris 75010.

Le relieur RADIO-PLANS

10 F (+ 1,20 F de port)

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.

peut placer entre ces composants et la plaquette imprimée un petit intercalaire qui augmente la rigidité mécanique.

Attention au moment de la mise en place des TDA1037, **ceux-ci sont tous deux orientés dans le même sens**, l'ergot détrompeur (donc la broche 1) étant positionné vers l'intérieur du module.

Ne pas oublier d'équiper ces circuits intégrés d'un dissipateur thermique.

On intercale entre la bride de fixation de IC1 et le radiateur une cosse à souder. Cette cosse est destinée à mettre au 0V la bride du TDA1037, comme le recommande le schéma de principe de la **figure 4**.

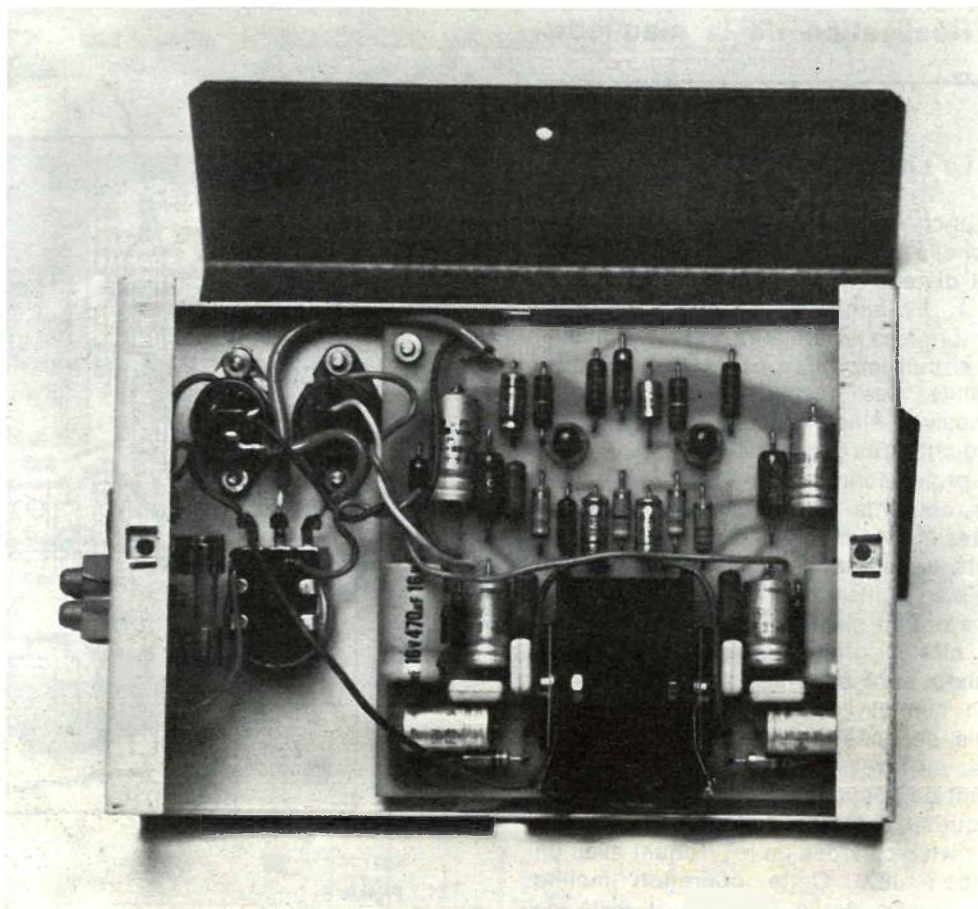
On veillera à mettre en place les 2 strap-pes reliant les condensateurs C11 et C13 aux entrées de IC1 et IC'1 (broches 8 des circuits intégrés).

On soude deux bouts de fils de 20 cm environ aux points HP. De même pour l'alimentation 0V et +14V.

On câble un morceau de blindé de 10 cm environ (ce câble est l'arrivée de la modulation).

La tresse de masse est à relier côté module, ne pas oublier.

Le câblage du module est alors terminé. On fait une minutieuse vérification tant sur la valeur des composants que sur l'orientation des éléments polarisés. On dissoud pour terminer la résine des points de soudure avec du trichoréthylène ; cette opération donne au module un aspect professionnel.



Vue intérieure de l'amplificateur montrant le câblage

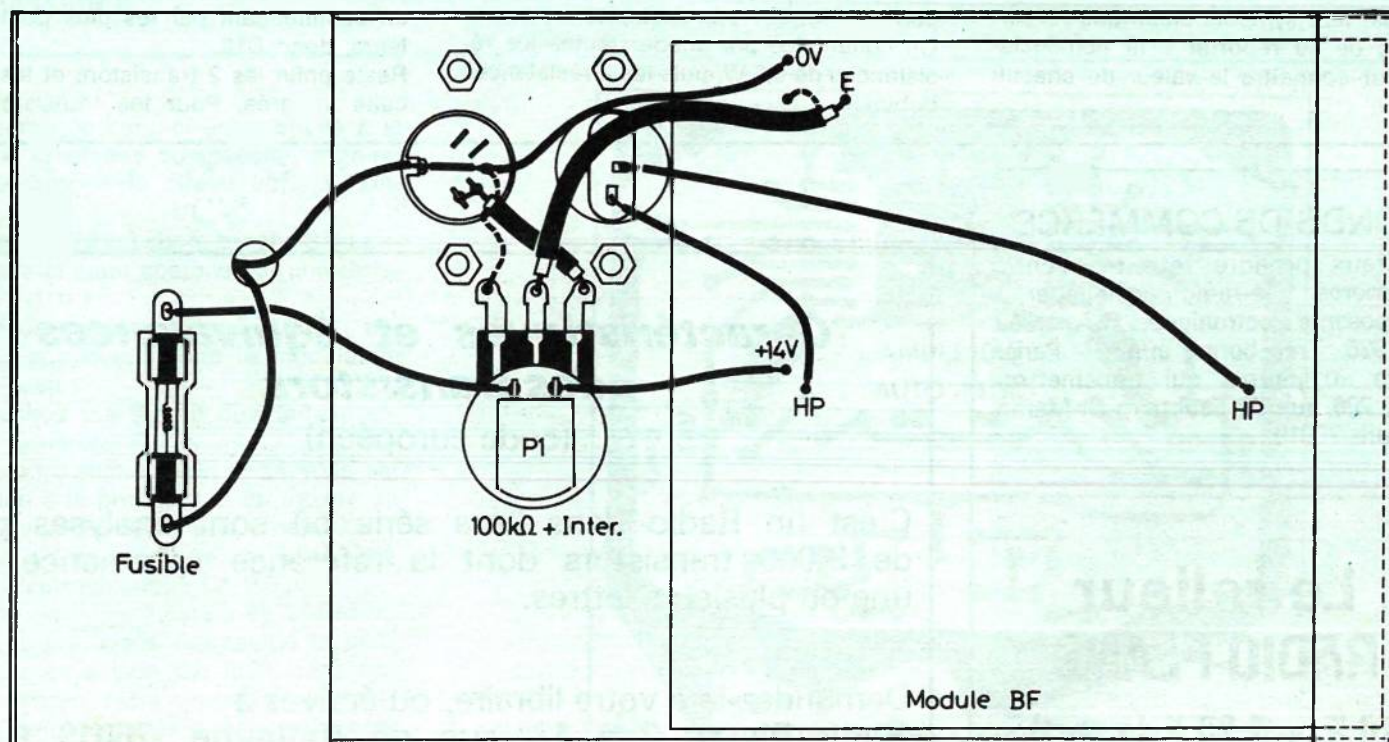


Figure 7

C) Nomenclature des composants

Résistances à couche $\pm 5\%$ — 0,5 W

R1 = R'1 : 100 k Ω
R2 = R'2 : 56 Ω
R3 = R'3 : 100 Ω
R5 : 470 k Ω
R6 : 220 Ω
R7 : 2 k Ω
R8 : 220 Ω
R9 : 220 Ω
R10 : 820 Ω
R11 : 2,7 k Ω
R12 : 470 k Ω
R13 : 220 k Ω
R14 : 470 Ω

Résistances bobinées 3 W

R4 = R'4 = 1 Ω

Condensateurs non polarisés

C3 — 2700 pF céramique
C5 — 1000 pF céramique
C6 — 0,1 μ F/63V
C8 — 0,1 μ F/63V

Condensateurs électrochimiques

C1 — 100 μ F/16V
C2 — 470 μ F/16V
C4 — 100 μ F/16V
C7 — 100 μ F/25V
C10 — 4,7 μ F/63V
C11 — 10 μ F/35V
C12 — 10 μ F/20V
C13 — 10 μ F/35V
C14 — 100 μ F/16V

Semi conducteurs

Q1-Q2 — BC238 (ou BC207)
IC1-IC'1 — TDA1037 Siemens

- * Dissipateur thermique
- * Visserie de 3
- * Cosses à souder
- * Fil de câblage et blindé.

D) Le boîtier du module

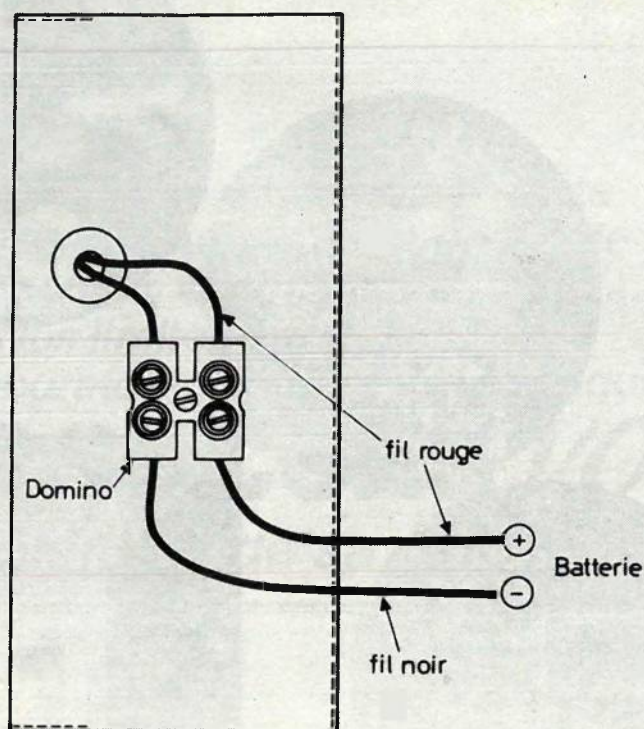
Parlons tout d'abord du coffret. Il s'agit de la série A de la gamme Opelec. Celui-ci a les dimensions de 150 $\times$ 100 $\times$ 50 mm.

Etant donné que les perçages sont peu nombreux, nous n'avons pas dessiné de plan. Le plan de câblage de la **figure 7** permet de voir la disposition des éléments et du module électronique.

Les opérations sont les suivantes :

- 1 — Percer 2 trous de $\varnothing$ 16 mm pour les prises DIN (5 broches et HP).
- 2 — Percer 1 trou de $\varnothing$ 10 mm pour le passage du canon du potentiomètre.
- 3 — Positionner les prises DIN et repérer les 4 trous de fixation avec une pointe à tracer.

Figure 8



Percer ces 4 trous avec un foret de $\varnothing$ 3,2 mm après avoir poinçonné la tolérerie.

- 4 — Percer 2 trous de $\varnothing$ 3,2 mm pour la fixation du module.
- 5 — Percer 1 trou de $\varnothing$ 3,2 mm pour la fixation du porte fusible.
- 6 — Percer un trou de $\varnothing$ 6 mm pour le passage des fils de l'alimentation.
- 7 — Equiper le châssis des divers éléments ; prises, potentiomètre, porte fusible, module, passe-fil.

Le module électronique est surélevé de la tôle au moyen d'entretoises de 5 mm ou d'écrous.

E) Interconnexions du module

Le plan de câblage de la **figure 7** est suffisamment explicite.

La modulation BF est transmise de la prise DIN au potentiomètre et du potentiomètre au module avec du câble blindé. Bien respecter le câblage de la tresse de masse.

Le reste du câblage est réalisé avec du fil ordinaire, souple ou rigide.

Les fils de l'alimentation sortent du boîtier par le passe-fil de $\varnothing$ 6 mm et viennent, comme l'indique la **figure 8**, se visser dans un domino. Ce domino est maintenu en place par la visserie du porte fusible. Afin d'éviter toute fausse manœuvre, avec du fil de couleur repérez les 2 polarités de l'alimentation :

- fil rouge $\rightarrow$ +
- fil bleu $\rightarrow$ —

F) Nomenclature des éléments extérieurs du module

- 1 coffret Opélec réf. A (150 $\times$ 100 $\times$ 50 mm).
- 1 prise DIN 5 broches pour châssis.
- 1 prise DIN 2 broches HP pour châssis.
- 1 porte fusible avec fusible de 500 mA.
- 1 Potentiomètre 100 k Ω log avec Inter.
- 1 domino.
- Visserie de 3.
- 1 passe fil pour $\varnothing$ 6 mm.

G) Mise sous tension de l'amplificateur et essais

Il suffit tout simplement de relier l'alimentation de l'Amplificateur au niveau du domino à la batterie du véhicule. Dès la mise sous tension (ce avec l'interrupteur du potentiomètre) l'appareil doit correctement fonctionner. Ne pas oublier de relier la prise HP à une charge acoustique de 4 Ω .

La modulation est bien entendu injectée au niveau de la prise DIN 5 broches. Celle-ci peut être prélevée sur l'autoradio au niveau du potentiomètre, par un câble blindé.

Lors de l'absence de modulation à l'entrée de l'amplificateur, nous avons mesuré une tension continue de 50 mV aux bornes de la charge, ce qui est vraiment négligeable et sans risque pour le HP D.B.

MONTAGES PRATIQUES

Réalisation d'un enregistreur-lecteur de cassettes à récepteur FM. incorporé

1^{re} PARTIE :

Préamplificateurs pour magnétophones à cassettes (2 versions proposées)

Les préamplificateurs d'enregistrement-lecture pour magnétophones sont souvent présentés comme la « bête noire » des électroniciens amateurs, en raison de la complexité des corrections de bande passante requises. En effet, la courbe de réponse de l'ensemble tête-bande est loin d'être linéaire, et des réseaux correcteurs assez élaborés doivent être prévus à l'enregistrement et à la lecture pour permettre d'obtenir des résultats valables. Le but de ces lignes est de permettre la réalisation facile de deux préamplificateurs munis des réseaux correcteurs adaptés à l'enregistrement et à la lecture des cassettes, l'un de haute qualité, conforme à la norme DIN 45500, l'autre, plus modeste, destiné à des applications dans le domaine des machines à dicter ou des enregistreurs et répondeurs téléphoniques. Les deux montages sont équipés d'un circuit de réglage automatique du niveau d'enregistrement (ALC).

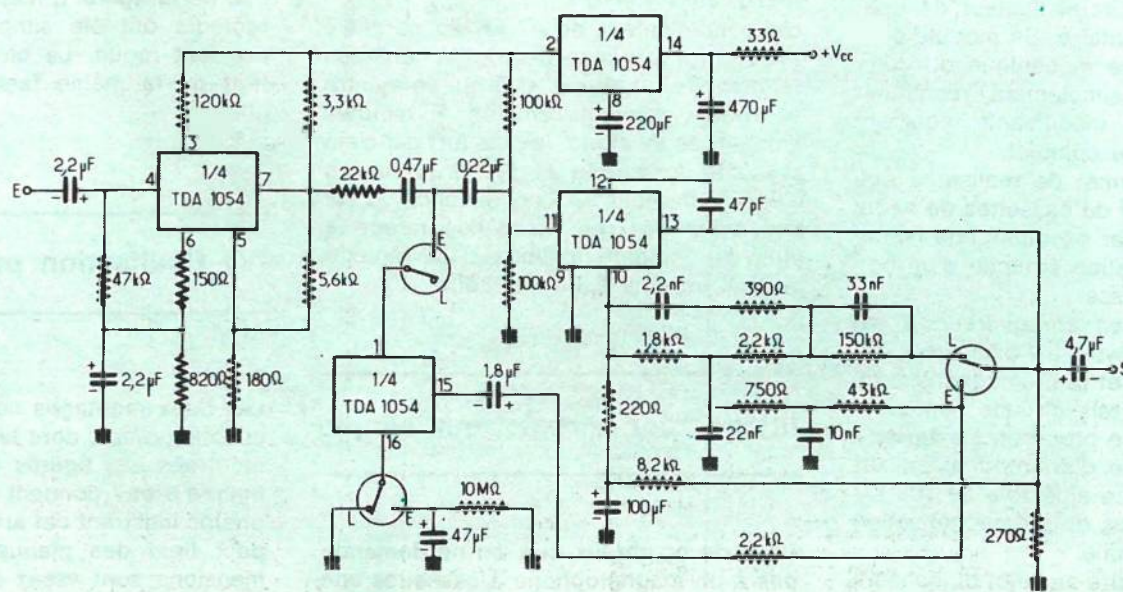


Figure 1

I) Généralités

Les deux montages décrits utilisent le même circuit intégré TDA 1054 produit par SGS - ATES, et spécialement conçu pour cet usage. Ce composant peu coûteux remplit quatre fonctions séparées :

- alimentation à filtrage électronique ;
- préamplificateur de tête ou de micro (deux transistors en tandem à faible bruit) ;

- préamplificateur d'égalisation de courbe de réponse (ampli opérationnel spécial) ;
- circuit ALC (réglage automatique du niveau d'enregistrement).

Le haut niveau d'intégration que l'on obtient avec de tels circuits intégrés permet d'affecter à chaque fonction un nombre de composants très supérieur à ce que l'on rencontre dans les réalisations faisant usage de composants discrets (5 transistors et deux diodes pour le seul circuit ALC).

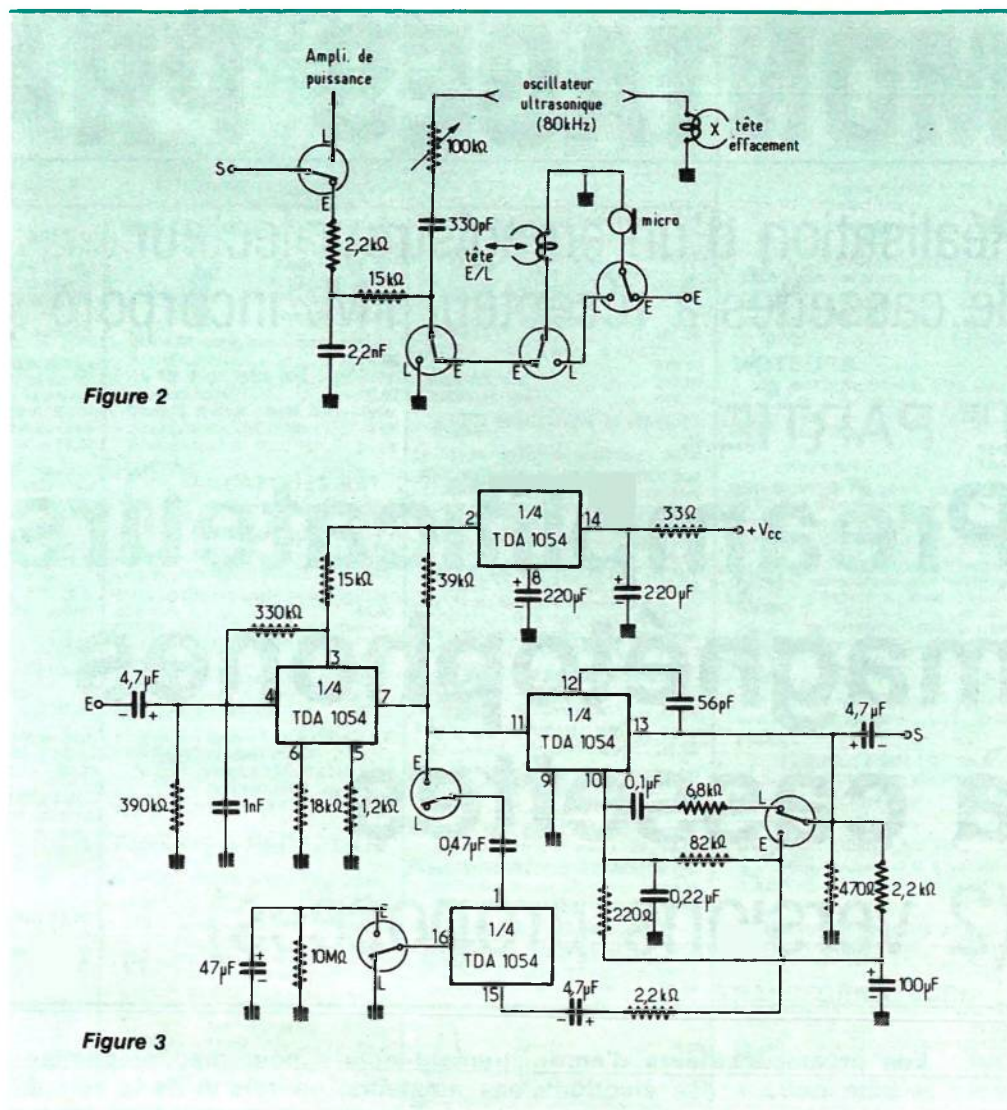
II) Lecteur-enregistreur HIFI

Le schéma est donné à la **figure 1**. Ce montage est destiné à équiper des lecteurs ou lecteurs-enregistreurs de cassettes satisfaisant à la norme DIN 45500 en ce qui concerne la bande passante. La spécification relative au bruit de fond ne peut en effet être satisfaite qu'en faisant usage d'un circuit limiteur de bruit de fond supplémentaire. Ce module peut être associé à une mécanique du commerce, ou plus simplement remplacer une électronique insuffisante équipant un appareil acheté complet.

Utilisé seul, il permet de réaliser à peu de frais un lecteur de cassettes de haute qualité utilisant, par exemple, une mécanique de récupération équipée d'un bon régulateur de vitesse.

Pour l'utilisation en enregistreur, il est nécessaire de prévoir un oscillateur HF pour l'effacement et la prémagnétisation. Les schémas de tels circuits sont simples et faciles à se procurer. La **figure 2** donne un exemple d'interconnexion sur lequel la résistance ajustable de 100 K Ω sert à régler le taux de prémagnétisation à sa valeur optimale.

Peu de choses à dire au sujet du schéma qui est strictement conforme aux indi-



cations du fabricant du circuit intégré. On remarquera les réseaux d'égalisation assez complexes, et qu'il convient de retoucher dans le cas d'une utilisation sur un magnétophone à bobines tournant à plusieurs vitesses.

Un condensateur de 47 μ F en parallèle avec une résistance de 10 M Ω constitue la mémoire du circuit ALC qui enregistre et retient pendant environ 3 minutes l'amplitude du signal le plus fort qui s'est présenté à l'entrée et ajuste le niveau d'enregistrement en conséquence. C'est exactement ce que ferait l'opérateur le plus expérimenté à l'aide d'un réglage manuel associé à un VU-mètre.

tôt appel à ses qualités de maniabilité et de faible encombrement.

Le circuit de la **figure 3** est destiné à équiper de tels appareils. Il est interchangeable à 100 % avec son homologue de la **figure 1**, mais les réseaux correcteurs ont été simplifiés et l'encombrement réduit. Le circuit d'ALC, construit de la même façon est tout aussi efficace.

III) Lecteur-enregistreur simple

Dans de nombreux cas, on ne demande pas à un magnétophone à cassettes une fidélité exceptionnelle, mais on fait plu-

IV) Réalisation pratique

Les deux montages sont câblés sur circuits imprimés, dont les connexions sont montrées aux **figures 4 et 6** et dont les **figures 5 et 7** donnent l'implantation. Les photos illustrant cet article montrent l'aspect final des plaquettes dont les dimensions sont assez modestes pour ne pas poser de problème de logeabilité.

1^{re} version : lecteur-enregistreur HI-FI

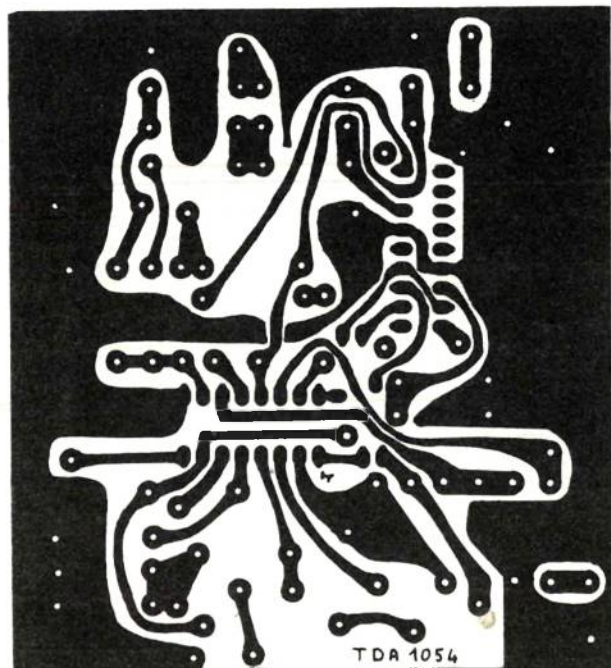


Figure 4

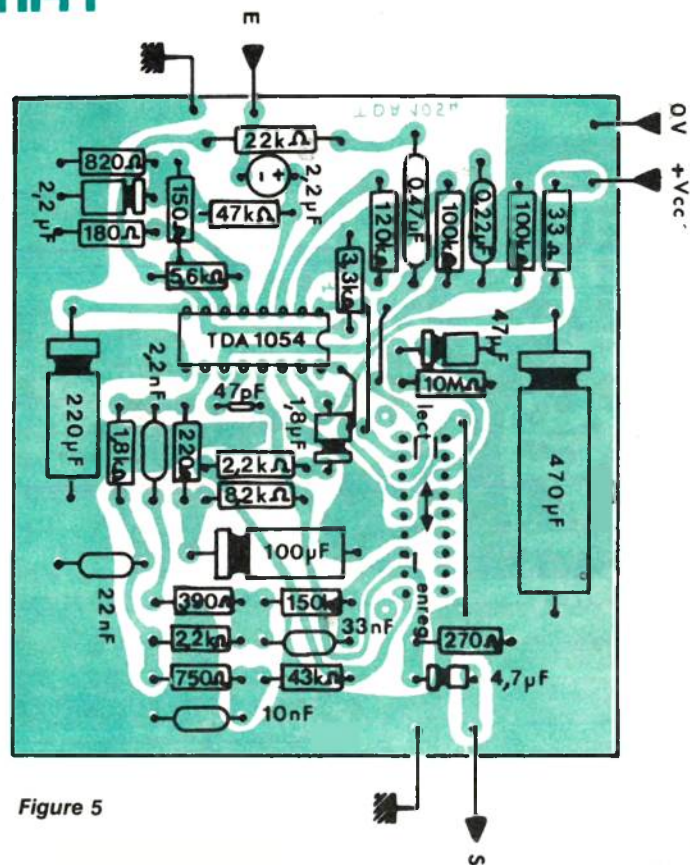
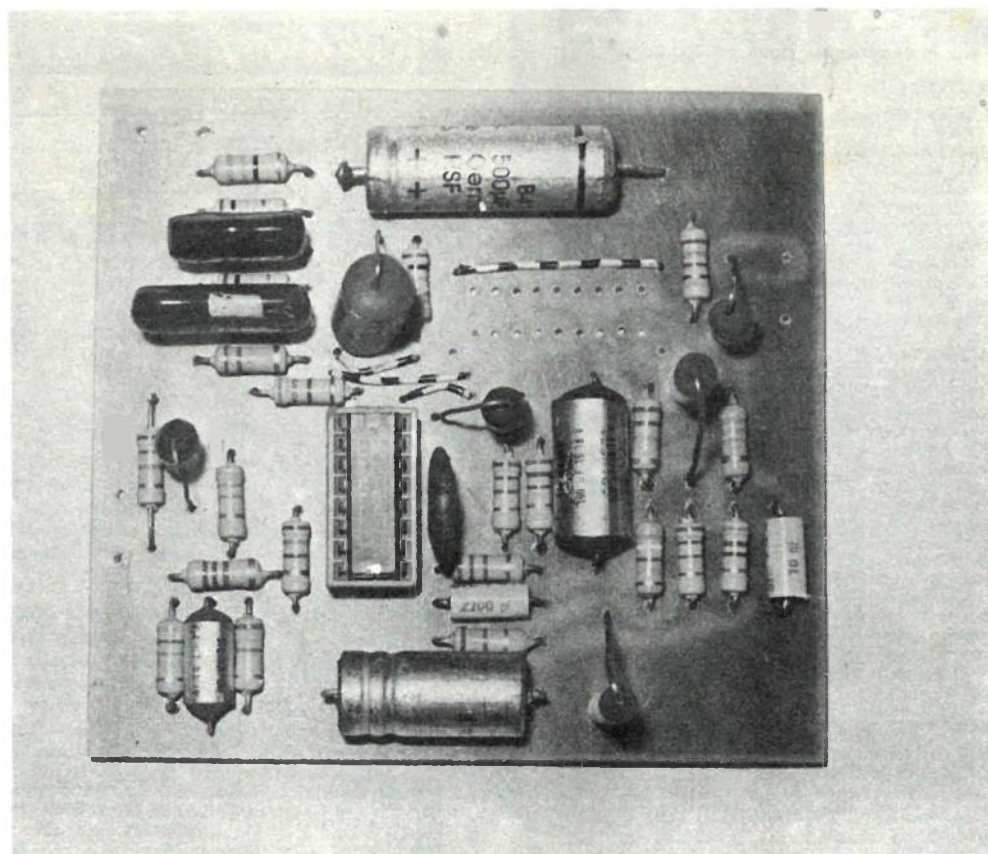


Figure 5



2^e version : lecteur-enregistreur simple

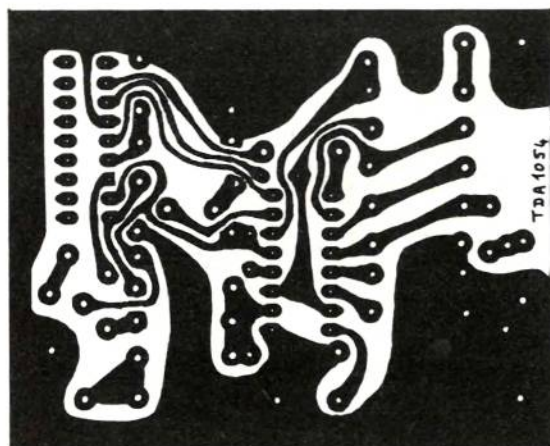


Figure 6

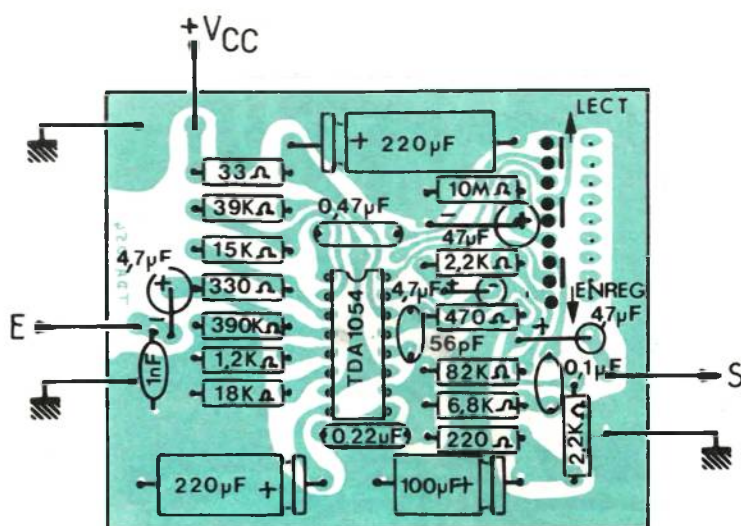
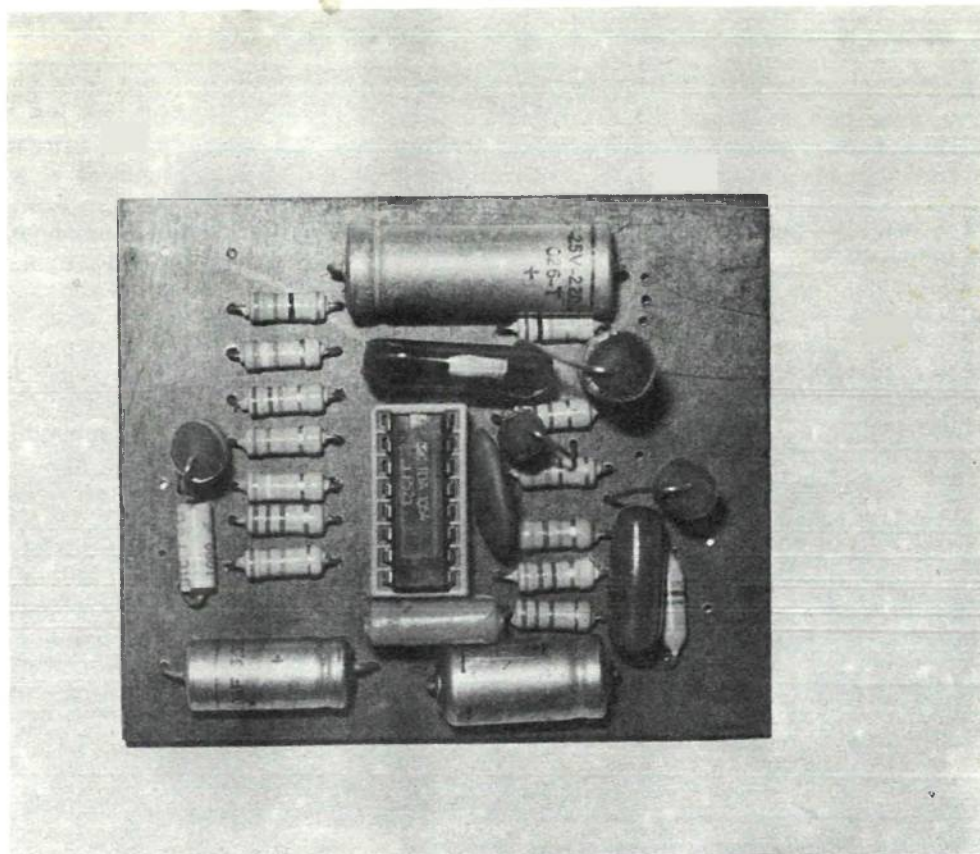


Figure 7



Chaque circuit comporte trois commutations (représentées sur les plans de câblage) qui pourront s'effectuer soit au moyen d'un inverseur-poussoir à 6 circuits câblé directement sur la carte (les trois circuits supplémentaires servant au commutations extérieures au circuit, par exemple pour l'oscillateur d'effacement), soit par l'intermédiaire d'un petit relais faisant partie d'un circuit de télécommande pouvant être très complet.

Les raccordements avec les circuits extérieurs sont au nombre de trois : alimentation (4 à 20 V, entrée (tête ou micro), sortie (ampli extérieur ou tête). Se référer si besoin est à la **figure 2**. Notons qu'il est nécessaire d'utiliser du fil blindé, et de relier la masse du circuit au châssis mécanique de la platine.

Lors du câblage, on veillera à ne pas monter le circuit intégré à l'envers, et à ne pas oublier de câbler les straps apparaissant sur la **figure 5**.

Dans le cas d'un simple lecteur, on effectuera les trois commutations à demeure, par des points de soudure au dos du circuit imprimé.

Un montage stéréo est très réalisable au moyen de deux circuits identiques, chacun possédant donc son propre ALC.

V) Conclusion

Voici donc deux circuits faciles à réaliser et qui devraient permettre à beaucoup d'amateurs d'accéder à un domaine qui leur semblait jusqu'ici interdit, avec toutes les chances de succès. Il devient

possible de tenter la reconversion à la HIFI des magnétophones à cassettes de qualité douteuse qui sont légion dans le commerce des « gadgets », la qualité médiocre du son délivré par ces appareils provenant souvent en majeure partie de la conception « économique » des circuits électroniques.

Patrick GUEULLE

Nomenclature

1) Circuit de la figure 5 (HIFI)

Résistances 5 % ou 1 % - $\frac{1}{2}$ ou $\frac{1}{4}$ W
33 Ω ; 180 Ω ; 220 Ω ; 270 Ω ; 390 Ω ; 750 Ω ;
820 Ω ; 1,8 k Ω ; 2 $\times$ 2,2 k Ω ; 3,3 k Ω ; 5,6 k Ω ;
8,2 k Ω ; 22 k Ω ; 43 k Ω ; 47 k Ω ; 2 $\times$ 100 k Ω ;
120 k Ω ; 2 $\times$ 150 k Ω ; 10 M Ω (20 %).

Condensateurs céramique ou mylar :
47 pF ; 2,2 nF ; 10 nF ; 22 nF ; 33 nF ;
0,22 μ F ; 0,47 μ F.

Condensateurs chimiques 16 V :
1,8 μ F ; 2 $\times$ 2,2 μ F ; 4,7 μ F ; 47 μ F ; 220 μ F ;
470 μ F ; 600 μ F.

2) Circuit de la figure 7 (simple)

33 Ω ; 220 Ω ; 470 Ω ; 1,2 k Ω ; 2 $\times$ 2,2 k Ω ; 6,8 k Ω ; 15 k Ω ; 18 k Ω ; 39 k Ω ; 82 k Ω ; 330 k Ω ; 390 k Ω ; 10 M Ω (20 %).

Condensateurs céramique ou mylar :
56 pF ; 1 nF ; 0,1 μ F ; 0,22 μ F ; 0,47 μ F.

Condensateurs chimiques 16 V :
3 $\times$ 4,7 μ F ; 47 μ F ; 100 μ F ; 2 $\times$ 220 μ F.

Circuit intégré commun aux deux versions : TDA 1054 - SGS-ATES



INITIATION A LA RADIOCOMMANDE

DES MODELES REDUITS
par Christian PERICONE
(Ingénieur Arts et Métiers)

Un volume broché,
format 15 x 21, 80 pages.
Couverture quadrichromie,
pelliculée.
Nombreux schémas.
Prix : 18 F.

L'auteur s'adresse aux débutants désirant réaliser la radiocommande des petits modèles de bateaux, avions, automobiles.

Ce livre leur apprendra à réaliser tous les dispositifs électroniques de radiocommande. Ils trouveront également tous les renseignements concernant le matériel commercial nécessaire ainsi que des notions suffisantes sur les procédés de commande à distance.

EXTRAIT DU SOMMAIRE : Généralités sur la radiocommande. Principe de l'émission-réception. L'électronique des montages de radiocommande. Le matériel et les composants. Comment débiter en radiocommande. Les appareils de mesure et de contrôle. Réalisations pratiques d'émetteurs et de récepteurs. Les formalités administratives.

En vente chez votre libraire habituel
et à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878.09.94/95 C.C.P. 4949-29 PARIS

4e ÉDITION - B. FIGHIERA

les GADGETS ELECTRONIQUES

et leur réalisation

SOMMAIRE DE L'OUVRAGE :
Les courants faibles ■ Les autres composants passifs ■ Les diodes ■ Les transistors ■ Les thyristors et les triacs ■ La représentation schématique ■ Le matériel nécessaire ■ L'art de la soudure ■ Les supports de montage ■ Conseils pratiques pour le montage des plaquettes ■ Précautions pour l'implantation des éléments ■ L'habillage et la finition ■ Les idées et la réalisation, les astérisques ■ Dispositif pour tester la nervosité ■ La boîte à gadgets ■ Les récepteurs simplifiés ■ Récepteur fonctionnant avec de l'eau salée ■ Récepteur 4 transistors ■ Dispositif anti-moustique électronique ■ Roulette électronique ■ Convertisseur pour bande aviation ■ Métrologue à deux transistors ■ Sirène électronique ■ Sonnette électronique ■ Instrument musical ■ Canari électronique ■ Un mini radio compas ■ Écoute sur boucle d'induction ■ Déclencheur photo-électrique simple ■ Récepteur son télévision ■ Détecteur de présence ■ Amplificateur BF à circuit intégré ■ Interphone ■ Amplificateur téléphonique ■ Antivol sonore pour automobiles ■ Répétiteur sonore d'indicateur de direction ■ Gadget utile pour automobile ■ Émetteur FM expérimental ■ Micro émetteur AM ■ Détecteur de métaux ■ Jeux de lumières ■ Tueur de publicité.

**Un volume broché
format 15 x 21,
160 pages sous couverture
4 couleurs. Nombreux
schémas. Prix : 26 F.**

en vente à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949.29 Paris
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 10 % pour frais
d'envoi à la commande - En port recommandé + 2,40 F.)

Dictionnaire

technique

A

A - Symbole de l'Ampère

A - Classe d'amplification dans laquelle le point de repos (sans modulation) est situé sensiblement au milieu de la caractéristique dynamique de l'élément amplificateur. Un étage travaillant en classe A fournit toute l'amplitude du signal avec un seul élément actif. On remarque que la moyenne des variations du courant de sortie de cet étage lorsqu'il y a modulation est égale au courant de repos. La classe A est utilisée dans les étages amplificateurs de tension (faible puissance) et dans quelques amplificateurs de puissance ne possédant qu'un seul transistor ou tube de sortie.

A - Préfixe constituant la première lettre de l'indicatif des radio-amateurs aux U.S.A.

A suivi d'un chiffre - Abréviations utilisées en émission pour caractériser une onde et sa modulation. Voici leur liste :

A0 - Onde entretenue pure (sans modulation).

A1 - Onde sans modulation mais manipulée en tout ou rien (télégraphie).

A2 - Onde modulée par une fréquence audible en tout ou rien (télégraphie).

A3 - Onde avec double bande latérale et porteuse complète (téléphonie).

A3a - Onde avec bande latérale unique et porteuse réduite (téléphonie).

A3b - Onde avec deux bandes latérales indépendantes et porteuse réduite (téléphonie).

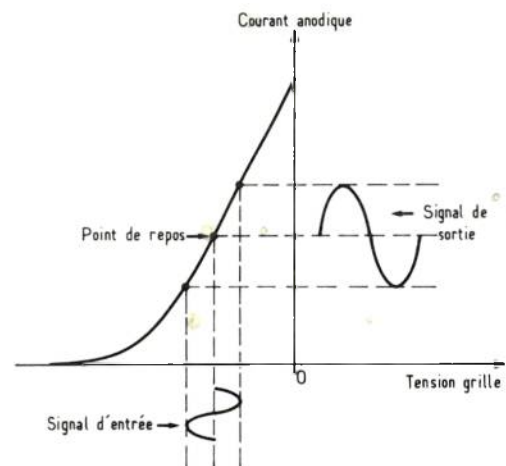
A4 - Onde utilisée pour les fac-similés (téléphotographie).

A5 - Onde de télévision.

A9 - Autres systèmes de modulation.

A9c - Systèmes de transmission à suppression de porteuse.

Å - Symbole de l'Angström.



Amplification en classe A

Abaisseur - (Sous-entendu abaisseur de tension) Se dit d'un transformateur fournissant à son secondaire une tension inférieure à celle appliquée au primaire.

Abaque - Graphique permettant de trouver simplement, par réunion de plusieurs points, la valeur d'une variable. C'est en fait la traduction graphique d'une formule mathématique.

Abaque de Smith : le plus connu des abaques utilisés en électronique. Conçu par l'ingénieur américain Smith, cet abaque permet la solution de nombreux problèmes ayant trait aux lignes de transmission BF et HF et notamment de trouver la valeur d'impédances, de coefficients de réflexion et de taux d'ondes stationnaires.

Abraham-Bloch - Type de multivibrateur inventé en 1918 par deux chercheurs qui lui ont donné son nom. C'est un générateur fournissant des signaux rectangulaires et utilisant deux éléments actifs (transistors ou tubes) dont chaque sortie est réunie à l'entrée de l'autre par un circuit RC de façon à provoquer une réaction totale. Ce multivibrateur, appelé « **astable** » oscille spontanément ; il n'a pas de position d'équilibre comme le « bistable » ou le « monostable ».

La fréquence des oscillations ainsi que leur « facteur de forme » (ou rapport cyclique) peuvent être modifiés en changeant les valeurs des deux circuits RC.

Absorption - Par suite de phénomènes d'induction électrostatique ou électromagnétique dans les isolants ou les conducteurs, une partie des ondes radioélectriques se trouve absorbée, provoquant ainsi une perte d'énergie. C'est la propriété essentielle des collecteurs d'ondes (antennes et cadres).

Méthode de mesure par absorption : Pour mesurer les fréquences (ou longueurs d'onde) de certains circuits oscillants, on peut utiliser un appareil appelé « ondemètre à absorption ». On couple la self de l'ondemètre avec celle du circuit à mesurer et on règle le condensateur variable de l'ondemètre de façon à obtenir l'absorption maximum (se traduisant pas une déviation minimum d'un indicateur à cadre mobile placé dans le circuit d'émission). On relève alors la fréquence ou la longueur d'onde correspondante sur le cadran gradué du condensateur variable.

A.C. - (Alternative Current) Abréviation anglo-saxonne signifiant « courant alternatif ». On rencontre cette abréviation sur les schémas, à l'endroit où se fait l'entrée du secteur sur un appareil.

AC3 - Préfixe constituant le début de l'indicatif des radioamateurs du Sikkim (Asie).

AC4 - Préfixe constituant le début de l'indicatif des radioamateurs du Thibet (Asie).

AC5 - Préfixe constituant le début de l'indicatif des radioamateurs du Bhoutan (Asie).

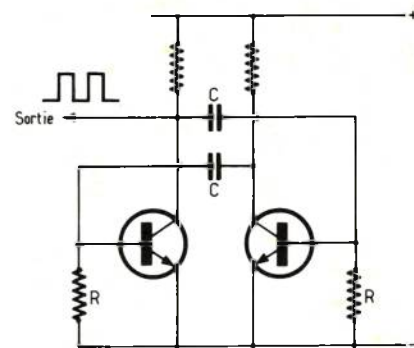
Accord - Réglage d'un circuit oscillant sur une fréquence donnée, soit par variation de capacité, soit par variation d'inductance (en anglais : tuning).

Accrochage - Oscillation parasite, générée par un appareil où un seul de ses étages, due surtout à la présence de capacités parasites (notamment de câblage).

Accumulateur - Appareil capable d'emmagasiner et de restituer l'énergie électrique grâce à des réactions chimiques internes.

Les accumulateurs sont constitués de deux électrodes en alliage (plomb-antimoine, cadmium-nickel, zinc-argent) baignant dans une solution acidulée (pour une batterie au plomb, il s'agit d'acide sulfurique à 28° Baumé).

Chaque élément accumulateur fournit une tension qui, selon la technologie employée, peut aller d'environ 1,2 V (batteries Ni-Cd) à 2 V (batteries plomb). Les accumula-



Multivibrateur type Abraham-Bloch

teurs sont capables de fournir instantanément un courant très important, leur résistance interne étant très faible. La capacité d'un accumulateur est donnée en ampères-heures (Ah). Par exemple, une batterie de capacité 35 Ah est capable de fournir 35 ampères pendant une heure.

Actif - Se dit d'un **courant** alternatif en phase avec la tension (on dit aussi courant réel).

Se dit également d'un **filtre** de fréquence utilisant un ou plusieurs éléments amplificateurs (transistor ou circuit intégré).

Active - Comme pour le courant actif, la **puissance active** est la puissance réelle fournie par un générateur alternatif. En effet, s'il existe un déphasage entre le courant et la tension, la puissance réelle est différente de la puissance apparente qui est le produit des deux valeurs efficaces tension - courant.

La puissance active fait donc intervenir un coefficient multiplicateur qui est le cosinus de l'angle de déphasage (le célèbre cosinus φ , appelé **facteur de puissance**).

La formule se définit donc comme suit :

$$P_{active} = U_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos \varphi$$

On voit que pour un déphasage nul ($\varphi = 0$), le cosinus de l'angle est égal à 1 et la puissance active est égale à la puissance apparente.

La puissance active s'exprime en **watts**.

A/D - Symbole utilisé pour caractériser une conversion du mode analogique au mode digital (conversion d'informations logiques en valeurs de tensions).

Adaptation (d'impédance) - Recherche de la valeur optimale d'impédance pour un élément, vis-à-vis de l'impédance d'un autre élément. Par exemple, pour un amplificateur de puissance possédant un transformateur de sortie dont le secondaire a une impédance de 8 Ω , l'adaptation sera réalisée avec un haut-parleur d'impédance égale aussi à 8 Ω .

Additionnelle - Se dit de la résistance que l'on met en série avec un galvanomètre pour réaliser la fonction volt-mètre.

(à suivre)

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- V_{ce} max = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c (W)	I_c (A)	V_{ce} max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 2846	Si	NPN	0,800		30	250	30		T05	2 N 2538	2 N 2537
2 N 2847	Si	NPN	0,360		20	250	40		T018	2 N 916	2 N 2710
2 N 2848	Si	NPN	0,800		20	250	40		T05	BF 322	BSY 52
2 N 2849	Si	NPN	0,850	3	80	30	100		R61	2 N 2849-1	2 N 2849-2
2 N 2849-1	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	100	300	T05	2 N 2849	2 N 2849-2
2 N 2849-2	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	100	300	MT26	2 N 2849-1	2 N 2849
2 N 2849-3	Si	NPN	10	3	80	80	100	300	MT13	2 SC 299	2 N 2850-3
2 N 2850	Si	NPN	0,850	3	80	30	40		R61	2 N 2851	2 N 2849
2 N 2850-1	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	40		MT26	2 N 2851-1	2 N 2849-1
2 N 2850-2	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	40	120	MT26	2 N 2851-2	2 N 2849-2
2 N 2850-3	Si	NPN	10	3	80	60	40	120	MT13	2 N 2851-3	2 N 2849-3
2 N 2851	Si	NPN	0,850	3	80	30	40		R61	2 N 2850	2 N 2849
2 N 2851-1	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	40		T05	2 N 2850-1	2 N 2849-1
2 N 2851-2	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	40	120	MT26	2 N 2850-2	2 N 2852-2
2 N 2851-3	Si	NPN	10	3	80	60	40	120	MT13	2 N 2850-3	2 N 2849-3
2 N 2852	Si	NPN	0,850	3	80	30	20		R61	2 N 2850	2 N 2851
2 N 2852-1	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	20		T05	2 N 2850-1	2 N 2851-1
2 N 2852-2	Si	NPN	0,850	3	80	0,030	20	60	MT26	2 N 2851-2	2 N 2850-2
2 N 2852-3	Si	NPN	10	3	80	40	40		MT13	2 N 2851-3	2 N 2850-3
2 N 2853	Si	NPN	0,850	3	40	30	40		R61	2 N 2855	2 SC 291
2 N 2853-1	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	40		T05	2 N 2855-1	2 N 2856-1
2 N 2853-2	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	40		MT26	2 N 2855-2	2 N 2856-2
2 N 2853-3	Si	NPN	10	3	40	60	40		MT13	2 N 2855-3	2 N 2856-3
2 N 2854	Si	NPN	0,850	3	40	30	100		R61	2 N 2854-1	2 N 3506
2 N 2854-1	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	100		T05	BSV 60	2 N 3506
2 N 2854-2	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	100	300	MT26	BSV 60	2 N 3506
2 N 2854-3	Si	NPN	10	3	40	80	100	300	MT13	2 SC931	2 N 2853-3
2 N 2855	Si	NPN	0,850	3	40	30	40		R61	2 N 2853	2 SC 291
2 N 2855-1	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	40		T05	2 N 2853-1	2 N 2854-1
2 N 2855-2	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	40	120	MT26	2 N 2853-2	2 N 2854-2
2 N 2855-3	Si	NPN	10	3	40	60	40	120	MT13	2 N 2853-3	2 N 2854-3
2 N 2856	Si	NPN	0,850	3	40	30	20		R61	2 N 2853	2 N 2855
2 N 2856-1	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	20		T05	2 N 2853-1	2 N 2855-1

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c (W)	I_c (A)	$V_{ce\ max.}$ (V)	$F_{max.}$ (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 2856-2	Si	NPN	0,850	3	40	0,030	20	60	MT26	2 N 2855-2	2 N 2854-2
2 N 2856-3	Si	NPN	10	3	40	40	20	60	MT13	2 N 2855-3	2 N 2854-3
2 N 2857	Si	NPN	0,200	0,040	15	2GHz	30		T072	2 N 3839	BFS 55
2 N 2858	Si	NPN	0,600	3	80	1	20		T05	2 N 2852-1	2 N 2851-1
2 N 2859	Si	NPN	0,600	3	100	1	20		T05		40373
2 N 2861	Si	PNP	0,300	0,100	20	200	30	120	T018	BC 205 A	BC 205 B
2 N 2862	Si	PNP	0,300	0,100	20	150	12	120	T018	BC 309 A	BC 309 B
2 N 2863	Si	NPN	0,800	1	25	150	20		T05	2 N 2864	2 N 5188
2 N 2864	Si	NPN	0,800	1	25	150	12		T05	2 N 2863	2 N 5188
2 N 2865	Si	NPN	0,200	0,050	13	600	20		T072	2 N 918	2 N 917 A
2 N 2866	Si	NPN	40	2	80	20	20	60	MT21	2 N 2867	BD 237
2 N 2867	Si	NPN	40	2	80	20	40	120	MT21	2 N 2866	BD 237
2 N 2868	Si	NPN	0,800	1	40	50	40	120	T05	2 N 2194	2 N 2194 A ou B
2 N 2869	Ge	PNP	30	10	50	0,004	50	165	T03	2 N 2870	AUY 21
2 N 2870	Ge	PNP	30	10	50	0,004	50	165	T03	2 N 2869	AUY 21
2 N 2873	Ge	PNP	0,115	0,010	25	375		125	T018	AF 181	2 N 2956
2 N 2874	Si	NPN	15	2	75	140	7,5	75	T08	2 N 2781	2 N 1709
2 N 2875	Si	PNP	20	2	50	25	15	60	MT21	2 N 4388	2 N 4387
2 N 2876	Si	NPN	18	2,5	60	200			T060	ZT 2876	2 N 3016
2 N 2877	Si	NPN	30	5	60	30	20	60	T0111	2 N 2878	2 N 2632
2 N 2878	Si	NPN	30	5	60	50	40	120	T0111	PT 6941	2 N 2877
2 N 2879	Si	NPN	30	5	80	30	20	60	T0111	2 N 2880	2 N 2633
2 N 2880	Si	NPN	30	5	80	50	40	120	T0111	2 N 5608	2 N 2879
2 N 2881	Si	PNP	8,5	2	60	BF	20	60	T05	STC 5806	SDT 3502
2 N 2882	Si	PNP	8,5	2	100	BF	20	60	T05	ST 75005	2 N 5675
2 N 2883	Si	NPN	0,800	0,300	20	400	20		T05	2 N 2884	2 SC 320
2 N 2884	Si	NPN	0,800	0,300	20	400	20		T05	2 N 2883	2 SC 320
2 N 2887	Si	NPN	25	1,2	80	BF	15	80	MT39	BD 169	2 N 4912
2 N 2890	Si	NPN	0,800 2)		80	30	30	90	T039 ou T05	2 N 2891	2 N 2243
2 N 2891	Si	NPN	0,800 2)		80	30	50	150	T039 ou T05	2 N 2890	2 N 2243 A
2 N 2892	Si	NPN	30	5	80	30	30	90	T059	2 N 2893	2 N 2879
2 N 2893	Si	NPN	30	5	80	30	50	150	T059	2 N 2892	2 N 2880
2 N 2894	Si	PNP	0,360	0,200	12	400	40		T018	2 N 3012	BSV 31

2) Donné pour 5W par SESCOSEM.

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	P_c (W)	I_c (A)	$V_{ce\ max.}$ (V)	$F_{max.}$ (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 2894 A	Si	PNP	0,360	0,200	12	800	40		TO18	BSX 29	MM 2894 A
2 N 2895	Si	NPN	0,500	1	65	120	40	120	TO18	2 N 2898	2 N 3056
2 N 2896	Si	NPN	0,500	1	90	120	60	200	TO18	2 N 2899	2 N 3056 A
2 N 2897	Si	NPN	0,500	1	45	100	50	200	TO18	2 N 2900	2 N 3109
2 N 2898	Si	NPN	0,500	1	65	120	40	120	TO46	2 N 2895	2 N 3056
2 N 2899	Si	NPN	0,500	1	90	120	60	200	TO46	2 N 2896	2 N 3056 A
2 N 2900	Si	NPN	0,500	1	45	100	50	200	TO46	2 N 2897	2 N 3109
2 N 2903 1)	Si	NPN	0,200	0,050	30	60	150	625	TO77	2 N 2903 A	2 N 2453
2 N 2903 A 1)	Si	NPN	0,200	0,050	30	60	150	625	TO77	2 N 2903	2 N 2453
2 N 2904	Si	PNP	0,600	0,600	40	200	40	120	TO5 ou TO39	2 N 2905	2 N 1132
2 N 2904 A	Si	PNP	0,600	0,600	60	200	40	120	TO5 ou TO39	2 N 2905 A	BCW 93 A
2 N 2905	Si	PNP	0,600	0,600	40	200	100	300	TO5 ou TO39	2 N 2904	2 N 1132
2 N 2905 A	Si	PNP	0,600	0,600	60	200	100	300	TO5 ou TO39	2 N 2904 A	BCW 97 B
2 N 2906	Si	PNP	0,400	0,600	40	200	40	120	TO18	2 N 2907	BCW 96 A
2 N 2906 A	Si	PNP	0,400	0,600	60	200	40	120	TO18	2 N 2907 A	BCW 93 A
2 N 2907	Si	PNP	0,400	0,600	40	200	100	300	TO18	2 N 2906	BCW 96 B
2 N 2907 A	Si	PNP	0,400	0,600	60	200	100	300	TO18	2 N 2906 A	BCW 97 B
2 N 2909	Si	NPN	0,400	1	40	50	30		TO46	2 N 2352	2 N 2352 A
2 N 2910 1)	Si	NPN	0,300		25	55	50		TO77		2 N 2480
2 N 2911	Si	NPN	5	3	125	1	20	60	TO5	40373	2 N 5237
2 N 2912	Ge	PNP	75	25	5	10	200	800	R74		2 N 2728 50 W 10 A
2 N 2913 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	60	240	TO77	2 N 2915	2 N 2915 A
2 N 2914 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	150	600	TO77	2 N 2918	2 N 2916
2 N 2915 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	60	240	TO77	2 N 2915 A	2 N 2913
2 N 2915 A 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	60	240	TO77	2 N 2915	2 N 2913
2 N 2916 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	150	600	TO77	2 N 2916 A	2 N 2918
2 N 2916 A 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	150	600	TO77	2 N 2916	2 N 2918
2 N 2917 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	60	240	TO77	2 N 2913	2 N 2915
2 N 2918 1)	Si	NPN	0,300	0,030	45	60	150	600	TO77	2 N 2914	2 N 2916
2 N 2919 1)	Si	NPN	0,300	0,030	60	60	60	240	TO77	2 N 2919 A	2 N 2978
2 N 2919 A1)	Si	NPN	0,300	0,030	60	60	60	240	TO77	2 N 2919	2 N 2978
2 N 2920 1)	Si	NPN	0,300	0,030	60	60	150	600	TO77	2 N 2920 A	2 N 2453
2 N 2920 A 1)	Si	NPN	0,300	0,030	60	60	150	600	TO77	2 N 2920	2 N 2453

1) Transistors doubles.

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES

- P_c = Puissance collecteur max.
- I_c = Courant collecteur max.
- $V_{ce\ max}$ = Tension collecteur émetteur max.
- F_{max} = Fréquence max.

- Ge = Germanium
- Si = Silicium

TRANSISTORS

TYPE	Nature	Polarité	β	I_c (A)	$V_{ce\ max.}$ (V)	$F_{max.}$ (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 N 2921	Si	NPN	0,200	0,100	25	200	35	70	T098	2 N 2713	BC 170
2 N 2922	Si	NPN	0,200	0,100	25	200	55	110	T098	2 N 3394	2 N 2923
2 N 2923	Si	NPN	0,200	0,100	25	200	90	180	T098	2 N 3393	MPS 2923
2 N 2924	Si	NPN	0,200	0,100	25	200	150	300	T098	2 N 3392	MPS 2924
2 N 2925	Si	NPN	0,200	0,100	25	200	235	470	T098	2 N 3391	MPS 2925
2 N 2926	Si	NPN	0,200	0,100	25	200	35	470	T098	2 N 2713	BC 170
2 N 2927	Si	PNP	0,800	0,500	25	100	25		T05	D 29 E 1 J 1	D 29 E 1 J 2
2 N 2927/46	Si	PNP	0,400	0,500	25	100	30		T046	BC 192	BF 249
2 N 2929	Ge	PNP	0,750	0,100	10	700	10		T05	GM 290 A	2 N 3995
2 N 2930	Ge	PNP	0,250	0,500	12	4	60		T05	2 N 2381	2 N 2382
2 N 2936 1)	Si	NPN	0,600		55	30	100	300	T077	2 N 2920	2 N 2920 A
2 N 2937 1)	Si	NPN	0,600		55	30	100	300	T077	2 N 2920	2 N 2920 A
2 N 2938	Si	NPN	0,300	0,500	13	500	10		T052		2 N 4449
2 N 2939	Si	NPN	0,800	1	60	150	240		T05	2 N 4960	2 N 4962
2 N 2940	Si	NPN	0,800	1	80	150	240		T05	2 N 4943	2 SC 775
2 N 2941	Si	NPN	0,800	1	100	150	60		T05		BFR 78
2 N 2942	Ge	PNP	0,150	0,100	25	200	60	120	T09	2 N 2955	2 N 827
2 N 2944	Si	PNP	0,400	0,100	10	15	80	200	T046	2 N 2944 A	2 N 3059
2 N 2944 A	Si	PNP	0,400	0,100	10	15	100		T046	2 N 2944	2 N 3059
2 N 2945	Si	PNP	0,400	0,100	20	10	40	100	T046	2 N 2945 A	C 9081
2 N 2945 A	Si	PNP	0,400	0,100	20	10	70		T046	2 N 2945	C 9083
2 N 2946	Si	PNP	0,400	0,100	35	5	30	70	T046	2 N 2946 A	2 N 3527
2 N 2946 A	Si	PNP	0,400	0,100	35	5	50		T046	2 N 2946	2 N 3527
2 N 2947	Si	NPN	25	1,5	60	100	6	60	T03	2 N 3297	2 N 3818
2 N 2948	Si	NPN	25	1,5	40	100	2,5	100	T03		40306
2 N 2949	Si	NPN	6	0,700	60	100	5	100	R70	2 N 3296	2 N 2950
2 N 2950	Si	NPN	6	0,700	60	50	5	100	MT30	2 N 3296	2 N 2949
2 N 2951	Si	NPN	3	0,250	60	200	20	150	T05	2 N 5108	2 N 5108 A
2 N 2952	Si	NPN	1,8	0,250	60	200	20	150	T018	BCY 65 E VII	BCY 65 E IX
2 N 2953	Ge	PNP	0,120	0,150	25	10	200		T01	2 N 602 A	MM 404
2 N 2955	Ge	PNP	0,150	0,100	25	200	20		T018	2 N 827	MM 404 A
2 N 2956	Ge	PNP	0,150	0,100	20	375		76	T018	2 N 2957	AC 121 V
2 N 2957	Ge	PNP	0,150	0,100	18	400		130	T018	AC 153 VII	2 N 2956

1) 2 N 2936 et 2 N 2937 forment 1 paire de transistors doubles.

PRESSE TECHNIQUE ÉTRANGÈRE

Montages avertisseurs de pollution de l'air

La pollution de l'air étant de plus en plus grande, celui-ci tend à la longue, à rendre l'air irrespirable ; il devient donc important de détecter la présence de gaz dangereux afin, dans la mesure du possible, de porter un remède à cet état de choses.

Grâce à l'électronique, il est possible de réaliser des appareils avertisseurs, dont certains sont relativement simples, donc à la portée des constructeurs moyens ou même des amateurs expérimentateurs. On décrira ci-après deux appareils de ce genre, d'après des articles parus dans des revues américaines. Le premier montage est représenté par le schéma de la **figure 1**. Il est destiné tout particulièrement à la détection, dans l'air, de gaz toxiques **inodores** ou non, comme : l'oxyde de carbone, les hydrocarbures, les fumées, le gaz d'éclairage et bien d'autres. En installant un détecteur de ce genre, on pourra se prémunir contre le danger d'empoisonnement et ceux d'explosion.

Ces gaz peuvent provenir aussi bien de l'installation intérieure du local que de l'extérieur, par exemple d'un garage ou d'une centrale de chauffage collectif d'immeuble.

Le détecteur, nommé aussi capteur, pick-up ou SENSEUR est un semi-conducteur du type N au bioxyde d'étain chauffé par un filament de platine.

Ce senseur est de fabrication américaine
DETECTRON INC.

Principes de fonctionnement

Lorsqu'il y a présence d'un gaz, la différence de l'énergie des niveaux d'électrons du gaz au semiconducteur a pour effet la diminution de la résistance du volume intérieur du détecteur.

Par exemple, s'il y a un pourcentage de propane de 1 sur mille, la résistance du senseur décroît de 5 %, par rapport à celle dans l'air pur.

On doit chauffer le filament du détecteur sous 1,5 V, 500 mA, en alternatif, ce qui est réalisé grâce à la résistance R_1 de $4\ \Omega$ et de l'enroulement de $6,3/2 = 3,15\text{ V}$.

En effet, le filament a une résistance de $1,5/0,5 = 3 \, \Omega$. L'enroulement de $3,15 \, \text{V}$ alimente par conséquent une résistance de $4 + 3 = 7 \, \Omega$, donc le courant est bien de $3,15/7 = 0,45 \, \text{A}$, donc proche de $0,5 \, \text{A}$ prévu.

La sortie du détecteur est aux points 4 et 3 réunis. Entre cette sortie et la ligne négative (anode de D_1), on a monté une résistance R_2 de 4,7 k Ω en série avec un milliampèremètre M de 1 mA de déviation totale, qui indiquera la variation du courant continu du circuit de sortie obtenu à l'aide de la diode redresseuse D_3 .

La tension de sortie est prise sur le curseur de R_3 , potentiomètre de 50 k Ω et transmise à l'amplificateur de continu à deux transistors, Q_1 et Q_2 , des NPN du type HEP S 0003 (MOTOROLA).

Les charges de collecteurs sont R_4 et R_5 . Les émetteurs de ces transistors sont à la ligne négative. Cette alimentation est obtenue à partir du transformateur TA dont le primaire est adapté à la tension du secteur et le secondaire est de 6,3 V à prise médiane. Tout transformateur ayant un enroulement de 6,3 V 1 A minimum peut convenir.

Le condensateur C_1 , de $220 \mu F$ 12 V assure le filtrage. D'autre part, l'amplificateur $Q_1 - Q_2$ attaque le thyristor SCR du type C 106 Q2 par la gâchette, tandis que la cathode est reliée à une ligne négative autre que celle mentionnée plus haut, partant de l'anode de D_2 . Entre la ligne + et l'anode du thyristor est monté un buzzer fonctionnant sous 6 V.

Un signal de sortie peut être prélevé aux bornes TS pour être transmis à l'entrée d'un amplificateur BF suivi d'un haut-parleur avertisseur.

La diode D_3 fournit une tension de 0,5 V de seuil. Lorsqu'un gaz est présent, la tension aux bornes de R_2 augmente, ce qui est indiqué par M. L'indication dépend du réglage de R_3 . Le transistor Q_1 devient conducteur et Q_2 se bloque. De ce fait, la gâchette de Q_3 devient plus positive et un courant s'établit dans le SCR et dans le buzzer d'où signal avertisseur sonore.

Grâce à D₂, le SCR est isolé de l'amplificateur et de son alimentation. Par conséquent, il se bloque au premier passage par zéro, après la chute du niveau du gaz, et les transistors retrouvent leur état de fonctionnement normal. Pour réaliser un indicateur lumineux, on pourra connecter aux bornes du buzzer, une LED en série avec une résistance de 470 Ω.

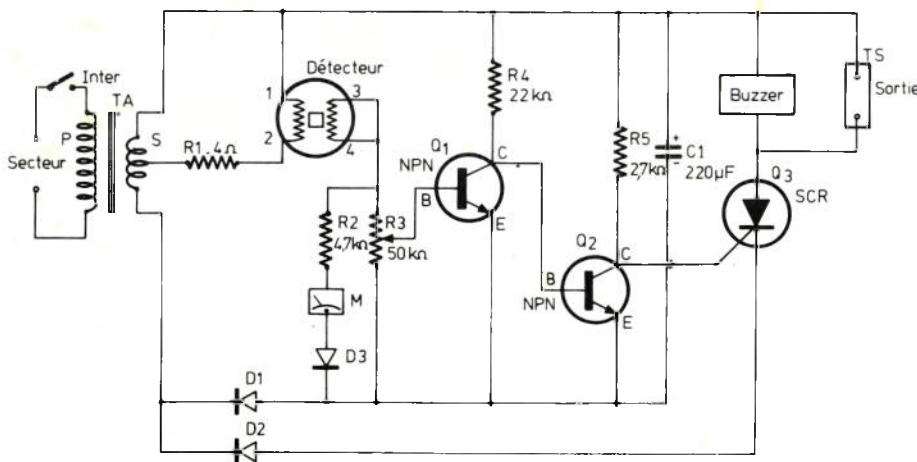


Figure 1

Les diodes D_1 , D_2 , D_3 doivent être au silicium à courant direct de 1 A et à tension inverse de 50 V.

On pourra monter le détecteur de gaz sur un support de lampe à 7 broches du type miniature.

Voici à la **figure 2** le brochage du détecteur, vu avec les douilles vers l'observateur.

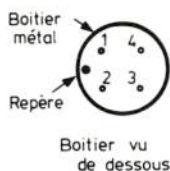


Figure 2

On pourra disposer les divers composants et les connexions dans un coffret métallique. Le détecteur sera monté à l'extérieur du coffret. Un petit cercle servant de repère pour identifier les broches 1 et 2.

Mise au point

L'appareil étant prêt à fonctionner, mettre R_3 au minimum, c'est-à-dire le curseur vers la ligne reliée à l'anode de D_1 avant de brancher le primaire de TA au secteur.

Après branchement, le courant dans le détecteur sera important, ce qui se verra sur le milliampéremètre M qui déviara au maximum.

Ce phénomène est dû aux impuretés collectées par le détecteur pendant sa période de repos.

Au cours de cette opération, l'aiguille du milliampéremètre revient progressivement à sa position de repos (minimum). Dès que cette position est atteinte, on agira sur R_3 dans le sens du mouvement du curseur vers le point 3 du détecteur jusqu'à ce que le buzzer se mette en action.

Revenir alors en arrière avec R_3 pour arrêter le buzzer et marquer le point correspondant du bouton de R_3 . Ce sera la position « normale » pour le local lorsque l'air n'est pas contaminé.

Pour faire un essai, envoyer la fumée d'une cigarette vers le détecteur. L'instrument M déviara et le buzzer vibrera à moins qu'on n'agisse sur R_3 pour le rendre silencieux. (voir référence 1).

Autre détecteur de gaz

Le schéma de ce détecteur est donné à la **figure 3**. Utilisable dans les mêmes conditions que le précédent, son schéma est différent, mais le principe de fonctionnement est le même car le détecteur est un TGS analogue à celui décrit précédemment.

Ce « senseur » de gaz est vendu aux USA par la société Southwest Technical Products.

Le détecteur TGS possède quatre broches 1 à 4. Il y a symétrie entre ces broches. Les enroulements 1 — 2 et 3 — 4 sont interchangeables et les broches 1 — 2 ou 3 — 4, permutable.

Cet appareil semble plus simple que le précédent. Son alimentation s'effectue à partir d'une batterie de 12 V de véhicule ou autre. Son auteur le recommande pour un emploi sur auto ou bateau mais il est certain que cet appareil pourra être utilisé également partout où il y a danger de contamination de l'air par des gaz.

On branchera l'appareil à l'alimentation par le jack $j_1 - j'_1$. Aucun branchement inversé ne doit être possible.

La tension de 12 V est appliquée au transistor de puissance Q_1 du type HEP 701 ou HEPS 5000, en série avec le TGS dont la broche 1 aboutit à la ligne négative d'alimentation.

On a réalisé la régulation de courant en polarisant la base de Q_1 par un diviseur de tension constitué par R_1 et les trois diodes D_1 , D_2 et D_3 montées en série et orientées avec l'anode vers la ligne positive. De ce fait elles seront conductrices.

Tout branchement inversé de l'une des diodes, de deux ou des trois, ainsi que toute coupure dans la chaîne des diodes, aurait comme effet la destruction du détecteur TGS.

La régulation est effectuée aussi par la diode Zener D_4 de 9 V, montée avec l'anode A vers la ligne négative. Cette diode est du type HEP 104 (9 V 1 W) ou HEP Z04 12. On trouve ensuite R_2 de 150 Ω et le milliampéremètre M de 1 mA de déviation totale, en série avec R_3 fixe et R_4 variable, réalisable avec un potentiomètre ajustable. Remarquons que les points 3 — 4 du TGS et l'extrémité — de M sont reliés à un point A pouvant être éventuellement mis à la ligne négative en le reliant au point B. Egalement, entre le point A et le point P, on trouve l'interrupteur S_1 en série avec la résistance R_5 de 680 Ω .

Fonctionnement

Le milliampéremètre M. indique la variation de résistance du détecteur TGS, due à la présence du gaz ou de la fumée. Si le détecteur reçoit le gaz ou la fumée, la résistance du détecteur diminue et le courant du circuit augmente ce qui fait dévier l'aiguille du milliampéremètre vers le maximum.

Le courant total consommé par le détecteur atteint 0,4 A sous 1 V. La chute de tension due aux diodes D_1 , D_2 , D_3 de polarisation de la base de Q_1 est de 1,7 volt environ, moins la chute de tension produite par la jonction base-émetteur qui est de 0,7 V. La tension régulée du TGS est alors de 1 V.

Grâce à la diode zener D_4 , la tension entre les points P et A reste constante et ne dépend pas des fluctuations de la tension de la batterie.

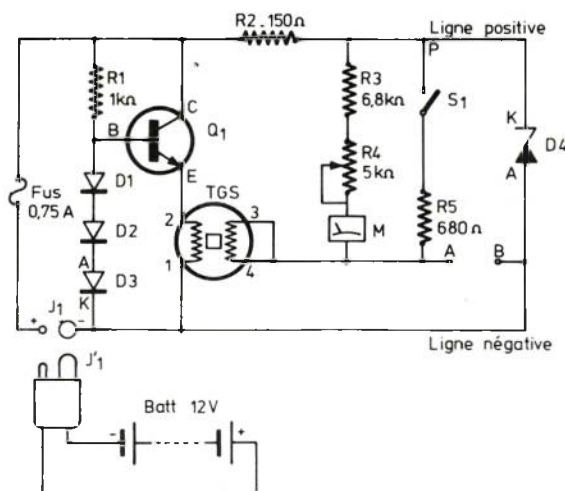


Figure 3

Essais préliminaires

En premier lieu, on notera que les détecteurs du genre TGS nécessitent une période de chauffage de quelques minutes à chaque nouvelle utilisation, si le détecteur a été soumis antérieurement à la présence d'un gaz ou fumée nocifs.

La première opération de mise au point de l'appareil terminé, consiste à relier à l'aide d'un cavalier ou d'une barrette les points A et B. Ensuite, on tournera R_4 jusqu'au moment où le milliampèremètre M indiquera le maximum, c'est-à-dire 1 mA. Enlever ensuite la connexion AB.

La lecture normale de M, après la période initiale de chauffage de 5 à 10 minutes du détecteur, est de 0,3 à 0,6 mA, lorsque l'appareil est en position haute sensibilité (HS) et de 0,1, à 0,3 mA en basse sensibilité.

La position HS est obtenue avec S_1 ouvert et la position LS avec S_1 fermé, shuntant ainsi le circuit de mesure par la résistance R_5 de 680 Ω .

Pour vérifier l'efficacité de l'appareil, il suffira de tremper ses doigts, dans de l'essence d'automobile et de les approcher du TGS. L'aiguille de l'instrument M déviara.

Construction

A la **figure 4** on montre le chassis horizontal avec le panneau avant vu de profil et la platine.

On notera les particularité suivantes :

- 1) le transistor de puissance Q_1 est monté sur une plaque métallique servant de radiateur de dissipation de chaleur ; ce radiateur sera isolé au point de vue thermique du chassis par des isolateurs, par exemple des cylindres en fibre ou autre isolant ;
- 2) le fusible, disposé à l'arrière, sera de 0,75 A, accessible et remplaçable ;
- 3) le TGS sera fixé sur un support 7 broches miniature de lampe ; il sera évidemment à l'extérieur ;
- 4) la platine supportera les résistances, y compris la résistance ajustable R_4 , les diodes D_1 à D_4 et les bornes A et B. Le jack J_1 sera disposé à l'arrière de l'appareil, celui-ci pourra être monté dans un coffret métallique. A noter que Q_1 dissipe 4 W. D'autre part, on indique que cet appareil pourrait se fixer sur le tableau de bord d'un véhicule et connecté aux bornes de l'allume-cigarettes. Le TGS pourrait aussi être connecté à l'appareil par un câble à trois conducteurs, pas trop long, si l'emploi de l'appareil l'exige. (voir référence 2).

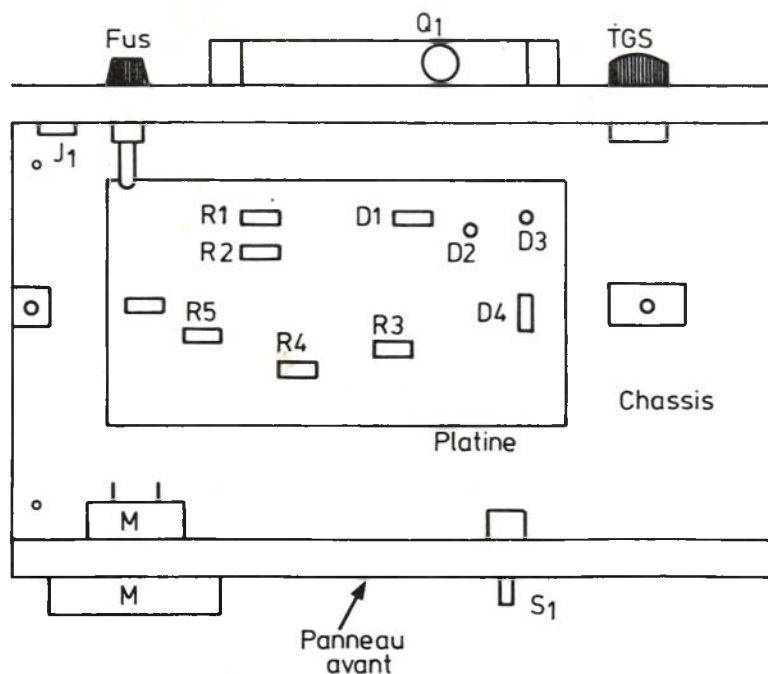


Figure 4

Diviseur de fréquence par 2 à 10

Le troisième montage est un diviseur de fréquence particulièrement intéressant, car il permet la division au choix par tout nombre de 2 à 10 ou des produits à deux ou plusieurs facteurs choisis parmi ces nombres.

A l'aide d'un compteur décimal 7490, il est possible d'obtenir une division de fréquence de 2 à 10, ce qui peut être utile dans de nombreuses applications comme par exemple dans une horloge digitale où l'on divisera la fréquence de 60 Hz par 60 pour obtenir une fréquence de 1 Hz.

Comme $60 = 10 \times 6$, il faudra monter deux diviseurs en série, l'un réglé pour diviser de 10 fois et l'autre de 6 fois.

Le boîtier du 7490 est à 14 broches, dont la broche 5 est au + 5 V et la broche 10 à la masse et au négatif de la source d'alimentation.

Les connexions sont différentes selon le diviseur N désiré, mais dans tous les

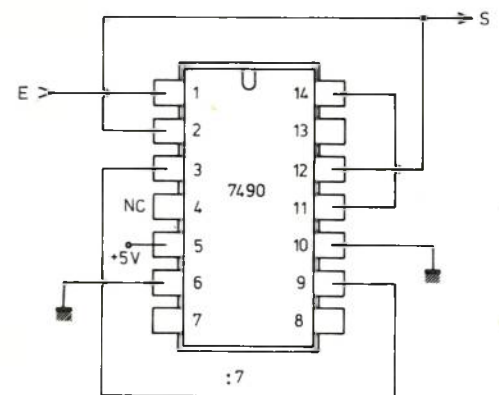


Figure 5

cas, l'entrée est au 1 ou au 14, tandis que le point de sortie peut être 8, 11 ou 12, selon le facteur diviseur.

De plus, il y aura divers branchements entre les broches. Pour le diviseur de fréquence par 7 on a réalisé, comme le montre la **figure 5**, les branchements suivants :

Entrée en 1 ; sortie en 12 ; liaison 11-14, 12-2 et 9-3 ; à la masse : 8 et 10 ; non connectées : 4, 7, 8, 13.

Voici au tableau I ci-après, les branchements pour des divisions de 2 à 10.

TABLEAU I			
Branchements pour la division par N			
Diviseur par	Entrée	Sortie	Branchements
2	14	12	2 ou 3 au niveau bas
3	1	8	8 à 2 9 à 3
4	1	8	12 à 2 et 3
5	1	11	2 ou 3 au niveau bas
6	14	8	12 à 1, 9 à 2, 8 à 3
7	1	12	11 à 14, 12 à 2, 9 à 3
8	14	8	12 à 1, et 12 à 2 et 3
9	14	11	12 à 1 et 2, 11 à 3
10	14	11	12 à 1, 2 ou 3 au niveau bas

Ces indications nécessitent quelques explications.

A la **figure 6 A**, on montre la forme du signal d'entrée, appliqué au point prévu, qui est le 1 si $N = 7$.

A la sortie (points 2 et 12 réunis) le signal a la forme indiquée à la **figure 6 B**, et il est clair que ce signal pourra, à son tour, être traité comme celui d'entrée, d'un autre dispositif comme celui de la **figure 5**.

Soit le cas d'une division par 60. On aura recours, évidemment à la solution

des deux diviseurs : par 6 et par 10 (ou, par 10 puis par 6).

Adoptons l'ordre $N = 10$ et $N = 6$. Le montage sera celui de la **figure 7**, qui comprend deux CI du type 7490.

Le CI-1 est monté pour la division par 10, ce qui conduit aux branchements du tableau : entrée au 14, sortie au 11, 12 au 1, 2 ou 3 au niveau bas, par exemple 3 non connecté et 2 à la masse.

Le CI-2 est monté pour la division par 6 : entrée E_2 au 14 donc, réunie à la sortie S_1 du précédent diviseur, sortie au 8. Liaisons 12 à 1, 9 à 2, 8 à 3.

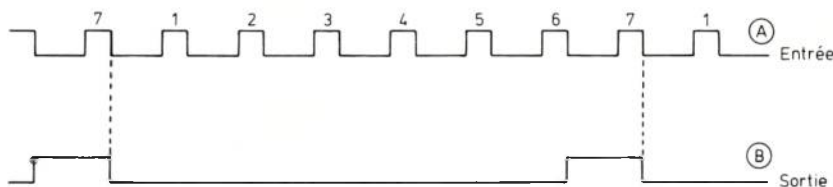


Figure 6

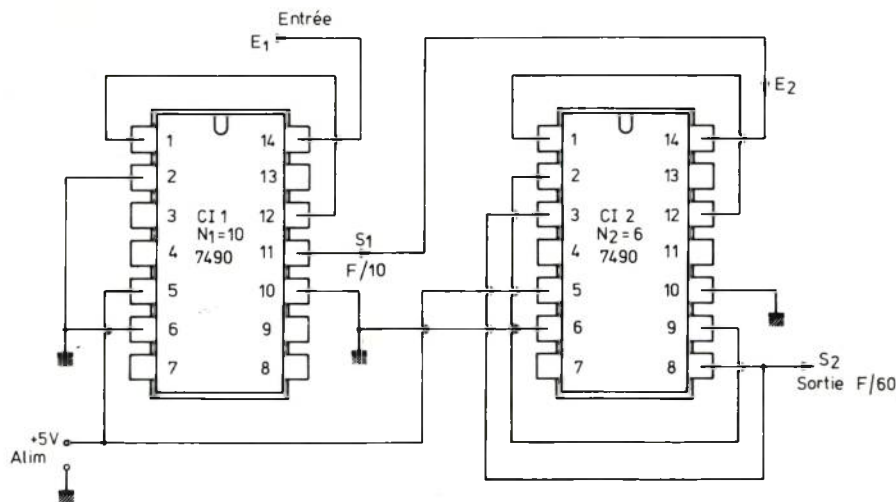


Figure 7

De plus, dans les deux CI on a monté les masses aux points 6 et 10 et dans CI-1, le point 2 à la masse, c'est-à-dire, mise au « niveau bas » et l'alimentation + 5 V au point 5.

Le montage de la **figure 7** donnera, par conséquent, une division par $10 \times 6 = 60$ fois.

Lorsque la division se fait par un nombre :

$$N = N_1 \cdot N_2$$

dont N_1 et N_2 sont inférieurs ou égaux à 10, (l'un ou les deux) on pourra trouver plusieurs solutions dans certains cas.

Par exemple $N = 20$. Cela peut être obtenu avec $N_1 = 10$ et $N_2 = 2$ ou $N_1 = 5$ et $N_2 = 4$.

On consultera alors, le tableau pour choisir la combinaison donnant lieu au minimum de connexions.

Remarquons aussi que $N = N_1 \cdot N_2$ ne peut être égal qu'aux produits correspondants à $N_1 = 2 \dots 10$ et $N_2 = 2 \dots 10$ autrement dit aux produits de la table de multiplication des nombres entiers.

Par exemple $N = 80$ peut être obtenu mais $N = 43$ ne peut être obtenu car 43 ne se divise par aucun des nombres 2 à 10.

Pour des divisions où $N > 100$, on aura recours à plus de 2 diviseurs de fréquence en cascade.

Soit par exemple $N = 360$. On pourra écrire : $N = 10 \times 6 \times 6$, soit trois étages.

Si $N = 3600$, il faudra prendre :

$$N = 10 \times 10 \times 6 \times 6.$$

Le circuit intégré 7490 est de la famille TTL et figure sur le catalogue de la plupart des fabricants de semi-conducteurs. Ce compteur décimal est monté en boîtier rectangulaire à 14 broches.

A noter qu'aucun composant extérieur (résistance, capacité, etc.) n'est nécessaire dans ces montages et il sera, par conséquent facile de les essayer.

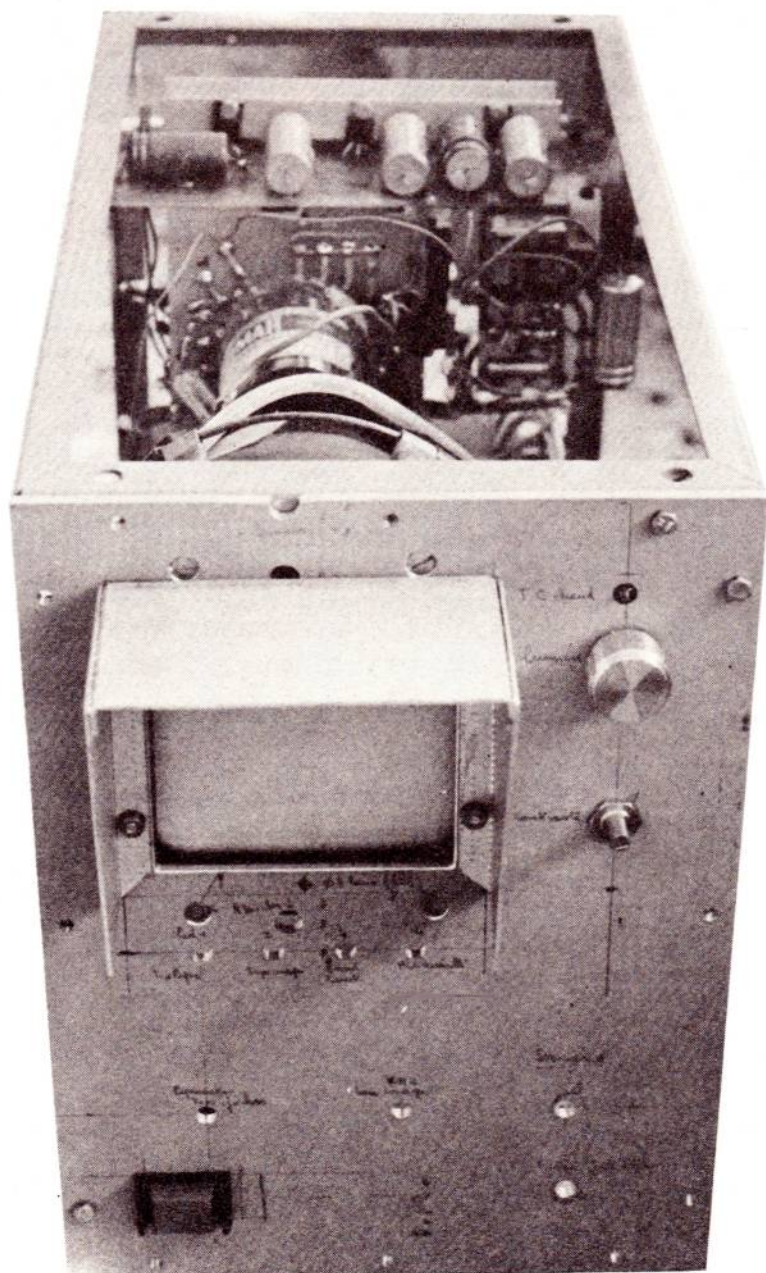
Les tensions d'entrée et de sortie auront les valeurs prescrites par les tableaux des caractéristiques de circuits logiques TTL, à ne pas dépasser. L'alimentation sera également de 5 V nominalement.

Références

- (1) Détecteurs de gaz : publié dans Electronic Experimenter Handbook 1976, page 40, auteur Herb. Cohen.
- (2) Autre détecteur de gaz. Publié dans Radio Electronics de juillet 1976, page 46 : Built à gaz sensor, auteur Cass R. Lewart.
- (3) Diviseur de fréquence de 2 à 10 : publié dans Electronics du 8 juillet 1976, page 90, auteur T. Durgawich et D. Abrams.



la SSTV



Étude et réalisation d'un moniteur SSTV

4^e partie (voir numéros 345, 346 et 348)

Dans nos précédents articles (voir numéros 345, 346, et 348) nous avons décrit les divers modules nécessaires à la réalisation d'un moniteur S.S.T.V. de hautes performances : nous avons ainsi analysé successivement les principes :

- des alimentations et des circuits du tube cathodique,
- des circuits de balayage et de synchronisation,
- des circuits vidéo.

Nous allons donner aujourd'hui quelques indications pratiques sur la réalisation de l'ensemble et sur les possibilités d'extrapolations à partir des modules décrits.

IV) Réalisation :

La réalisation dépend bien entendu des goûts de chacun mais aussi des possibilités de travail mécanique et du matériel de récupération disponible.

L'auteur a réalisé son ensemble dans un châssis en cornière de $44 \times 29 \times 21$ cm. Cette solution présente l'énorme avantage de donner libre accès au montage par cinq côtés. La longueur du tube cathodique impose la profondeur du châssis.

Le reste n'est qu'une question de goût. L'implantation des divers organes n'est pas critique ; il est néanmoins nécessaire, afin d'éviter de sérieux déboires, de prendre quelques précautions :

a) Montage mécanique du tube cathodique :

- Le tube cathodique n'est solidaire, de façon élastique, que de la face avant du moniteur sur laquelle son écran plat prend appui après interposition d'une couche de 4 à 5 millimètres de caoutchouc mousse (voir **figure 34**). L'écran du tube est positionné sur la face avant grâce à quatre vis garnies d'un tube caoutchouc. Le tube est « plaqué » sur la face avant grâce à une bride élastique, découpée dans une feuille de caoutchouc de 2 à 3 millimètres d'épaisseur (chambre à air pour camion par exemple) (voir **figure 34**).

- Cette fixation est très robuste tout en restant élastique ce qui fait courir un minimum de risques à la verrerie du tube cathodique. Elle autorise d'autre part très facilement la rotation du tube sur son axe pour le positionnement définitif correct de l'image.

- L'image est observée à travers une ouverture carrée du panneau avant d'environ 90×90 mm.

- Une visière permet d'éliminer partiellement les effets de la lumière ambiante et sert de support aux filtres bleu ou jaune.

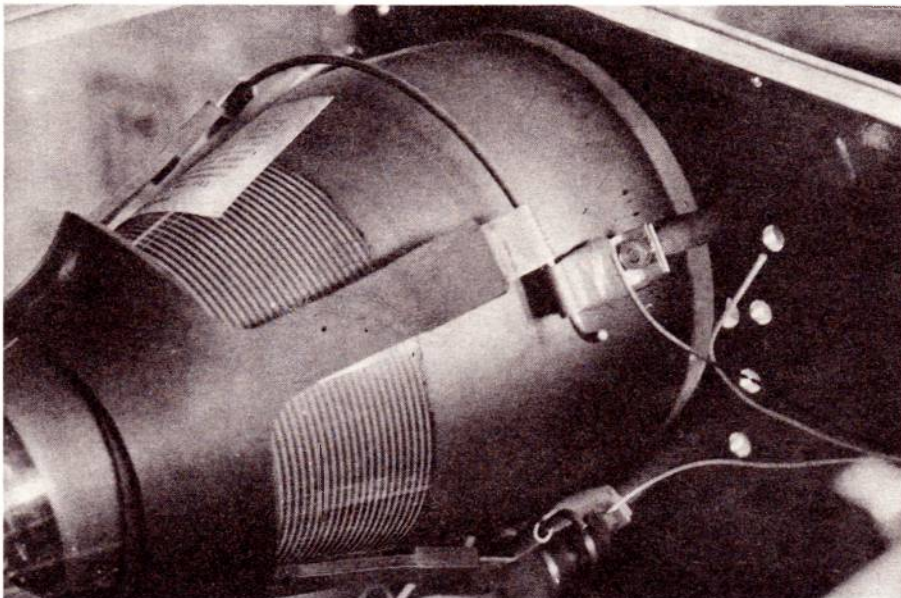


Figure 34 : La fixation du tube cathodique sur l'avant.

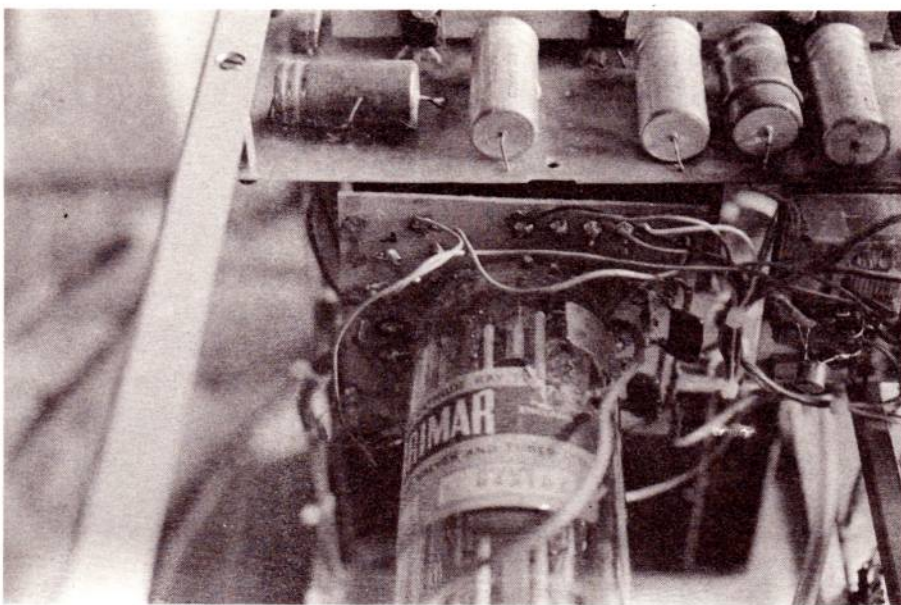


Figure 35 : Le circuit imprimé sur le culot du tube cathodique.

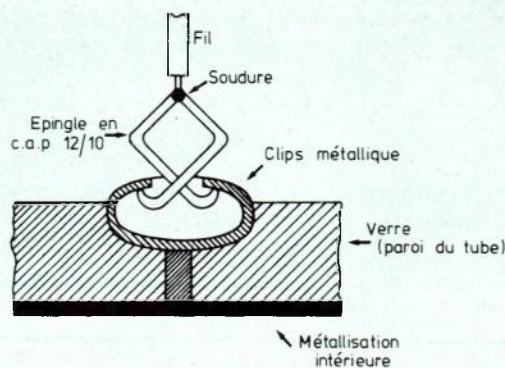


Figure 36 : « Epingle » de corde à piano servant de clip T.H.T.

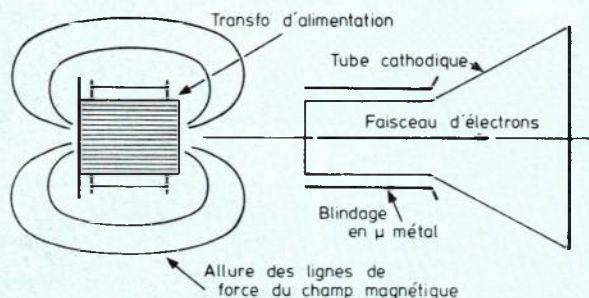


Figure 37 A : Position du transformateur secteur.

Le champ de fuite agit de façon théoriquement symétrique sur le faisceau d'électrons, l'effet résultant est nul.

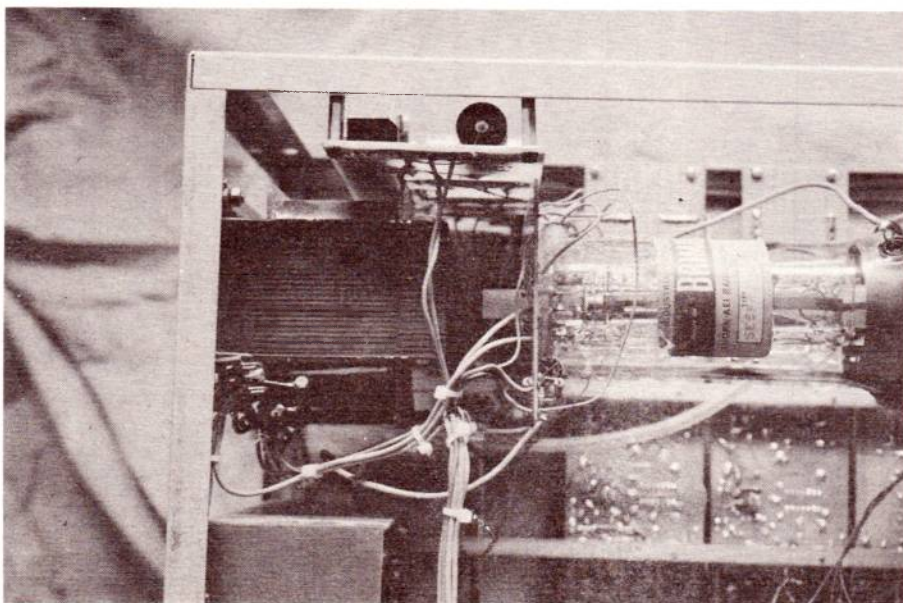


Figure 37 B :

- Le circuit imprimé portant les divers circuits du tube cathodique est fixé directement sur son culot par soudure directe des broches (il nous a en effet été impossible de nous procurer le support de ce tube cathodique) (voir figure 35).

- Enfin, le tube porte autour de son canon un blindage magnétique formé de deux demi coquilles cylindriques en μ métal. (ce blindage ne figure pas sur les photographies).

- Les connexions électriques aux électrodes de post accélération sont assurées grâce à des clips et des embouts semblables à ceux utilisés pour la T.H.T. des tubes cathodiques de télévision. Si l'on ne peut se procurer ces pièces, la connexion pourra être réalisée grâce à une « épingle » en corde à piano (voir figure 36). Il faudra prendre garde à l'isolement du fil amenant la T.H.T. à l'anode de post accélération : ne pas oublier que l'on « ballade » 5 kV !...

b) Montage du transformateur d'alimentation :

L'incompatibilité entre le champ magnétique de fuite d'un transformateur et un tube cathodique est bien connue !... Nombreux sont — je pense — les lecteurs qui ont dû « se battre » avec de tels problèmes. Il existe pourtant une solution bien simple qui réduit à très peu de choses le parasitage magnétique (voir figure 37 A et B). Cette solution consiste à positionner l'axe du transformateur parfaitement dans l'axe du tube cathodique. La seule influence qui subsiste est due au fait que le champ de fuite du transformateur n'est pas toujours parfaitement symétrique.

Cette influence est totalement éliminée par un blindage léger en μ métal (voir figure 37 A) du col du tube cathodique.

c) Positionnement des divers modules dans le châssis :

Se référer aux figures 38, 39, 40, 41. Le positionnement n'est pas critique. Il faudra seulement éviter des voisinages indésirables dans les connexions : éviter de faire passer par exemple les connexions allant aux plaques de déviation ou la connexion d'effacement cathode près des entrées BF à très faible niveau !...

Il faudra se souvenir également de l'ordre de grandeur des tensions en jeu : 5 kV pour la post accélération, — 800 V pour la cathode, 300 V environ pour la haute tension. Donc attention aux isoléments !

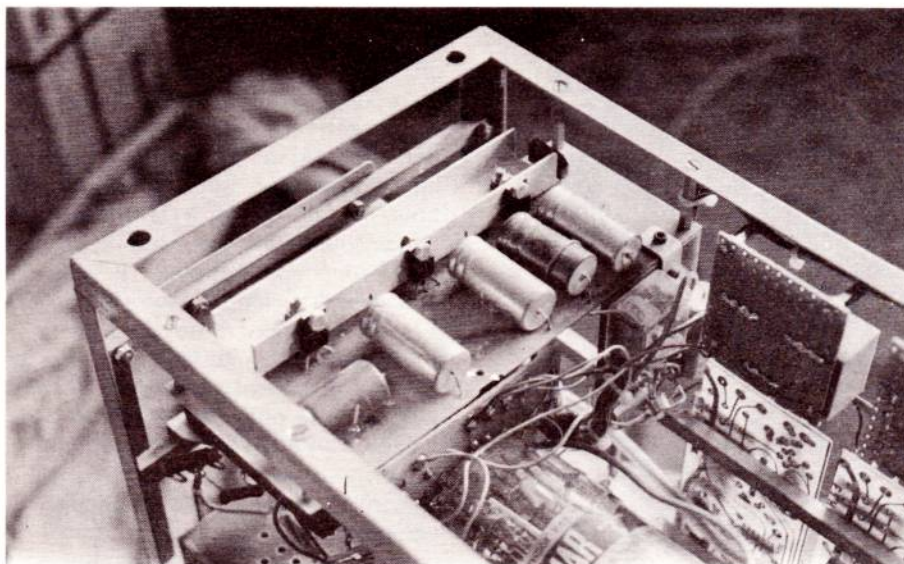


Figure 38 : Positionnement des modules alimentation, balayage, vidéo.

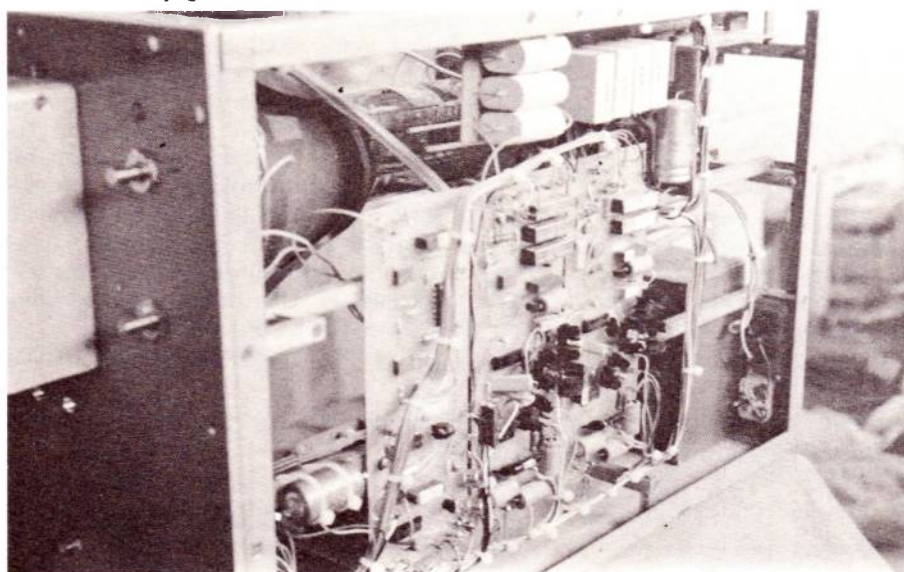


Figure 39 :

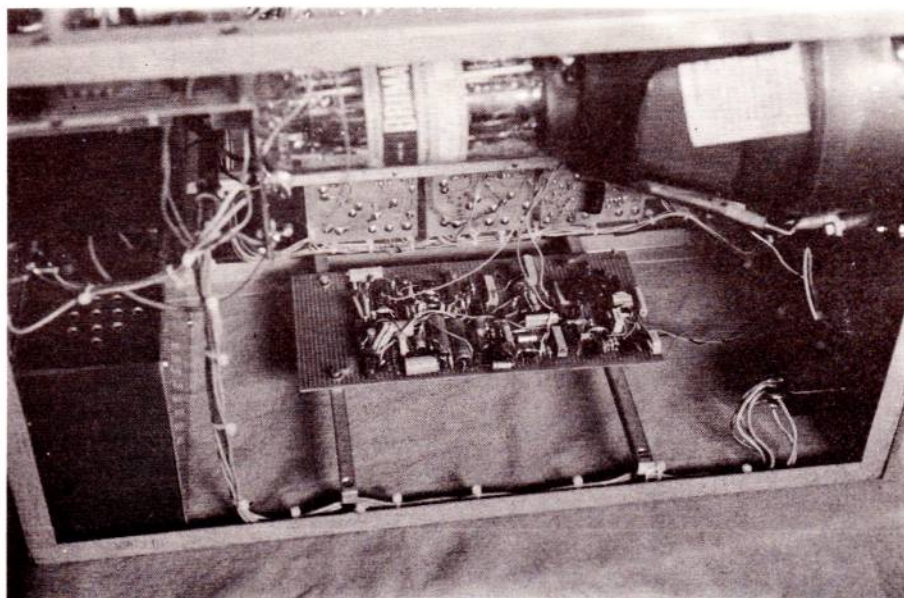


Figure 40 :

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

Sce expédition : 84-61-43

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

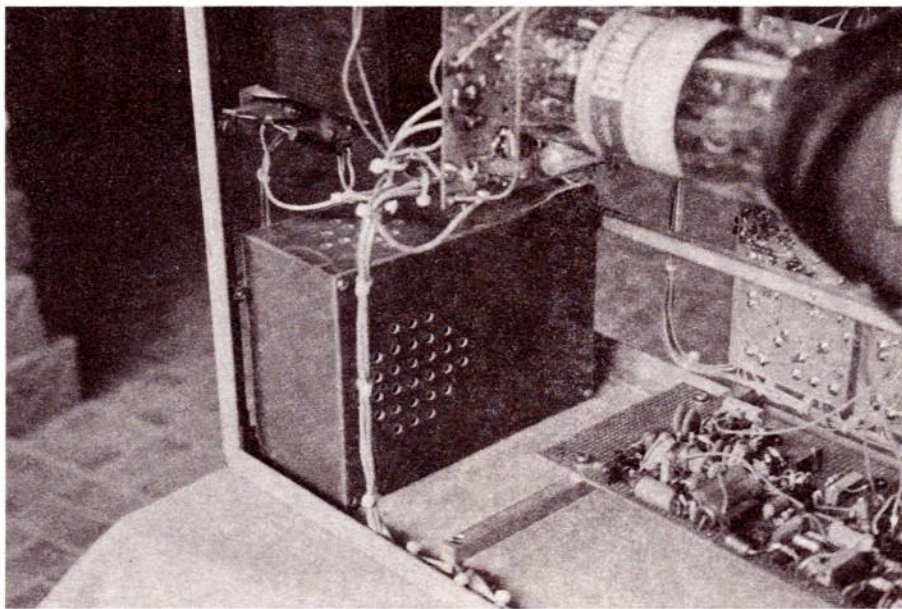


Figure 41 : Le convertisseur statique fermé.

— Le module alimentation, source de chaleur par la dissipation des ballasts, est installé au sommet du moniteur (voir **photographie 38**) pour une meilleure évacuation de l'air chaud.

— Le convertisseur statique est hermétiquement blindé (voir **figure 41**) afin de minimiser son rayonnement d'harmoniques. Le blindage est cependant généreusement percé afin d'assurer une libre évacuation de l'air chaud (refroidissement de T12, T13 et CI27.)

— Les modules de balayage horizontal et vertical et le module de synchronisation sont disposés verticalement sur le flanc droit de l'appareil (voir **figure 39**). On prendra garde à laisser circuler l'air autour des radiateurs de T5_{A et B}, T6_{A et B}, T7_{A et B}, T8_{A et B}.

Cette remarque est également valable pour les résistances de charge de collecteur des amplificateurs de balayage.

— Le module vidéo est positionné à plat sous le tube cathodique, le plus loin possible des sources d'influence parasite (**figure 40**). La connexion d'entrée BF du module vidéo est la seule de l'appareil qui soit réalisée en fil blindé.

d) Interconnexion des différents modules et mise en service :

Les interconnexions entre les modules sont représentées **figure 42**. Le lecteur aura tout intérêt à se reporter à notre synoptique détaillé (n° 345 **figure 2**). Chaque module sera « réglé » entièrement selon les processus de réglage correspondants, décrits dans nos pré-

cédents articles. On se préoccupera dans l'ordre

- des alimentations,
- des circuits de balayage,
- des circuits de synchronisation,
- des circuits vidéo.

Le seul réglage qui ne peut être réalisé qu'à la mise en service définitive est celui de P8 :

P8 sera réglé, P.L.L. chaud (après 4 à 5 minutes de fonctionnement) au milieu de la plage qui donne une bonne synchronisation sur une image de mire (mire décrite dans nos n°s 341, 342, 344 ou cassette enregistrée), la « régénération top » étant hors circuit. (On n'oubliera pas, bien sûr, de débrancher le court-circuit de M à la masse).

Un problème n'a pas été évoqué dans nos précédents articles : il s'agit de la liaison entre l'amplificateur vidéo (T4₁ et T4₂) et le whenelt du tube cathodique. Vu le mode d'alimentation du tube cathodique (« à cheval entre deux tensions ») justifié dans notre article du n° 345, une liaison directe n'est pas possible.

Il serait envisageable de réaliser une liaison capacitive avec restitution de la composante continue par une diode, comme cela se fait couramment en télévision classique (voir **figure 43**). Malheureusement, nous faisons de la S.S.T.V. et, les fréquences composantes du signal vidéo sont basses ce qui signifie que la capacité de liaison devrait avoir une valeur importante, peu compatible avec une tension de service de l'ordre de 1.200 V !... Nous avons donc retenu une tout autre solution (voir **figure 44**) : la liaison collecteur de T4₁/whenelt est assurée grâce à des zeners haute-tension qui assurent le décalage de tension nécessaire. Une petite mise au point de ce dispositif sera nécessaire :

On mettra complètement en service le

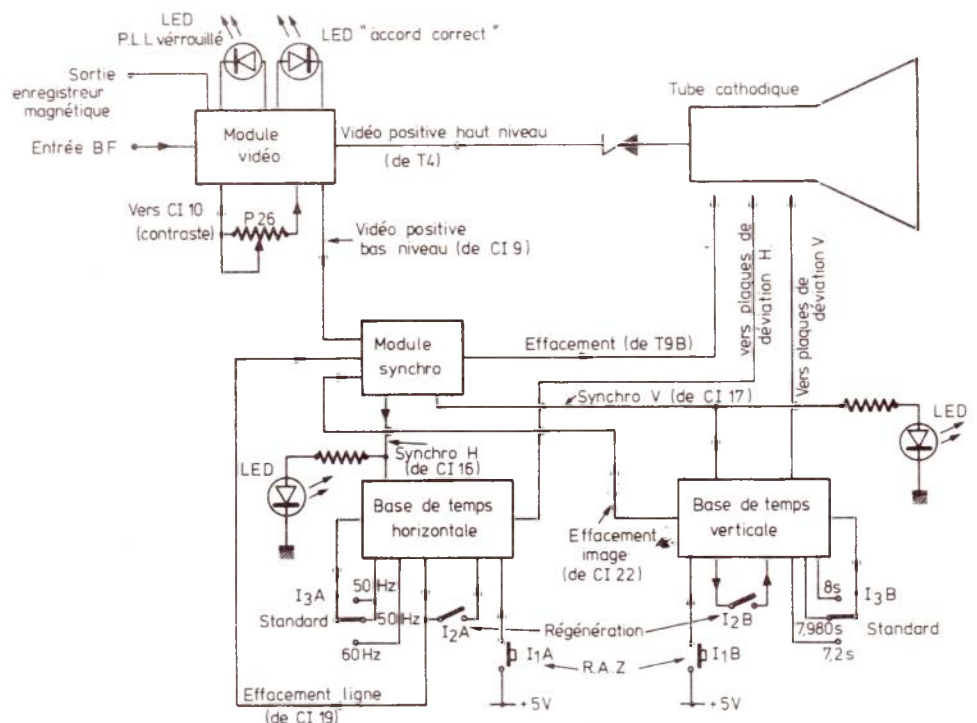


Figure 42 : Interconnexion entre les modules, (les circuits d'alimentation ne sont pas représentés).

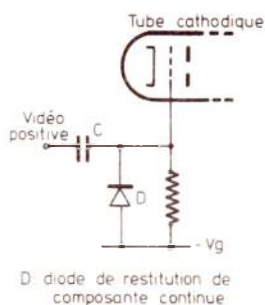


Figure 43 : La liaison capacitive classique avec restitution de composante continue par la diode D.

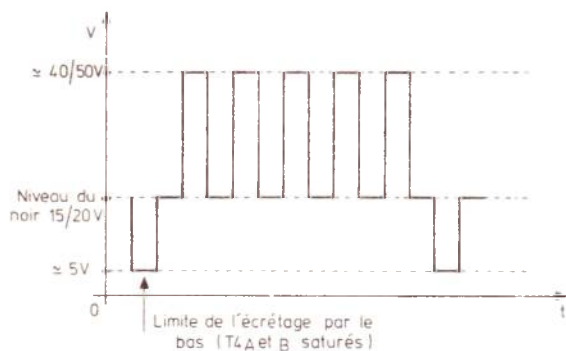


Figure 45 : Mise au point de la liaison ampli vidéo/Whenelt : forme d'onde sur le collecteur de T4 B.

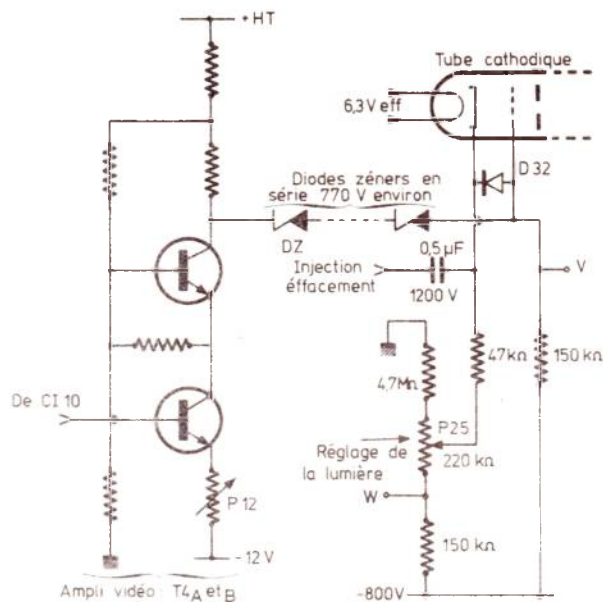


Figure 44 : D_z diodes de la série BZX 46C (3 × 200 V + 1 × 180 V par exemple).

Voir schéma détaillé des circuits du tube cathodique figure 6 page 62.

— Solution retenue pour la liaison vidéo : la diode zéner haute tension.

moniteur, mais sans liaison ampli vidéo/whenelt. On injectera alors un signal S.S.T.V. comportant des « blancs » (par exemple image de barres verticales blanches, fournie par notre mire) et l'on réglera P12 de façon à ce que, pour une tension de sortie vidéo de l'ordre de 40 V C à C sur le collecteur de T4_A (ajustée par P26), l'écrêtage « bas » apparaisse juste sur les tops de synchronisation (voir **figure 45**). Le niveau du noir devra alors être approximativement à 15/20 V par rapport à la masse. Parallèlement, on positionnera P25, réglage de lumière, de façon à ce que la trace soit juste éteinte sur les plages noires de l'image (on prendra un peu de marge du côté de l'extinction). On mesurera alors, avec un voltmètre à grande résistance interne, ou un voltmètre électronique, la tension négative entre whevelt et masse soit par exemple — 770 V. On constituera alors, à l'aide de diodes zener haute tension par mise en série une chaîne dont la tension équivalente sera la tension mesurée (— 770 V dans notre exemple) ou une tension légèrement supérieure. On réalisera alors le montage complet de la **figure 44**, le whenelt n'étant plus comme précédemment connecté au point W mais au point V. On

prendra la précaution, pendant toutes ces manipulations, de ne pas toucher au potentiomètre de lumière qui aura dû garder la position correspondant à l'extinction du spot sur les « noirs ».

On appliquera alors un signal S.S.T.V. correspondant à une image uniformément noire et l'on réglera P12 pour qu'effectivement l'image restituée soit noire, à la limite de l'allumage du spot. Le réglage est terminé !...

On pourra alors constater que le réglage de contraste (P26) ne modifie pas le niveau du noir, et que le réglage de lumière agit comme avant le couplage ampli-vidéo/tube cathodique.

On pourra également remarquer, si l'on branche un oscilloscope au point V, l'écrêtage des « blancs » si l'on pousse trop le contraste par P26, par la diode D32. Cet écrêtage correspond sur l'image à un « écrasement » des « blancs ».

A ce stade, votre moniteur est opérationnel. Victoire !...

Tout ceci pourra paraître bien complexe au lecteur. En fait, il suffit d'un peu de méthode, de bon sens, **et ce qui est très important, de disposer du matériel de mesure nécessaire**, pour mener à bien une telle réalisation.

e) Le vidéoscope

1) But

L'amateur ne se contentant pas des résultats obtenus par définition cherche à mieux faire. Nous n'échapperons pas à cette règle et avons donc adjoint à notre appareil, avant même la fin de sa réalisation, un circuit auxiliaire que nous avons baptisé « vidéoscope ». Comme son nom l'indique, ce circuit est destiné à permettre la visualisation du signal vidéo reçu (voir **figure 46**) comme le ferait un oscilloscope. Ceci vous permettra :

— d'avoir un critère supplémentaire d'accord correct du récepteur. En effet, puisque toute la chaîne « passe le continu », tout désaccord se matérialisera par une transition verticale, dans un sens ou dans l'autre, de la trace du signal vidéo. Deux repères sur le filtre, devant le tube, permettront donc de positionner correctement le niveau du noir (invariable avec le contraste).

— d'étudier avec précision les qualités et les défauts de vos signaux ou de ceux de vos correspondants.

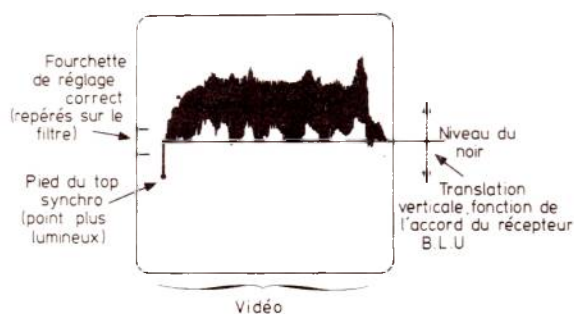


Figure 46 : Ce que montre le « vidéoscope » sur un signal S.S.T.V.

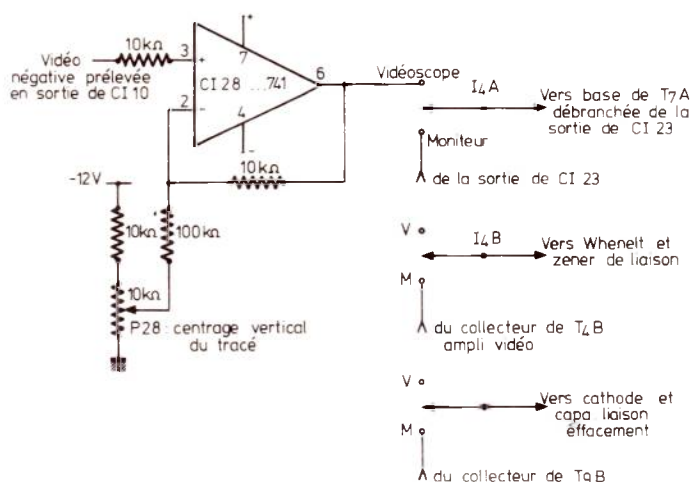


Figure 47 : Le circuit du « vidéoscope ».

2) Le circuit

Il est donné à la figure 47.

Le signal vidéo est prélevé en sortie de préamplificateur vidéo (CI10). CI28 (Amplificateur opérationnel de type 741) assure l'atténuation (eh oui !...) du signal vidéo et la translation de son niveau continue avant qu'il ne soit appliqué, par l'intermédiaire de I_{4A} , à l'entrée de l'amplificateur vertical.

P28 règle, une fois pour toutes, le centrage vertical de la trace (à régler une fois le moniteur totalement réglé par ailleurs). P26, réglage de contraste, règle le « gain vertical » de notre oscilloscope improvisé.

Les circuits de balayage horizontal ne sont, quant à eux, absolument pas modifiés.

I_{4B} supprime, en position « vidéoscope », la liaison entre l'amplificateur vidéo et le whenelt de façon à supprimer la modulation d'intensité du spot.

I_{4A} supprime la connexion d'effacement (cathode du tube cathodique) de façon

à permettre la visualisation des pieds des tops de synchronisation.

La mise au point de ce circuit est inexistante et se résume à l'application d'un signal test au moniteur correctement et totalement réglé par ailleurs.

On réglerá alors P28 de façon à positionner la trace à l'endroit voulu de l'écran.

f) Quelques commentaires sur la mise au point

- Si le réalisateur utilise un tube cathodique plus sensible, au point de vue déviation, que celui utilisé par l'auteur, il pourra rencontrer quelques difficultés à obtenir des signaux de déviation verticale ou horizontale d'amplitude correcte (suffisamment faible).

La solution est simple et consiste à intercaler un atténuateur potentiométrique de rapport convenable entre CI20 ou CI23 et T5, T6 ou T7, T8 (voir figure 48).

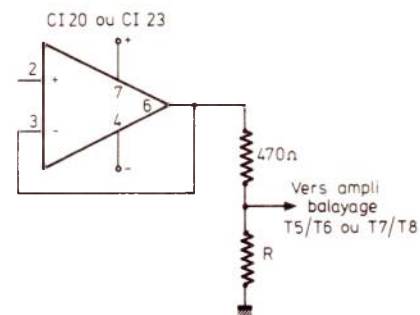


Figure 48 : Adjonction d'un atténuateur dans les circuits de balayage.

R à déterminer en fonction de l'atténuation souhaitée : avec 470Ω on divise par 2, 220Ω , 3 environ, etc.

- Dans le même ordre d'idée, si la T.H.T. nécessaire est plus faible que 5 kV, il suffit d'éliminer 1, 2 ou 3 cellules du multiplicateur de tension du générateur T.H.T. On prendra garde de bien modifier la résistance « bleeder » de $30 M\Omega$ de façon à ce que cette dernière soit toujours parcourue, malgré le changement de valeur de la T.H.T., par un courant de l'ordre de $150 \mu A$.

V) Résultats

Ce moniteur est sorti depuis trop peu de temps de notre laboratoire pour qu'il soit possible d'émettre un avis très objectif. Nous ne manquerons pas de publier à l'occasion dans cette rubrique des résultats en trafic.

Néanmoins, il est d'ores et déjà possible d'affirmer que notre appareil est très performant sur le plan de l'efficacité de synchronisation, quasiment « indérochable ». Le dispositif P.L.L. rend notre moniteur très peu sensible au Q.R.M. Ceci est dû également au filtre passe bas monté en tête du décodeur.

Le compresseur apporte un confort appréciable en supprimant l'astreignant réglage du niveau B.F. appliqué au moniteur. Son action complète admirablement l'action du C.A.G. du récepteur et fait pratiquement disparaître les « décrochages » d'image dus au fading.

On pourrait formuler un reproche : l'image est de taille réduite : environ 90×90 mm au maximum. L'auteur estime cependant que cette dimension est un maximum pour l'observation directe de l'image, compte tenu de la luminosité du tube et de la rémanence des phosphores P7.

L'utilisation d'un filtre jaune améliore d'ailleurs le contraste en observation directe.

Inversement, pour la photographie de l'image, on utilise un filtre bleu de façon à atténuer l'effet de la rémanence.

VI) Utilisation des modules décrits pour la réalisation d'un adaptateur S.S.T.V.

a) Réalisation

Il est possible d'utiliser certains des modules que nous avons décrits pour convertir un oscilloscope existant en moniteur S.S.T.V. Il faudra bien sûr que le tube cathodique équipant cet appareil soit du type à phosphore P7. Si ce n'est pas le cas, il faudra effectuer le remplacement. Tous les tubes cathodiques pratiquement existent en diverses versions d'écran (P1, P2... P7, W etc.).

L'oscilloscope devra par ailleurs posséder une voie verticale « passant le continu ». Nous utiliserons donc dans ce cas, voir **figure 49** :

- le module vidéo (notre n° 348),
- le module synchronisation (notre n° 346),
- une partie du module balayage vertical.

● Les modules vidéo et synchronisation seront utilisés comme dans le moniteur.

● Le balayage horizontal sera réalisé par la base de temps horizontale de l'oscilloscope, déclenchée par le top ligne fourni par le module synchronisation. L'oscilloscope sera bien entendu en mode « synchronisation extérieure ». On veillera à bien déclencher sur le front **négatif** du signal fourni par CI16.

● Le balayage vertical sera fourni par une réalisation simplifiée du module « balayage vertical » (voir **figure 50**) : (on ne câble pas l'amplificateur final) attaquant l'entrée verticale de l'oscilloscope dont on permutera les plaques de déviation verticale afin d'inverser l'image.

● Il faudra, bien entendu réaliser une alimentation ± 12 V, $+5$ V, $+300$ V. Les alimentations ± 12 V, $+5$ V pourront reprendre les schémas de celles du moniteur. Le $+300$ V pourra vraisemblablement être prélevé sur l'oscilloscope utilisé.

Le problème le plus délicat à résoudre sera celui de la liaison vidéo/whenelt. Si ce n'est pas déjà le cas, le circuit du tube cathodique sera modifié de façon à être semblable à celui décrit dans notre moniteur. La liaison emploiera le même principe de la diode zener haute tension.

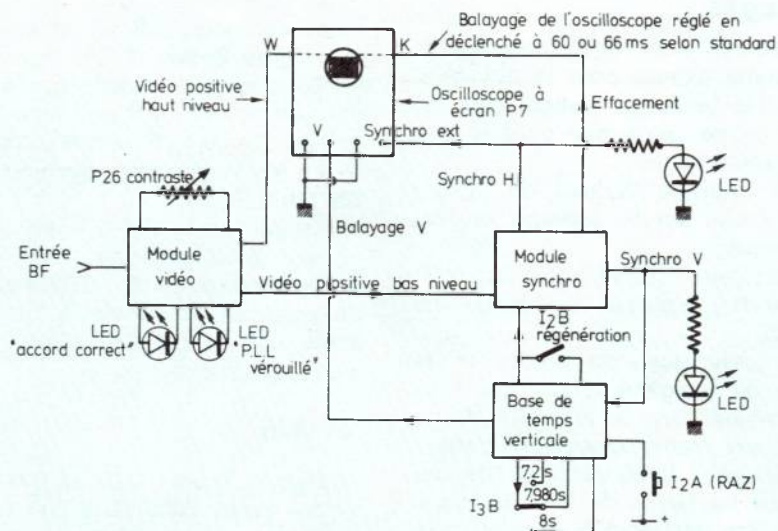


Figure 49 : L'adaptateur S.S.T.V. Schéma des inter connexions.

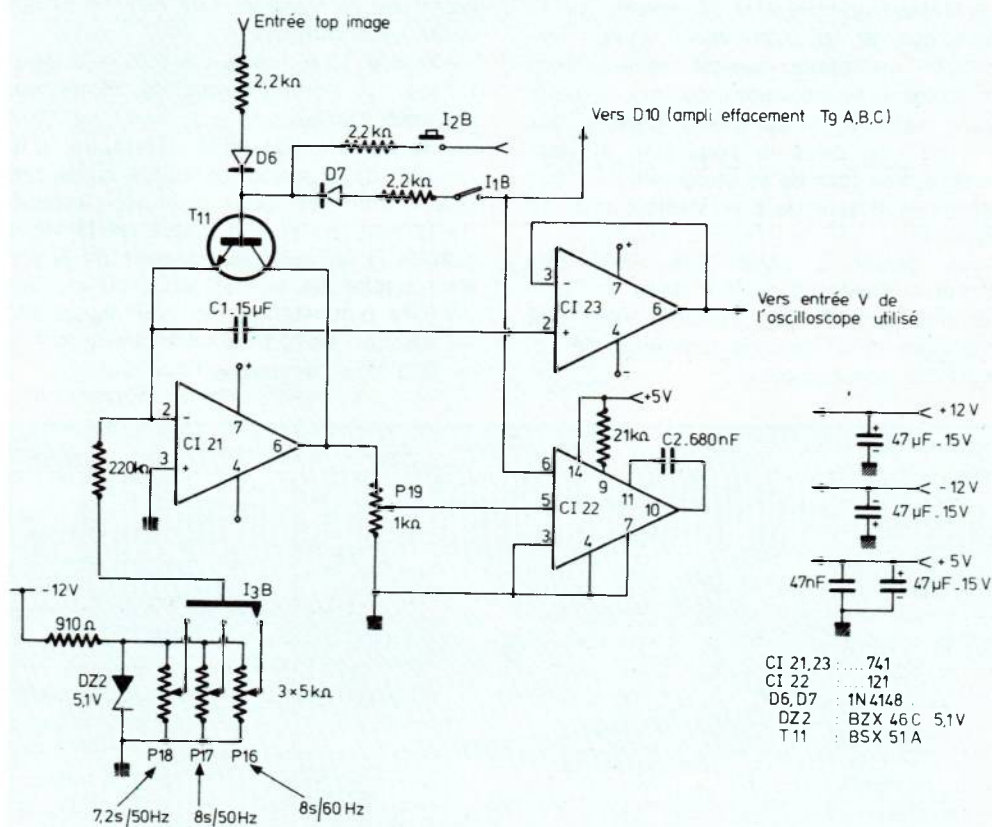


Figure 50 : Le circuit de balayage vertical simplifié de l'adaptateur S.S.T.V.

On omettra si elle pose trop de problèmes la connexion d'effacement cathode.

b) Réglages

- Les modules vidéo et synchro seront réglés comme exposé pour le moniteur.
- Le module balayage vertical sera réglé de la même façon que pour le moniteur en remarquant :
 - que le cadrage vertical de l'oscilloscope agit sur le cadrage vertical de l'image ;
 - que son gain vertical (atténuation + réglage fin) agit sur la hauteur de l'image.

On remarquera que l'on profite de la possibilité de « régénération » des tops images comme dans le moniteur. Cette possibilité est malheureusement perdue pour le balayage ligne puisque l'on utilise la base de temps de l'oscilloscope. Il sera d'autre part peut être nécessaire de réduire le gain horizontal car fréquemment sur les oscilloscopes le balayage est excédentaire, de façon à obtenir une image carrée, totalement visible.

Il sera également possible d'adjoindre la commutation « vidéoscope ».

VII) Errata :

Le lecteur comprendra sûrement que la rédaction et la publication d'une description complexe comme celle-ci sont difficiles. Inévitablement, malgré la meilleure volonté, il se glisse parfois des erreurs soit dans la rédaction du manuscrit, soit lors de la composition. Nous prions le lecteur de bien vouloir nous en excuser.

Nous publions donc une liste des erreurs relevées à ce jour dans nos précédents articles (nos 345-346) ainsi que quelques modifications mineures de valeurs de composants.

N° 345

Figure 6 page 62 :

- Condensateur d'injection d'effacement cathode : $0,5 \mu\text{F}$ et non $0,22 \mu\text{F}$ (sur **figure 21 bis**, n° 346 également).
- Supprimer le découplage à la masse du pied de la $47 \text{ K}\Omega$ de cathode du tube cathodique ($0,1 \mu\text{F}$ — 1.000 Vs).
- La résistance non marquée (pieds de 23) fait $150 \text{ K}\Omega$.
- remplacer la $330 \text{ K}\Omega$ en série avec le néon NE65 par une $1 \text{ M}\Omega$ — 1 Watt .
- **Figure 3, page 60** : TR2 n'existe plus. Un enroulement spécial à fort isolement a été bobiné sur TR1 pour chauffer le tube cathodique.

N° 346

— **Figure 21 bis** : D23 et D24 sont des diodes zener BZX46C 5,1 V.

— **Figures 17 et 17 bis** :

ajouter en parallèle sur les condensateurs découplant les tensions de centrage (des curseurs de P21 et P20 à la masse) une diode 1N4148, anode à la masse.

En effet, lors de la temporisation de chauffage du tube cathodique, le 300 V n'est pas appliqué aux amplificateurs de balayage et ces condensateurs se trouvent, selon le réglage de P21 et P20, polarisés en inverse. Les diodes évitent qu'ils en souffrent.

— **Figure 13 A** (base de temps image). C1 est un condensateur de $15 \mu\text{F}$ **non polarisé** (par exemple $3 \times 4,7 \mu\text{F}$ 63 V plastique en parallèle). L'emploi d'un condensateur électrochimique ou au tantale produit en effet une non linéarité de la dent de scie à cause de la variation de la capacité en fonction de la tension appliquée et par suite du courant de fuite non négligeable (voir **figure 51**).

— Ajouter un $22 \mu\text{F}$ 400 Vs entre le + 300 V et la masse.

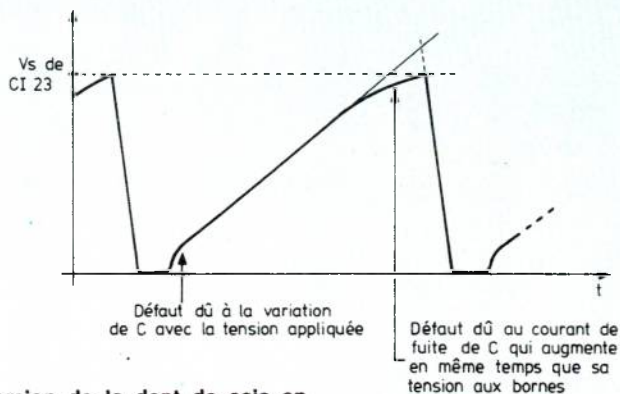


Figure 51 : Distorsion de la dent de scie en utilisant un condensateur électrochimique pour C1 en base image.

VIII) Conclusion

Nous voici au terme de cette description. Nous espérons ne pas avoir rebuté le lecteur par trop de technique. Nous nous sommes efforcés de « découper » le moniteur en maillons simples, remplissant chacun des fonctions précises, et de mises au point indépendantes. Nous ne donnons pas de schémas de circuits imprimés : ce serait donner l'illusion d'une trop grande facilité au futur réalisateur. Cette réalisation n'est cependant pas difficile mais doit être très bien comprise **avant** d'attaquer le montage. Nous avons par contre insisté sur le principe et le fonctionnement des différents circuits.

Si cette description peut pousser quelques O.M. à « goûter » du P.L.L. et de la déviation électrostatique, nous aurons atteint notre but.

D. HEYDEN - F5HH

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

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

à circuits intégrés

Générateur d'impulsions
avec vérification
de leur durée

L'appareil qui sera analysé permet de faire varier la « largeur » (durée) des impulsions positives ou négatives produites par un montage à multivibrateur monostable commandé par un générateur quelconque de signaux rectangulaires.

De plus, grâce à un deuxième monostable suivi d'une diode lumineuse LED, on pourra vérifier si la durée de l'impul-

sion est inférieure ou supérieure à la période de signal de commande.

Considérons d'abord la **figure 1** sur laquelle on a représenté : T_1 et T_2 en (A) un signal rectangulaire à périodes partielles égales dont la période totale T correspond à une fréquence $f = 1/T$; on a aussi $T = T_1 + T_2$;

en (B) un signal à impulsions positives, de même fréquence f ou période T , la durée d'une impulsion est T_1 ;

en (C) le même signal mais inversé, c'est-à-dire à impulsions négatives de même durée T_1 . La période étant toujours T , l'alternance opposée T_2 sera égale à $T - T_1$ on aura encore $T = T_1 + T_2$;

en (D) on indique la forme réelle d'un

signal à impulsions, positives par exemple.

La montée du signal n'est pas de durée nulle mais de durée t_m nommée temps de montée (rise time en anglais).

En (E) on montre la montée d'un signal, de durée t_m supérieure à la période T . Dans ce cas, il ne sera plus possible d'obtenir un signal correct.

Le montage de la **figure 2** comprend deux parties :

1) Un générateur d'impulsions positives et négatives, réalisé avec un élément du circuit intégré TTL du type SN 74123 qui comprend deux éléments.

2) un dispositif de réglage de la durée t des impulsions, réalisé à l'aide d'un ensemble RC avec commutateur et potentiomètres.

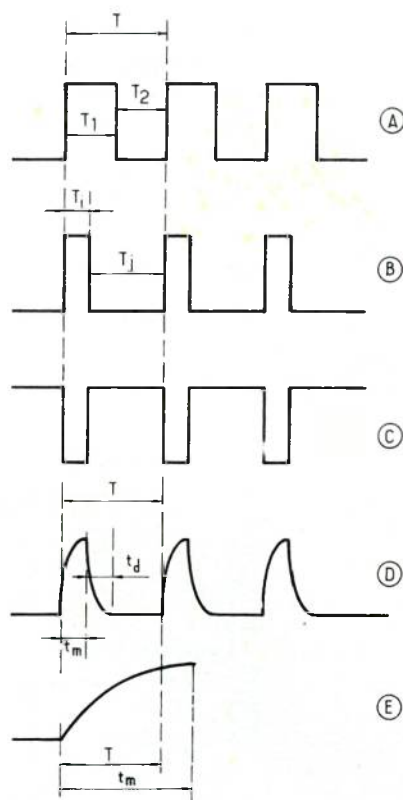


Figure 1

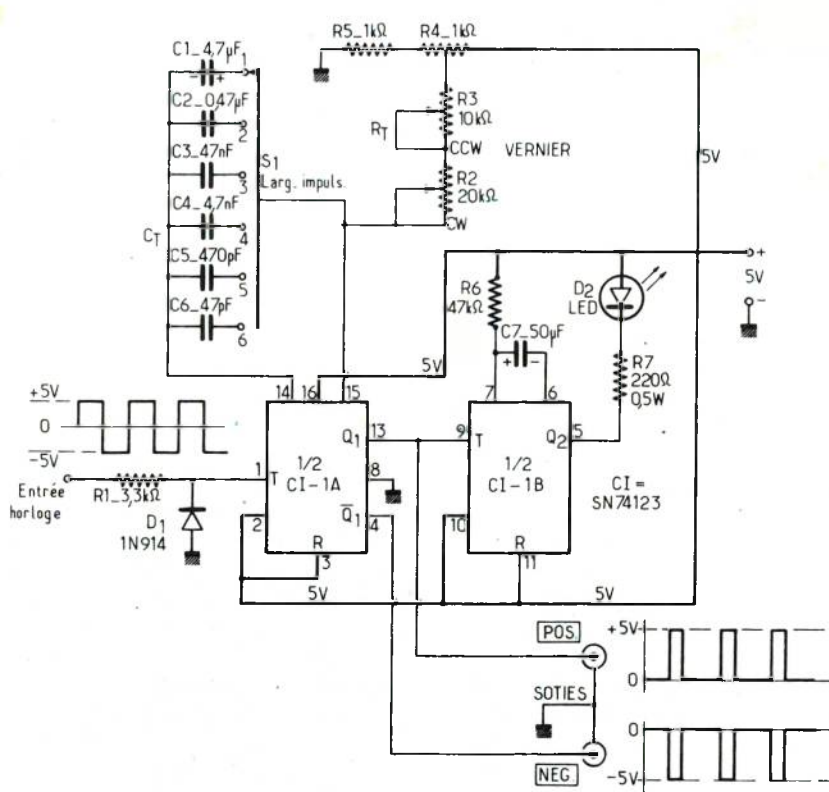


Figure 2

3) Un indicateur réalisé avec le deuxième élément du CI et une LED.

Aux sorties de CI — 1A, on obtient les impulsions positives et négatives d'égale amplitude.

Principe de fonctionnement

L'appareil, dû à Franck N. Cichiello, de la Société Geometric Data Corp. de Wayne (Pasadena, USA), fonctionne de la manière suivante. On branche à l'entrée un générateur de signaux rectangulaires, dont la période T peut être choisie à volonté de manière à ce que la fréquence la plus élevée puisse atteindre 10 MHz.

Si $f = 10$ MHz, on a $T = 1/10^7$ seconde ou 0,1 μ s ou 100 ns.

Grâce à la commande de ce générateur, le monostable réalisé avec CI1 — A donnera à la sortie « POS » des impulsions positives et à la sortie « NEG » des impulsions orientées en sens opposé comme indiqué sur le schéma.

Les périodes des signaux d'entrée et de sortie sont égales en vertu du fonctionnement du monostable.

En effet, à chaque commencement de la période T du signal d'entrée, le monostable engendre une impulsion de durée T_1 . Le montage ne peut fonctionner que si $T_1 < T$, autrement dit, il faut que le monostable revienne à son état initial avant que la période T du signal de commande soit terminé.

Les signaux de sortie n'étant pas normalement « visualisés » à l'aide d'un oscilloscope, on a prévu un dispositif avertisseur plus simple utilisant CI-1B et la LED. Si T est plus petite par rapport à T_1 (ou $T_1 > T$), la LED s'allume, indiquant ainsi que le fonctionnement normal de l'appareil ne peut s'effectuer.

La fréquence du signal d'entrée est réglable à l'aide du générateur de commande.

Un commutateur S à six positions 1 à 6, permet de choisir la durée des impulsions, d'une manière indépendante de la fréquence (ou la période) du signal de commande.

Avec le montage proposé les durées t_m de montée et t_d de descente (voir figure 1 D) sont de 15 ns ou moins.

La durée totale de l'impulsion peut être, par conséquent, égale ou supérieure à 30 ns. La période de signal d'entrée devra donc être supérieure à 30 ns.

Pratiquement, le dispositif fonctionne tant que T est supérieur ou égal à 100 ns, c'est-à-dire f égale ou inférieure à 10 MHz.

Choix de la durée t_i de l'impulsion

Les gammes correspondant aux six positions de S sont approximativement les suivantes :

Pos 1	100 ms à 10 ms
2	10 ms à 1 ms
3	1000 μ s à 100 μ s
4	100 μ s à 10 μ s
5	10 μ s à 1 μ s
6	1000 ns à 100 ns

Le réglage progressif de la durée t_i s'effectue à l'aide du potentiomètre R_2 de 20 k Ω . Les autres potentiomètres R_3 et R_4 sont destinés à la mise au point qui se fera comme indiqué plus loin.

A l'entrée, le signal rectangulaire doit avoir une amplitude de 5 V, variant entre 0 et + 5 V. S'il est de ± 5 V, axé sur zéro volt, la diode D_1 éliminera l'alternance négative.

En effet, lors de celle-ci, la cathode de D_1 devient négative par rapport à l'anode qui est à la masse.

Dans ces conditions, D_1 est conductrice et l'entrée est mise à la masse, ce qui élimine l'alternance négative.

Mise au point

L'appareil étant précédé du générateur de signaux rectangulaires pouvant monter jusqu'à 10 MHz, est branché à une alimentation de + 5 V avec le — à la masse.

Aux sorties, on devra connecter des oscilloscopes, au moins un à la sortie positive. Ces oscilloscopes ne sont nécessaires que pour la mise au point. Procéder ensuite comme indiqué ci-après :

1) Régler le générateur extérieur d'entrée à $f = 500$ Hz, ce qui correspond à une période $T = 1/500 = 0,002$ s ou 2 ms.

2) Placer le commutateur S en position 3 correspondant à la gamme 0,1 à 1 ms des largeurs d'impulsions.

3) Placer le curseur de R_3 en position médiane, approximativement.

4) Tourner le curseur de R_2 à fond vers le point CW, autrement dit de manière à ce que R_2 soit de valeur maximum.

5) Régler R_4 pour obtenir une durée de 1 ms de l'impulsion. Cette vérification nécessite la présence de l'oscilloscope étalonné horizontalement.

6) Placer le curseur de R_2 à fond vers l'extrémité CCW, c'est-à-dire à sa valeur nulle de la piste résistante.

7) Régler R_3 de manière à ce que l'impulsion soit de durée égale à 100 μ s (ou 0,1 ms) constatée sur l'écran de l'oscilloscope.

Ainsi, on aura réglé la gamme 0,1 à 1 ms (ou 100 μ s à 1000 μ s) position 3 du commutateur S .

Recommencer plusieurs fois dans l'ordre, les opérations 4 à 7, jusqu'à ce que le réglage de R_2 permette une variation de 10 fois de la durée des impulsions.

L'appareil sera alors également valable pour les autres positions du commutateur S .

A noter que la largeur de l'impulsion reste la même quelle que soit la fréquence du signal d'entrée, donc avec une montée et une descente de 15 ns chacune. Plus f sera basse, plus l'impulsion aura une forme d'apparence rectangulaire.

Essai de l'indicateur de sortie

Pour savoir si la LED fonctionne dans des conditions normales, on pourra procéder comme suit.

1) Placer le commutateur S en position 1 à 10 ms, c'est-à-dire la position 2.

2) L'indicateur s'allumera tant que la largeur de l'impulsion de sortie aura une durée inférieure à 1 ms.

Le CI SN 74123

Dans le montage proposé, on utilise le CI SN 74 123 de Texas, dont voici des équivalents SIGNETICS - RTC : N 74 123 ; SGS-ATES : T 74 123. Il existe également chez d'autres constructeurs.

A la figure 3, on donne le brochage et la composition intérieure simplifiée de ce CI. Le 74 123 est monté dans un boîtier de forme rectangulaire à 16 broches.

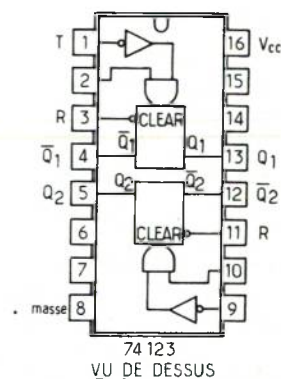


Figure 3

Sur la **figure 3** il est vu de dessus. On y trouve deux multivibrateurs monostables redéclenchables distincts, à alimenter sous 5 V (4,75 à 5,25 max.) à la température ambiante de 25 °C à 70 °C.

Une seule alimentation est nécessaire, à brancher avec le + à la broche 16 (V_{cc}) et le — à la broche de masse 8.

De cette façon, les deux monostables seront sous tension. L'élément 1 est représenté en haut, du côté du repère et l'élément 2, en bas.

Cette convention est respectée sur le schéma de la **figure 2**.

Remarquons que la broche 12, $\bar{Q}_2$ du second élément monostable n'est pas utilisée et ne figure pas sur le schéma du montage proposé.

Chaque monostable dispose de deux entrées 1 A et 1 B pour l'élément 1 (broches 1 et 2 respectivement) et 2 A et 2 B pour l'élément 2 (broches 9 et 10 respectivement).

Le signal provenant du générateur extérieur est appliqué à la broche 1 (1 A) tandis que la broche 2 (1 B) est reliée au + 5 V, avec la broche 3.

La sortie Q₁ du premier monostable donne le signal positif de sortie. Elle est également reliée à l'entrée broche 9 (2 A) du second monostable. La sortie inversée $\bar{Q}_1$ est reliée à la sortie négative du signal (broche 4).

Ce CI possède aussi des broches destinées aux capacités extérieures qui déterminent avec les résistances variables, la durée (largeur) des impulsions.

La capacité se branche entre les broches 14 et 15. Dans le montage proposé, on a disposé le commutateur S. D'autre part, les résistances sont connectées à la broche 15 et aboutissent à R₄, permettant de régler la tension appliquée au CI par la broche 15.

En ce qui concerne le second élément, la capacité extérieure est C₇ de 50 µF, à connecter avec le fil + à la broche 7 et à la résistance R₆ de 47 kΩ aboutissant au + 5 V.

TABLE DE VÉRITÉ

ENTRÉES		SORTIES	
A	B	Q	$\bar{Q}$
H	X	L	H
X	L	L	H
L	↑	□	□
↓	H	□	□

Figure 4

A la **figure 4** on donne la table de vérité du 74 123 valable pour chacun des deux monostables.

Dans cette table L est le niveau bas, H le niveau haut, X est un niveau pouvant être haut ou bas.

La flèche verticale orientée de bas en haut indique un état de transition du niveau bas vers le niveau haut.

La flèche orientée de haut en bas, indique un état de transition du niveau haut vers le niveau bas.

Enfin, les signes rectangulaires indiquent évidemment des impulsions positives et négatives.

De cette table, on peut déduire le fonctionnement du monostable. Par exemple, soit le cas du premier et reportons-nous au schéma de la **figure 2**.

Si l'entrée 1 A (broche 1) est au niveau de l'entrée 1 B (broche 2) à un niveau quelconque, qui dans le cas du montage est toujours au niveau haut car elle est reliée au + 5 V, la sortie Q₁ est au niveau bas et la sortie $\bar{Q}_2$ au niveau haut. Si ensuite, le signal appliqué à l'entrée 1 A passe au niveau bas (troisième ligne de la table de vérité), le niveau de l'entrée 1 B étant quelconque (ici toujours H), il y a une impulsion positive à la sortie Q₁ et une impulsion négative à la sortie $\bar{Q}_1$. Ensuite (quatrième ligne) ; l'entrée 1 B est bien au niveau H et l'entrée 1 A à un niveau quelconque. L'impulsion de sortie est maintenue.

Si l'on recommence, on considérera à nouveau la ligne 1 de la table de vérité et on voit que la sortie Q₁ revient au niveau bas (zéro volt) et la sortie $\bar{Q}_1$ au niveau haut. Le recommencement est provoqué par le signal appliqué à l'entrée broche 1 du CI.

Montage recommandé du 74 123

La tension d'alimentation devra être comprise dans les limites indiquées plus haut. La résistance extérieure sera comprise entre 5 kΩ et 50 kΩ, ce qui est respecté dans les montages des deux monostables du schéma **figure 2**. Les capacités peuvent être quelconques sans restriction.

On donne comme largeur l'impulsion, 40 ns minimum. La température de fonctionnement est de 0 à 70 °C.

La tension d'entrée au niveau haut, H, sera au minimum de 2 V et celle, au niveau bas, L, de 0,8 V au minimum. A la sortie, le courant étant de — 800 µA, la tension sera de 2,4 V minimum à l'état

haut. A l'état bas elle sera de 0,4 V au maximum avec un courant de 16 mA. La consommation est de 46 mA (66 mA maxi.) par monostable. Ces valeurs sont données pour l'état de repos et l'état de déclenchement. Il ne faudra pas court-circuiter les deux sorties à la fois mais une seule, seulement si nécessaire. Voici à la **figure 5** des courbes donnant la largeur des impulsions (en nanosecondes) en fonction de la capacité extérieure (en picofarads). Le paramètre est la résistance extérieure R_T, de 5 kΩ à 50 kΩ.

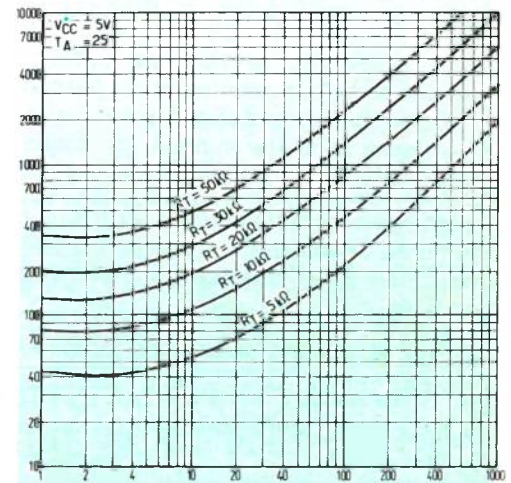


Figure 5

Les temps sont en ordonnées et les capacités en abscisses. On pourra utiliser également la formule :

$$\text{durée} = t = 0,28 R_T C_T \left(1 + \frac{0,7}{R_T}\right)$$

avec R_T en kΩ, C_T en pF et t en ns. Vérifions cette formule.

Soit, par exemple R_T = 30 kΩ, C_T = C₄ = 4,7 nF.

On obtient avec ces valeurs : largeur d'impulsion :

$$t = 0,28 \cdot 30 \cdot 4700 \left(1 + \frac{0,7}{30}\right)$$

ce qui donne

$$t = 40\,401 \text{ nanosecondes.}$$

Comme C_T est la capacité de C₄ de la gamme qui correspond aux limites 100 µs à 10 µs, c'est-à-dire 100 000 ns à 10 000 ns, la durée t de 40 401 ns est bien comprise dans cette gamme et correspond à un certain réglage de R₂ (**figure 2**).

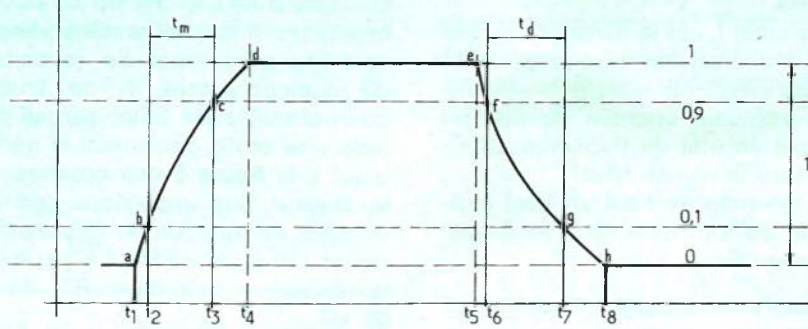


Figure 6

Montée et descente d'un signal rectangulaire

Il est utile de se souvenir de la définition des temps de montée et de descente que nous avons désigné par t_m et t_d . A la figure 6 on les indique graphiquement.

La montée $a \rightarrow d$ commence au temps t_1 et finit au temps t_4 , mais ces points sont peu précis ainsi que les temps correspondants.

On définit comme temps de montée :

$$t_m = t_3 - t_2$$

ou t_2 = temps correspondant 0,1 fois la montée totale,
 t_3 = temps correspondant 0,9 fois la montée totale.

De la même manière, on définit le temps de descente :

$$t_d = t_7 - t_6$$

ou t_7 = descente de 0,1 fois le maximum (niveau 0,9)
 t_6 = descente de 0,9 fois le maximum (niveau 0,1).

De ce fait, on a des valeurs précises, facilement mesurables sur oscilloscope.

Evaluation des largeurs des impulsions

Si l'on branche un oscilloscope à une des sorties du montage de la figure 2, l'impulsion de sortie peut être représentée sur l'écran et sa durée peut se mesurer indirectement. Il faut alors, réaliser le montage de la figure 7. « G » est le générateur de signaux rectangulaire, de + 5 V, qui commande le monostable de la figure 2.

« M.S. » est le monostable et « OSC » l'oscilloscope cathodique. Comme les durées des impulsions sont comprises entre 10 ns et 10 ms, le choix de la fréquence sera libre entre, depuis les BF jusqu'au 10 MHz, à condition que « G » et « OSC » fonctionnent à ces fréquences.

Soit le cas de $f = 500$ Hz par exemple, dont la période correspondante est $T = 2$ ms.

Le montage de l'ensemble est réalisé de la manière suivante. Le générateur est branché à l'entrée du monostable. Celui-ci est réglé pour une durée d'impulsion, de faible valeur par rapport à 2 ms, par exemple à 50 μ s, position 4 du commutateur.

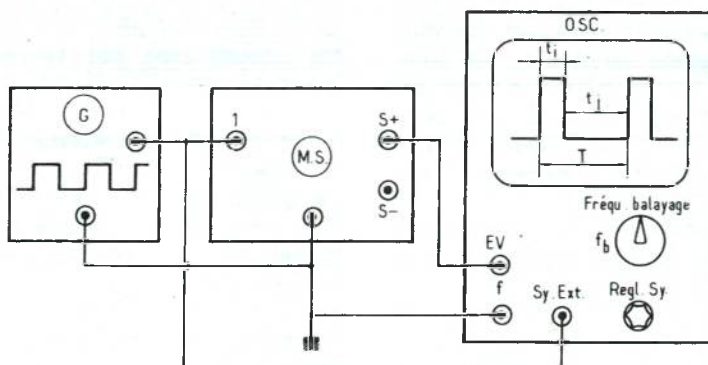


Figure 7

De cette manière, l'image de l'impulsion apparaîtra comme proche de celle rectangulaire, à condition que l'oscilloscope ne la déforme pas, ce qui ne sera pas toujours le cas.

La sortie positive du monostable donnera un signal rectangulaire à la fréquence $f = 500$ Hz et à impulsions de 50 μ s comme prévu.

Ce signal sera transmis à l'entrée de déviation verticale de l'oscilloscope.

Cet appareil possède une base de temps de déviation horizontale qui sera synchronisée par le signal provenant de G (ou par le signal de sortie du monostable).

L'oscillogramme présentera une ou plusieurs impulsions selon la fréquence f_b de la base de temps. Si $f_b = f$, on ne verra qu'une seule impulsion. Si $f_b = 0,5 f$ on verra deux impulsions et on pourra alors mesurer le rapport entre les durées des alternances du signal rectangulaire.

Soit R ce rapport :

$$R = \frac{\text{long. de l'alternance la plus longue}}{\text{longueur de l'impulsion}}$$

Si t_i est la durée de l'impulsion et T la période du signal représenté on aura, évidemment :

$$R = \frac{T - t_i}{t_i}$$

et comme $t_i \ll T$ on aura :

$$R = \frac{T}{t_i}$$

donc $t_i = T/R$

Ainsi, si $T = 0,2$ ms et correspond à 20 mm de largeur du signal sur l'écran et t_i correspond à une largeur de 5 mm, on trouvera :

$$R = \frac{20}{5} = 4$$

Par conséquent, on a :

$$R = 4 = \frac{0,2}{t_i}$$

$$\text{donc } t_i = \frac{0,2}{4} = 0,05 \text{ ms} = 50 \mu\text{s}$$

Si l'on choisit t_i plus faible, l'oscillogramme sera à impulsions plus « rectangulaires », par exemple $t_i = 5 \mu$ s. Toutefois, plus t_i sera faible, moins précise sera la mesure de sa longueur en mm. Dilater, horizontalement l'oscillogramme autant que possible.

Ne pas perdre de vue les déformations dues à l'amplificateur de déviation verticale de l'oscilloscope.

Le générateur G

Il existe dans le commerce des générateurs de haute qualité et à multiples possibilités.

Un amateur peut également monter un générateur de signaux rectangulaires moins perfectionné mais pouvant lui rendre d'excellents services dans certaines applications où une très grande précision n'est pas exigée.

Dans le montage décrit, si f est faible devant 10 MHz, on pourra réaliser un générateur (ou plus modestement, un oscillateur) de tension rectangulaires avec des circuits intégrés ou des transistors.

Celui de la **figure 8** utilise un $\mu A 709$ en boîtier TO 5 de forme cylindrique à huit broches.

Les indications des broches sur le schéma correspondent à ce boîtier et non à d'autres de forme différente.

On peut obtenir avec ce générateur des signaux à des fréquences comprises entre 2 Hz et plus de 100 000 Hz en 5 gammes :

Gamme 1 : 2 à 20 Hz

« 2 : 20 à 200 Hz

« 3 : 200 à 2 000 Hz

« 4 : 2 000 à 20 000 Hz

« 5 : 20 000 Hz à 100 000 Hz.

Un réglage progressif continu de la fréquence peut s'effectuer avec le potentiomètre R_5 de 25 k Ω linéaire monté entre la masse et la sortie, le curseur étant relié à l'entrée inverseuse, point 3 du circuit intégré.

En réglant R_5 , on modifie la contre-réaction s'exerçant entre la sortie et cette entrée. Un autre réglage est celui de la symétrie s'effectuant avec R_1 de 75 k Ω en série avec R_2 et R_3 de 15 k Ω . Avec ce réglage, on fera varier le rapport cyclique du signal rectangulaire et obtenir, si nécessaire, des périodes partielles égales.

Les deux diodes sont des 1 N 914. Il est nécessaire de disposer de deux alimentations de 9 V, l'une positive (entre point 7 et masse) et l'autre négative (entre point 4 et masse).

Une réaction positive réalisant l'oscillation est établie entre la sortie point 6

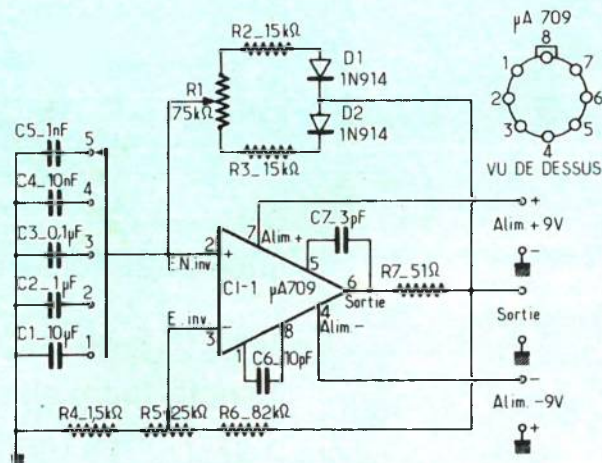


Figure 8

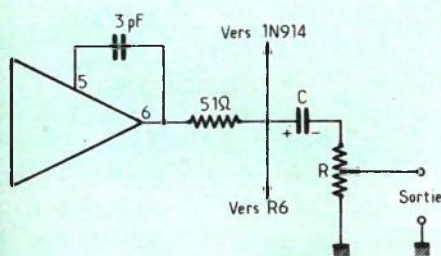


Figure 9

et l'entrée non inverseuse point 2 (+). Dans cette boucle, se trouvent les deux diodes 1 N 914 et les résistances R_1 , R_2 et R_3 .

Les semi-conducteurs utilisés dans ce montage sont actuellement disponibles partout et de prix avantageux.

Avant de connecter ce générateur à un autre appareil, s'assurer que le signal de sortie ne dépasse pas 5 V. Dans le cas contraire, monter un potentiomètre réducteur de tension comme indiqué à la **figure 9**. R. sera de 50 ou 100 Ω et C de valeur aussi grande que possible, par exemple 100 μF .

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,

QUALITÉ - DELAIS RAPIDES
PRIX COMPETITIFS.....

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

Application des circuits intégrés

Circuit intégr gyrateur (R.T.C.)

Les spécialistes des **bobinages** et les utilisateurs de ces composants seront certainement intéressés par le nouveau circuit intégré TCA 580 de la RTC. Ce CI, au moment où nous écrivons ces lignes, n'est pas encore disponible. Ce gyrateur permet d'obtenir, à deux de ses bornes, un circuit équivalent à une bobine de coefficient de self-induc-

tion L . Associé à un condensateur, on réalise un circuit LC accordé parallèle, sur une fréquence f . La « bobine » simulée de cette manière peut atteindre une valeur très grande, jusqu'à 1 MH (1 mégahenry = 10^6 H).

A la **figure 1**, on donne le schéma de principe du montage du TCA 580 avec les éléments extérieurs, équivalent à une bobine.

Pratiquement, dans un montage nécessitant une bobine L , on branchera à la place d'une vraie bobine, les points 6 et 11 du CI.

Pour donner à L la valeur requise, on montera des résistances et des condensateurs extérieurs dont la valeur est fonction de L comme on le montrera plus loin.

Le TCA 580 est monté dans un boîtier rectangulaire à 16 broches dont la forme et les dimensions sont indiquées à la **figure 2** : en haut et à gauche, le boîtier vu de profil avec les huit broches plantées au pas de 2,54 mm. La longueur totale est de 22 mm maximum.

La largeur d'une broche est de 0,38 à 0,53 mm. A droite sur la **figure 2**, on voit le CI vu en coupe transversale. Largeur 8,25 mm. Epaisseur des broches 0,25 mm.

En bas, le CI vu **de dessus**. La broche 1 est à gauche du repère et la broche 16, à sa droite. Des précautions particulières sont à prendre lors du montage du CI sur une platine.

Pour éviter tout accident dû aux souduages défectueux (trop chauds, trop prolongés) on pourra monter à la place du CI, un support à 16 broches.

Dans ce cas, ne jamais disposer le CI dans le support lorsque l'appareil est sous tension, ni l'enlever.

Figure 1

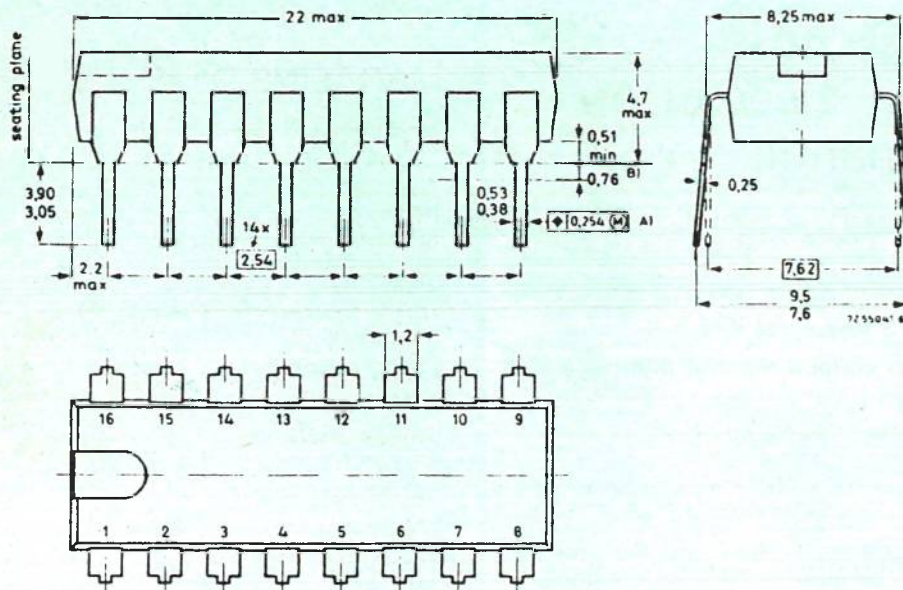
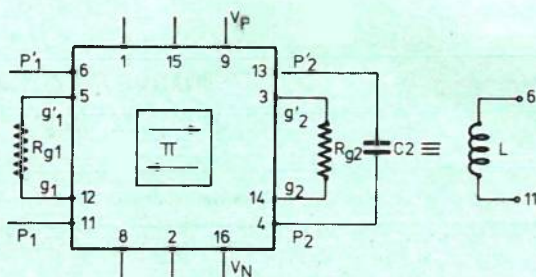


Figure 2

Caractéristiques générales

La tension recommandée est de 4,4 V au point V_p , et de 7,6 V au point V_n . Le courant d'alimentation est de 0,8 mA. Ce CI peut être utilisé à une fréquence comprise entre zéro et 10 KHz. Le facteur de qualité Q est compris entre 500 et 5000.

On pourra utiliser le TCA 580 à des températures ambiantes comprises entre -20°C et $+70^\circ\text{C}$.

Schéma simplifié du CI

A la **figure 3**, on donne le schéma très simplifié du gyrateur avec quatre transistors représentés. En réalité l'intérieur du CI comprend un grand nombre de transistors, des diodes, des résistances. Le schéma intérieur complet figure dans la notice de ce CI. Les valeurs maxima des tensions et des températures sont : V_p (à V_n max.) 14 V ; $\pm V_{ic} = 14$ V ; $\pm V_{in} = 14$ V.

Température de stockage $T_{stg} = -55^\circ\text{C}$ à $+125^\circ\text{C}$.

Température ambiante de fonctionnement : -20°C à $+70^\circ\text{C}$.

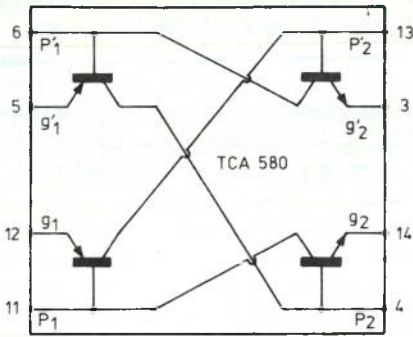


Figure 3

Un montage d'application

Le montage pratique du CI gyrateur est très simple et ne nécessite que deux résistances fixes, une résistance ajustable, deux condensateurs fixes.

On adoptera le schéma de la **figure 4** dans lequel les valeurs des éléments à adopter sont, par exemple :

$R_{g1} = R_{g2} = 10 \text{ k}\Omega$; $R_p = 50 \text{ k}\Omega$ ajustable ; $C_1 = 82 \text{ nF}$; $C_2 = 82 \text{ nF}$.

Le courant I_p est celui passant par le point 9, où la tension V_p doit être mesurée.

On adoptera les deux tensions d'alimentation positives par rapport à la masse, suivantes :

$V_p = 4,4 \text{ V}$,

$V_N = 7,6 \text{ V}$,

la température ambiante étant de 25°C .

Pour la mise au point, un seul réglage, celui de R_p , de $50 \text{ k}\Omega$. Ajuster cette résistance de manière à ce que le courant I_p soit de $0,8 \text{ mA}$.

Pratiquement, on intercalera entre le point 9 (V_p) et le point de l'alimentation donnant $4,4 \text{ V}$, un milliamperemètre, avec le + vers l'alimentation et le - vers le point 9 du CI. Après mise au point,

le milliamperemètre sera enlevé (**voir figure 5**).

Le calcul de L s'effectuera d'après la formule :

$$L = R_{g1} R_{g2} C_2 \quad (1)$$

La fréquence d'accord du circuit $L C_1$ parallèle sera alors :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_{g1} R_{g2} C_1 C_2}} \text{ hertz} \quad (2)$$

Les unités sont : farad pour C_1 et C_2 , ohm pour R_{g1} et R_{g2} , hertz pour f , henry pour L .

Remarquons que la formule (1) montre que L a les dimensions du produit d'une capacité par le carré d'une résistance, ce qui est conforme à la théorie.

Avec les valeurs numériques indiquées plus haut, on obtient les valeurs suivantes de L et f , en utilisant les formules (1) et (2) :

$$L = 8,2 \text{ H},$$

$$f = 194 \text{ Hz},$$

à condition de régler I_p à $0,8 \text{ mA}$, avec R_p .

Pour obtenir d'autres valeurs de L , on pourra laisser constantes les valeurs des résistances R_{g1} et R_{g2} , à $10 \text{ k}\Omega$ par exemple, et modifier les valeurs de C_1 et C_2 .

D'après la formule (1), si les deux résistances sont inchangées, L est proportionnel à C_2 (avec $C_2 = C_1$) donc, si par exemple $C_1 = C_2 = 0,82 \text{ }\mu\text{F}$, L sera de 82 H et si $C_1 = C_2 = 8,2 \text{ }\mu\text{F}$, on aura $L = 820 \text{ H}$, etc.

En modifiant C_1 et C_2 , la fréquence f sera également modifiée. D'après la formule (2), on peut voir que si les résistances conservent la même valeur, f est inversement proportionnelle à C_1 et C_2 qui sont égaux, car $C_1 = C_2 = C_1^2$ dans ce cas.

Ainsi, si $C_1 = C_2 = 0,82 \text{ }\mu\text{F}$, $R_{g1} = R_{g2} = 10 \text{ k}\Omega$, on obtient $f = 19,4 \text{ Hz}$.

Il doit être possible de modifier L en faisant varier R_{g1} ou R_{g2} ou les deux de part et d'autre de la valeur de $10 \text{ k}\Omega$.

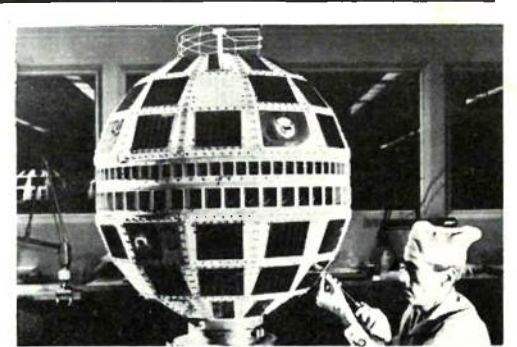
Ainsi, en remplaçant les résistances fixes par des résistances variables, on pourra faire varier L d'une manière continue.

Remarquons, en examinant les formules (1) et (2) que le produit sous le radical du (2) est égal à :

$$R_{g1} R_{g2} C_1 C_2 = L C_1$$

La formule (2) peut s'écrire dans ce cas :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C_2}} \quad (3)$$



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel - Radioreception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images - Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales - Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle - Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie - Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar - Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Électricité - Photo-Électricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatisation - Electronique quantique (Lasers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculatrices et Ordinateurs) - Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie - Electronique Médicale - Radio-Météorologie - Radio-Astronautique - Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace - Domaines industriels et Electronique et Administration - O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom - Etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO - TV - ELECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION	PROGRAMMES
ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE « Radio - TV - Service » Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages.	TECHNICIEN SUPÉRIEUR Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. Préparation théorique au B.P. et au B.T.S.
FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	INGÉNIEUR Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
	COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.



INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24 RUE JEAN-HERMOZ - PARIS 8^e - Tel. 225 74 65

Metro : Saint-Philippe du Roure et F. D. Roosevelt - Champs-Élysées

BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi :

NOM :

ADRESSE :



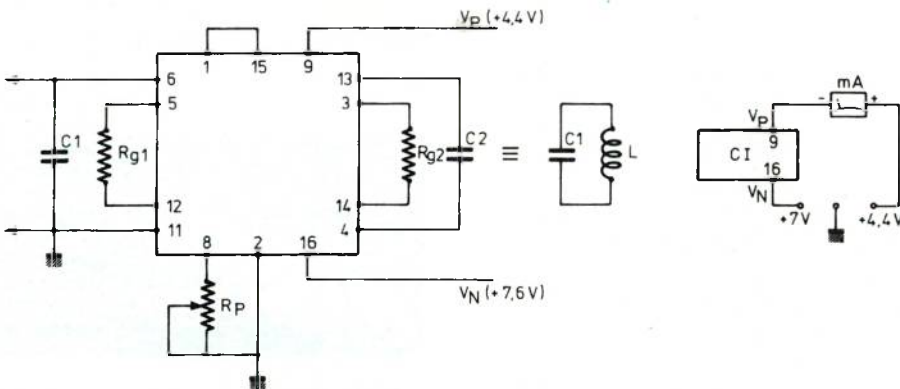


Figure 4

Figure 5

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile
Enseignement privé à distance.

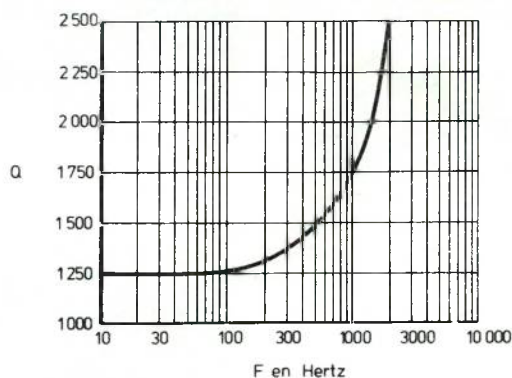


Figure 6

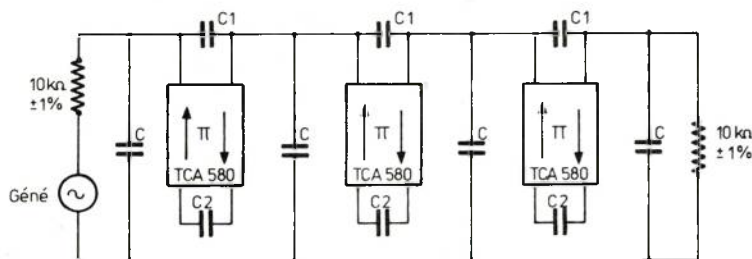


Figure 7

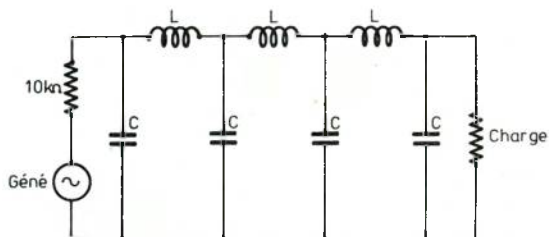


Figure 8

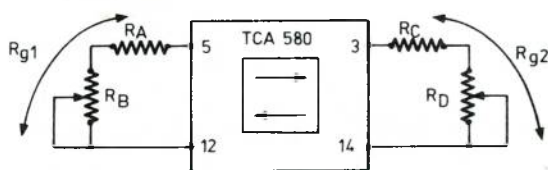


Figure 9

Voici à la **figure 6**, une courbe représentant le facteur de qualité Q (en ordonnées) en fonction de la fréquence f , en hertz.

On voit que Q se maintient constant depuis 10 Hz jusqu'à 100 Hz et croît ensuite, de plus en plus rapidement, à partir de $f = 100$ Hz. Il atteint 2500 à $f = 2000$ Hz. Un exemple de filtre passe-bas est donné à la **figure 7** où l'on utilise trois gyrateurs TCA 580.

On peut constater que si l'on remplace ces C par des bobines, on obtient la configuration classique d'un filtre de ce

genre comme on l'indique à la **figure 8**. On dispose d'un nouveau paramètre, la valeur C des capacités shunt du filtre. Le générateur de signaux est G et son impédance interne est représentée par la résistance-série de 10 kΩ. A la sortie, on trouve une autre résistance de même valeur qui représente la charge.

Nous reviendrons par la suite sur l'emploi pratique de ce CI lorsque des documents nouveaux nous parviendront. Voici pour terminer l'analyse du TCA 580, quelques conseils concernant son montage sur une platine imprimée à l'aide de soudures.

1) La soudure s'effectuera à plus de 2 mm du plan représenté par un pointillé sur la **figure 2** (setting plane) qui détermine la longueur de 3,9 à 3,05 de la partie la plus étroite des broches.

2) La température du fer étant inférieure à 300 °C, le contact entre fer, broche et soudure ne devra pas excéder 10 secondes.

Si la température est comprise entre 300 °C et 400 °C la durée du soudage sera égale ou inférieure à 5 secondes.

Ces conseils sont valables lorsque les soudages s'effectuent manuellement au fer à souder.

Aux amateurs n'ayant pas l'habitude de tels soudages nous recommandons l'emploi d'un support comme on l'a spécifié au début de cette analyse.

Sur la **figure 2**, les dimensions sont données en millimètres.

Si l'on désire effectuer un montage avec R_{K1} et R_{K2} variables, on pourra utiliser la variante de la **figure 9**.

Les résistances fixes sont remplacées chacune, par une résistance fixe en série avec une résistance variable. Les résistances fixes seront d'une valeur proche de 10 kΩ, par exemple $R_1 = R_0 = 8$ kΩ et les résistances variables seront de 0 à 5 kΩ par exemple.

De cette façon, les variations de R_{K1} et R_{K2} pourront s'effectuer entre 8 kΩ et 13 kΩ d'une manière continue.

D'après la formule (1)

$$L = R_{K1} \parallel R_{K2} \cdot C_2$$

il est clair que L sera proportionnelle à R_{K1} ou à R_{K2} ou au produit des deux.

Il sera donc possible de faire varier L dans des proportions suffisantes pour effectuer un accord exact sur la fréquence désirée.

Un montage plus important pourrait comporter des commutateurs permettant de choisir différentes valeurs des condensateurs C_1 et C_2 .

Remarquons que f est du domaine de la basse fréquence, mais c'est dans cette gamme que l'on a surtout besoin de bobines de valeur élevée du coefficient de self-induction L .

(Documentation RTC notice provisoire avril 1976)

**Circuits équivalents
à des bobines
ou à des capacités**

D'une manière générale, il est utile dans certaines applications de remplacer le composant authentique L ou C par un

circuit « simulateur » c'est-à-dire aussi « équivalent » que possible.

Le gyrateur décrit plus haut en est un exemple. Son emploi dépend aussi du coût du CI. On connaît depuis très longtemps les circuits **réactance** qui ont été réalisés dans le passé avec des lampes et nommés lampes réactance.

On pouvait ainsi, simuler des capacités ou des bobines et on les utilisait dans les montages à accord automatique nommés, comme actuellement CAF (commande automatique d'accord).

Par la suite, on a trouvé également des montages de ce genre réalisés avec des transistors.

L'intérêt de ces dispositifs, utilisés surtout en HF, ne réside pas dans la simulation mais dans la possibilité de rendre variables le composant simulé L ou C, à l'aide d'un potentiomètre et cela, si nécessaire, à distance.

Grâce aux diodes à capacité variable, l'accord automatique et même, l'accord manuel, sont devenus faciles et économiques.

A noter toutefois que si les diodes à capacité variable peuvent fonctionner dans une gamme très étendue en fréquences (BF, HF, VHF, UHF), leurs capacités maxima sont relativement réduites, de l'ordre de quelques centaines de picofarads seulement.

La mise en parallèle de plusieurs diodes à capacité variable est possible mais cela n'avance pas assez et augmente les frais.

Nous ne traiterons pas ici des applications des diodes à capacité variable, bien connues de nos lecteurs et ayant fait l'objet de nombreuses études dans notre revue.

Filtre éliminateur avec $\mu A 741$ comme gyrateur

Ce montage est donné à la **figure 10**. Il s'agit d'un filtre actif éliminateur de signaux à une fréquence f.

Les deux CI sont des amplificateurs opérationnels $\mu A 741$ de Fairchild. Dans la présentation en boîtier cylindrique à 8 broches (voir **figure 11**), les branchements sont :

entrée non inverseuse marquée +, fil 3
entrée inverseuse marquée —, fil 2
sortie fil 6
alimentation + fil 7
alimentation — fil 4
Le CI supérieur (1) est utilisé comme filtre éliminateur et le CI inférieur (2) comme gyrateur pour simuler la bobine. Pour un bon fonctionnement du montage on règlera R_1 de manière à obtenir la relation :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{2 R_4}$$

Avec les valeurs des éléments indiquées sur le schéma de la **figure 10**, on a :

$$\frac{30}{30} = \frac{15}{2 \cdot 2,75} = 1$$

mais en raison de la tolérance des résistances, il est nécessaire que l'un de ces composants soit ajustable. Si l'on choisit

R_3 , nominale de 15 k Ω , on la réalisera en montant en série une résistance de 12 k Ω par exemple, avec une résistance ajustable de 5 k Ω . La fréquence à laquelle est accordé le filtre éliminateur peut se déterminer à l'aide de la courbe de la **figure 12**.

Par exemple si $f = 2000$ Hz, $C_1 = 100$ pF, si $f = 1000$ Hz, $C_1 = 400$ pF, si $f = 200$ Hz, $C_1 = 10$ nF et si $f = 20$ Hz, $C_1 = 1$ μ F.

Les deux CI sont alimentés par deux sources, de 15 V chacune, l'une avec le + au fil 7 et le — à la masse et l'autre avec le + à la masse et le — au fil 4 du CI dans le boîtier de la **figure 11**.

Pour le réglage, procéder comme suit : 1) appliquer le signal à « purifier » à l'entrée et monter un indicateur, sensible à la fréquence f choisie, à la sortie ;

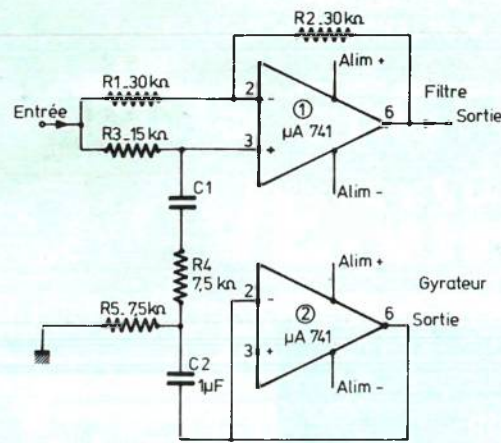


Figure 10

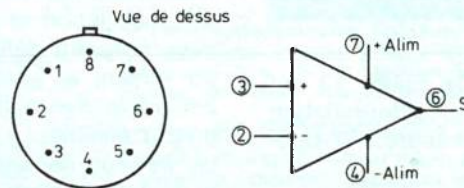


Figure 11

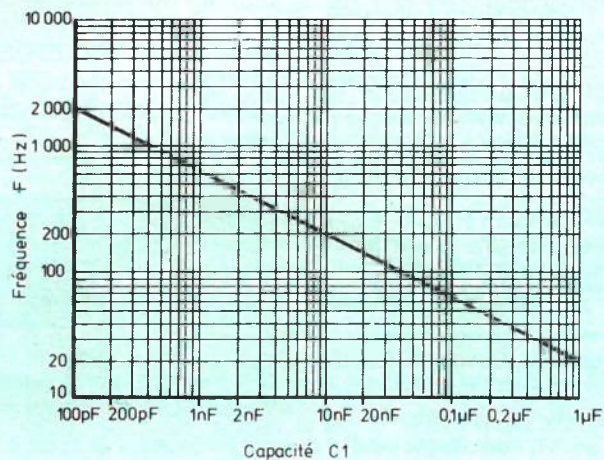


Figure 12

2) régler R_3 jusqu'au minimum de tension sur l'indicateur.
Le filtre éliminateur sera alors réglé au maximum de ses possibilités.
On pourra aussi relever la courbe de réponse du filtre en faisant varier la fréquence du signal d'entrée, de part et d'autre de la fréquence f choisie pour l'accord du dispositif éliminateur.

Filtre pour la suppression du ronflement

Ce filtre représenté à la **figure 13** est réalisé avec un réseau différentiateur RC ponté et un circuit intégré 741 opérationnel.

Le montage comprend deux rétroactions, l'une positive, entre la sortie point S et le curseur du potentiomètre R_1 et l'autre, négative entre la sortie du CI et son entrée inverseuse.

La sortie du réseau éliminateur R_1 R_2 R_3 R_4 C est reliée à l'entrée non inverseuse du 741 marquée +, l'autre entrée étant marquée -, reliée à la sortie du montage éliminateur.

On recommande les valeurs suivantes : $R_1 = 820 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 75 \text{ k}\Omega$ et $R_4 =$ potentiomètre linéaire de $20 \text{ k}\Omega$.

Les trois condensateurs C valent 47 nF chacun, tolérance $\pm 10 \%$.

On a désigné par R_A la somme de R_2 et de la partie de R_1 comprise entre R_2 et le curseur. De même, R_B est la somme de R_3 et de la portion restante de R_1 .

La résistance R_1 devra être égale à $6(R_A + R_B)$.

On a, en effet $6(R_A + R_B) = 6(4,7 + 20 + 75) = 598,2$, donc la valeur requise aux tolérances près.

On prendra $R_5 = 68 \Omega$, $R_6 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

Avec ces valeurs, le filtre éliminera les signaux de fréquence comprise entre 45 et 90 Hz donc, les signaux de ronflement, par exemple, à 50 Hz (Europe) et 60 Hz (USA), mais aussi d'autres signaux de forme différente de la gamme indiquée.

Si l'on prend comme fréquence médiane 60 Hz, la largeur de bande est de 14 Hz et si la fréquence médiane est de 50 Hz, la largeur de bande est de 18 Hz.

L'atténuation la plus réduite, si les capacités sont à tolérance de 10% , est de 30 dB. En dehors de la bande éliminée, l'atténuation est une fraction négligeable de décibel.

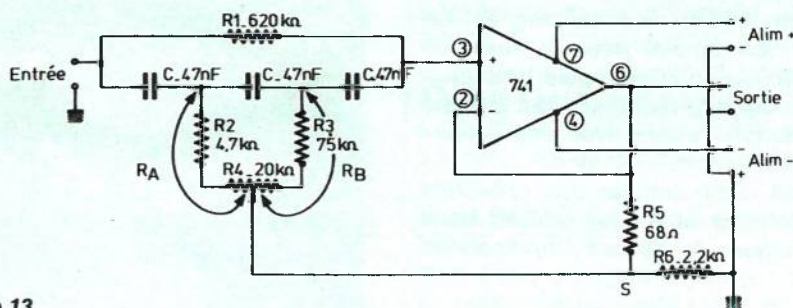


Figure 13

Le circuit présente l'avantage de pouvoir être établi avec des éléments à tolérance importante, ce qui en facilite la construction et ne nécessite pas une mise au point délicate.

En réglant le potentiomètre R_1 , on obtiendra le maximum d'atténuation du signal à éliminer.

La largeur de bande dépend aussi de la réaction positive réalisée entre le point S et l'entrée non inverseuse du CI, par l'intermédiaire du réseau.

Si l'on réduit R_5 , la réaction augmentera et la bande sera diminuée.

La fréquence médiane de la bande éliminée, peut être calculée à l'aide de la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi C \sqrt{3 R_A R_B}}$$

et il est clair qu'elle est inversement proportionnelle à la capacité C (f en hertz, C en farads, R_A et R_B en ohms). Si l'on désire réaliser un filtre actif éliminateur sur une autre bande, on modifiera C .

Soit par exemple $f = 100 \text{ Hz}$, au lieu de 50 Hz. En prenant $C = 94 \text{ nF}$, les fréquences seront doublées et la bande éliminée sera approximativement 90 à 180 Hz.

Le circuit intégré $\mu A 741$ est monté dans un boîtier cylindrique 8 fils et se branche comme l'indique la **figure 11**.

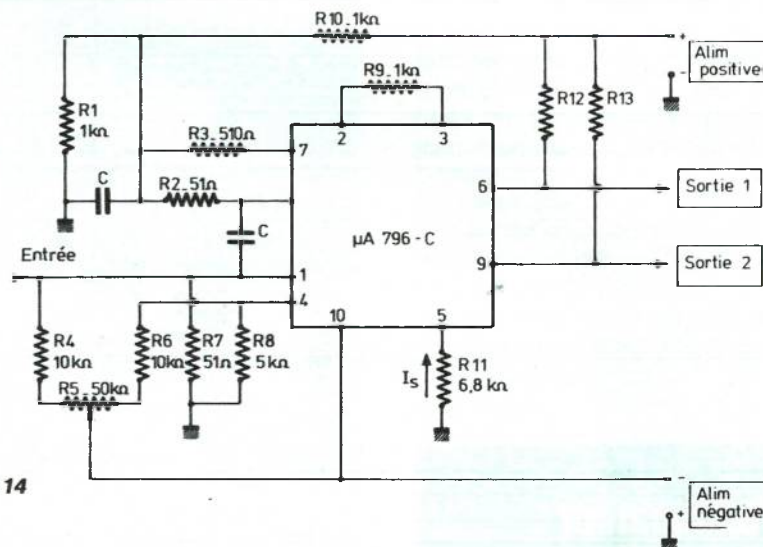


Figure 14

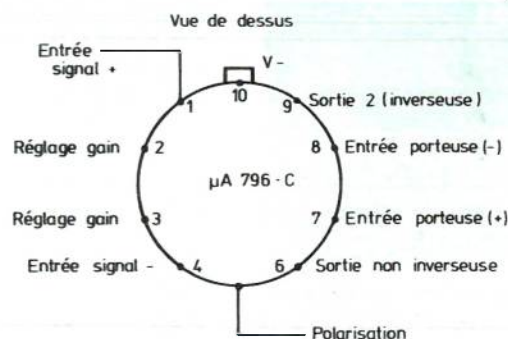


Figure 15

Doubleur de fréquence

Le doubleur de fréquence dont le schéma est donné à la **figure 14**, utilise un circuit intégré μA 796 (de Fairchild) deux condensateurs C, un potentiomètre R₁ et plusieurs résistances. Il est nécessaire de disposer de deux alimentations, l'une positive de 12 V et l'autre négative de - 8 V, leur point commun étant à la masse.

Le CI 796 — C est monté dans un boîtier cylindrique de 10 fils, représenté à la **figure 15**.

Le 796 — C est un modulateur — démodulateur doublement équilibré. Le signal dont la fréquence est f a une tension de la forme :

$$e = e_m \cos 2\pi ft$$

A la sortie 1, fil 6, la tension du signal est de la forme :

$$e = A_m e_m \cos 4\pi ft;$$

et, à la sortie 2, fil 9, le signal a une tension :

$$e = -A_m e_m \cos 4\pi ft,$$

ce qui indique que les signaux de sortie sont opposés, ont la fréquence double 2 f de celle d'entrée et sont amplifiés de A_m fois, A_m étant le gain de tension du circuit.

Les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma. Celles des charges de sortie, R_{L1} = R_{L2} = R_{L3}, peuvent être de 3,9 k Ω par exemple. Il faut que R_{L2} = R_{L3}.

La valeur de C sera déterminée de manière à ce que sa réactance soit faible à la fréquence f à doubler.

La réactance de C étant :

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \text{ ohms}$$

La valeur de C sera donnée par la formule pratique :

$$C = \frac{10^6}{2\pi f X_C}$$

avec C en μF , f en MHz et X_C en ohms.

Si l'on prend X_C = 10 Ω par exemple, on aura, à f = 1 MHz :

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 10} \mu F$$

ce qui donne C = 15,9 nF, valeur non critique, pouvant être remplacée par toute valeur normalisée voisine. La distorsion des signaux de sortie est réduite. On obtient un gain de l'ordre de 2 fois. Pour éviter la distorsion, la tension sinusoïdale d'entrée sera d'un niveau inférieur à 25 mV crête à crête (Doc. Fairchild).

ELECTRICITE • ELECTROMECHANIQUE • ELECTRONIQUE
• CONTROLE THERMIQUE •

4 GRANDS SECTEURS D'AVENIR

SOGEX

Vous pouvez d'ores et déjà envisager l'avenir avec confiance et optimisme si vous choisissez votre profession parmi les 4 grands secteurs ci-dessous spécialement sélectionnés pour vous par UNIECO (Union Internationale d'Ecoles par Correspondance), organisme privé soumis au contrôle pédagogique de l'Etat



ELECTRICITE

Bobinier - CAP de l'électrotechnique option bobinier - Electricien d'équipement - Eclairagiste - Monteur câbleur en électrotechnique - CAP de l'électrotechnique option monteur câbleur - CAP de l'électrotechnique option installateur en télécommunications et courants faibles - Mètreur en électricité - CAP de dessinateur en construction électrique - Technicien électricien - BP de l'électrotechnique option équipement - BP de l'électrotechnique option appareillages, mesures et régulation - BP de l'électrotechnique option production - BP de l'électrotechnique option distribution - Ingénieur électricien - Sous-ingénieur électricien.

ELECTROMECHANIQUE

Mécanicien électricien - CAP de l'électrotechnique option mécanicien électricien - Diéséliste - Technicien électromécanicien - Technicien en moteurs - Sous-ingénieur électromécanicien - Ingénieur électromécanicien.

ELECTRONIQUE

Monteur dépanneur radio - Monteur dépanneur TV - Monteur câbleur en électronique - CAP d'électronicien d'équipement - Dessinateur en construction électronique - Technicien radio TV - Technicien électronicien - Technicien en automatisation - BP d'électronicien option télécommunications - BP d'électronicien option électronique industrielle - Sous-ingénieur radio TV - Sous-ingénieur électronicien - Sous-ingénieur en automatisation - Ingénieur radio TV - Ingénieur électronicien.

CONTROLE THERMIQUE

Monteur en chauffage - Technicien frigoriste - Technicien en chauffage - Technicien thermicien - Sous-ingénieur frigoriste - Sous-ingénieur thermicien - Ingénieur frigoriste - Ingénieur en chauffage

- Vous pouvez choisir pour chaque métier entre plusieurs formules d'enseignement selon votre temps disponible et vos aptitudes d'assimilation (avec stages si vous le désirez).
- Vous pouvez faire un essai de 14 jours si vous désirez recevoir les cours à vue et même les commencer sans engagement.
- Vous pouvez suivre nos cours sans engagement à long terme puisque notre enseignement est résiliable par vous à tout moment moyennant un simple préavis de 3 mois.
- Vous pouvez à tout moment changer votre orientation professionnelle.

Vraiment, UNIECO fait l'impossible
pour vous aider à réussir dans votre futur métier

Les études UNIECO peuvent également être suivies gratuitement dans le cadre de la loi du 16/7/71 sur la formation continue. Nombreuses références d'Entreprises.

BON POUR ETRE INFORME GRATUITEMENT

et sans aucun engagement sur les carrières de l'électricité - l'électromécanique - l'électronique - le contrôle thermique.

NOM

Prénom

RUE

N

code postal

VILLE

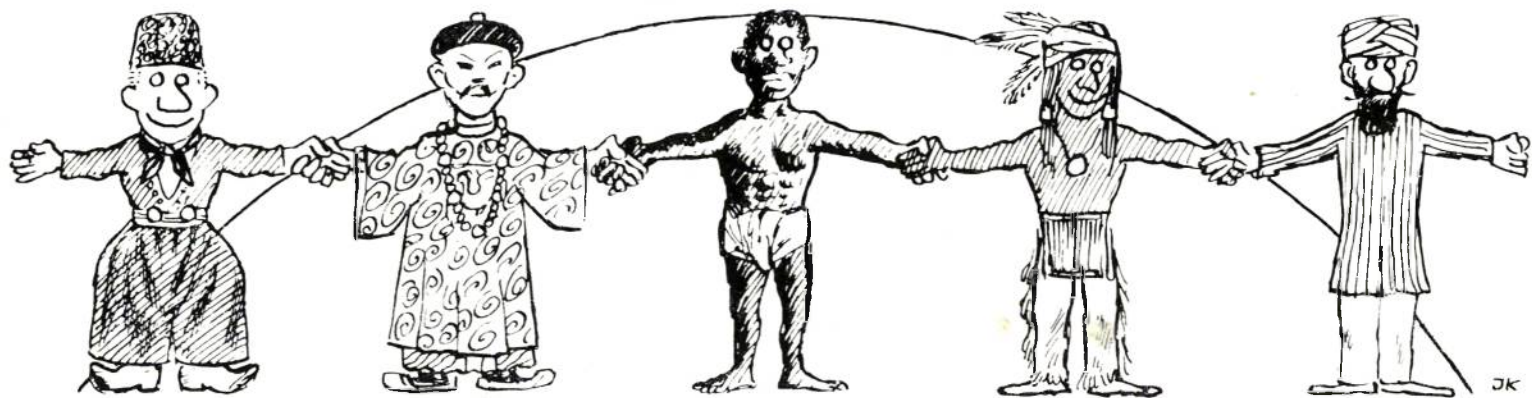
Si une carrière vous intéresse plus particulièrement indiquez la ci-après

UNIECO

5670 rue de Neufchâteau 76041 Rouen Cedex

21/26 quai de Longdoz 4020 LIEGE

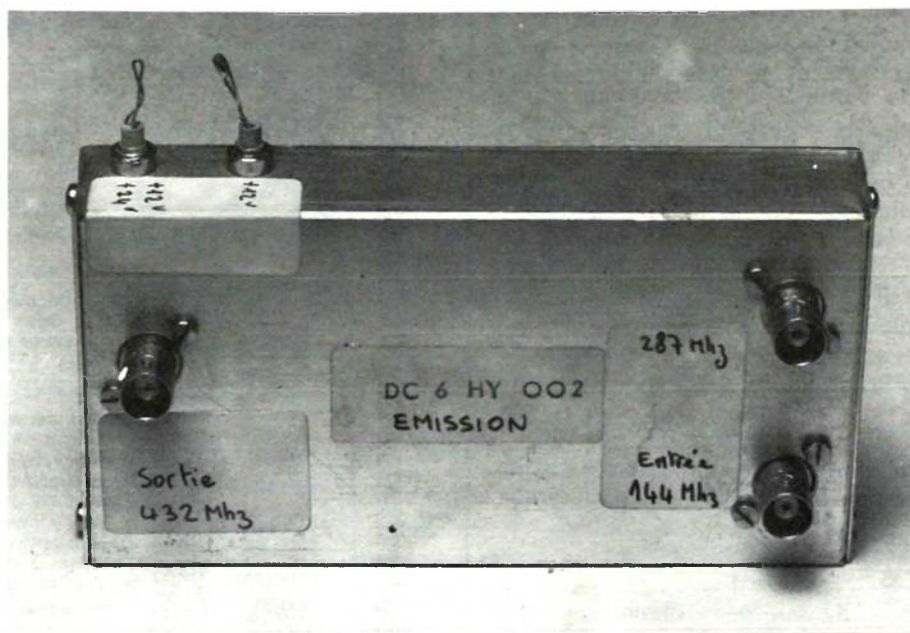
si tous les gars du monde...



Réalisation d'une station 432 MHz

2^e partie :

● Le convertisseur d'émission



Analyse du schéma

Le convertisseur émission se compose de l'étage mélangeur et de deux amplis linéaires. Son schéma est donné à la **figure 1**. Nous disposons du 288 MHz (plus précisément 287,5 MHz), provenant du convertisseur réception. En additionnant le 144 MHz (environ 3 à 5 mW), nous obtenons le 432 MHz qui est ensuite amplifié. Le signal ainsi obtenu varie dans

une plage de 431,5 à 435,5 MHz. Le transistor mélangeur T 201 reçoit sur sa base un signal 144 MHz en B.L.U., par le diviseur de tension formé par R 201, et une partie de L 201. La résistance R 201 est en fait la charge (56 Ω) de l'exciter 144. C'est dire qu'elle sera immédiatement réduite en fumée si l'excitation deux mètres est trop importante. C'est pour cela qu'une faible partie de la tension d'attaque est appliquée au transistor mélangeur. Le circuit d'entrée est accordé sur 288 MHz. La ligne, imprimée directement sur le circuit (L 201) est accordée par C 202 - C 203. Cet étage

fournit à peu près 2 mW à la fréquence de sortie. Les trois transistors du convertisseur émission sont alimentés par des circuits à lignes imprimées ($Z = 35 \Omega$ environ). Ces circuits, tout comme ceux qui sont utilisés sur le convertisseur de réception précédemment décrit, sont raccourcis par des capacités.

Les couplages entrée et sortie se font pratiquement aux points chauds de ces lignes. Les transistors sont alimentés par selfs d'arrêt, en parallèle. Tous les transistors fonctionnent en classe A ou AB, avec points de fonctionnement fixes. Le dernier étage n'est pas muni de résis-

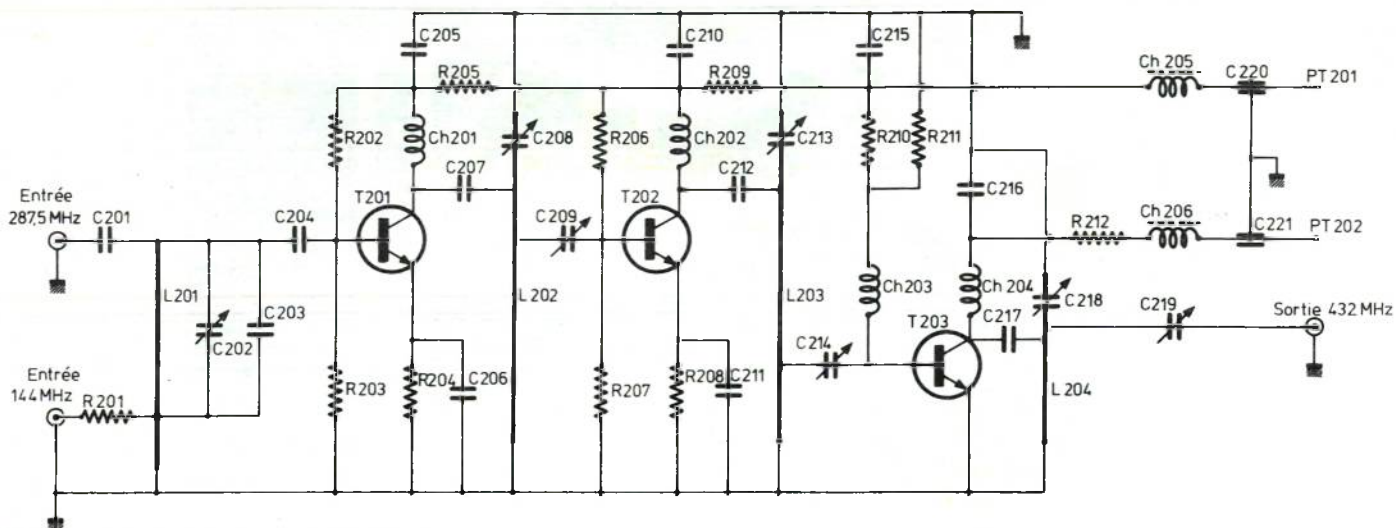


Figure 1

tance de stabilisation d'émetteur, afin de tirer le maximum de puissance de sortie, à 1 mA de courant de repos. Il est possible d'alimenter le 2 N 3866 sous 24 V, en utilisant une régulation par l'émetteur, en réajustant les points de fonctionnement, et en fixant sur le boîtier du transistor final un clips de refroidissement (modèle à ailettes de préférence).

Le 2 N 3866 a tendance à auto-osciller à des fréquences plus basses, étant donné l'augmentation du gain. Nous prendrons garde à ce que le selfs d'arrêt et les capacités utilisées ne constituent des circuits accordés au Q élevé. C'est la raison pour laquelle l'auteur n'a pas découplé la bobine de choc de base, et que la capacité de couplage au collecteur de T203 est de 560 pF. D'autres précautions sont également à prendre avec l'étage d'attaque, vu son gain en puissance d'environ 10 dB. Le condensateur C211 (15 pF) est juste à la résonance série avec l'inductance du transistor. Les connexions de ce dernier (ainsi que toutes les autres d'ailleurs) devront être aussi près que possible du circuit imprimé.

Montage mécanique

Tout comme le convertisseur de réception le DC 6 HY 002 se monte sur circuit imprimé. La gravure de celui-ci est donnée à la **figure 2**, la **figure 3** montre l'implantation des éléments sur celui-ci. Une fois les composants mis en place et les vérifications d'usage effectuées, on monte le circuit dans le coffret, de même que les fiches BNC, puis les condensateurs de traversée, que l'on soude en dernier lieu. Le fond du boîtier se trouve à 5 mm du circuit, par l'interposition de petites colonnettes laiton. Des trous, pratiqués dans le couvercle du coffret ($\varnothing$ 8 mm environ), permettront d'effectuer les réglages qui vont suivre. La photo montre clairement l'aspect du module terminé.

Réglages du convertisseur émission

Les réglages suivants rendent nécessaire l'emploi d'un TOS mètre et d'une résistance de charge (ou antenne) bien adaptée. Commençons par appliquer le 12 V à PT 201 et PT 202, en insérant un milli-ampèremètre en série. Appliquons également les tensions émetteur des deux premiers étages, que l'on vérifiera aux points MP1 et MP2. Pour cette mesure, on utilisera n'importe quel contrôleur habituel. En mesurant la tension sur MP1, on établira la liaison 287,5 MHz, et on réglera le circuit d'entrée grâce à C202. On constatera une augmentation de l'ordre du 1/2 volt. Le courant de repos du final est de l'ordre du mA. Naturellement, ce courant varie selon la tension appliquée à PT 201.

Il nous faut injecter ensuite le 144 Mhz.

Composants utilisés

T201 - T202 = BF 224 ou BF 173 éventuellement.

T203 = 2N 3866.

L201 = Self imprimée avec prise pour R201.

L204 - L202 - L203 = Selfs imprimées - Injection côté chaud de C208 - C213 et C218 - Signal prélevé à 7,5 mm côté chaud des lignes L202 et L203, et à l'extrémité chaude de L204.

Toutes les selfs d'arrêt sont faites en fil cuivre émaillé (ou mieux, argentées) $\varnothing$ 5/10 $\varnothing$ intérieur 3 mm, bobinées en l'air avec spires espacées de 1/2 diamètre de fil. Nous aurons :

Pour CH 201 et 202 : 4 spires ; CH 203 : 8 spires ; CH 204 : 5 spires ; CH 205 et 206 : 1 ou 2 perles ferrite.

Toutes les capas ajustables devront avoir

les connexions rotor est stator au pas standard pour circuit imprimé.

C202 : ajustable miniature à l'air 2/13 pF
C208 - 209 - 213 - 214 - 218 - 219 = id° ci-dessus, en 1,8/6 pF, ou en remplacement des 2/13 pF maxi.

C220 et C221 sont des traversées de cloison à souder ou à visser de 1 000 pF. 3 fiches BNC téflon et un boîtier métal identique au convertisseur réception.

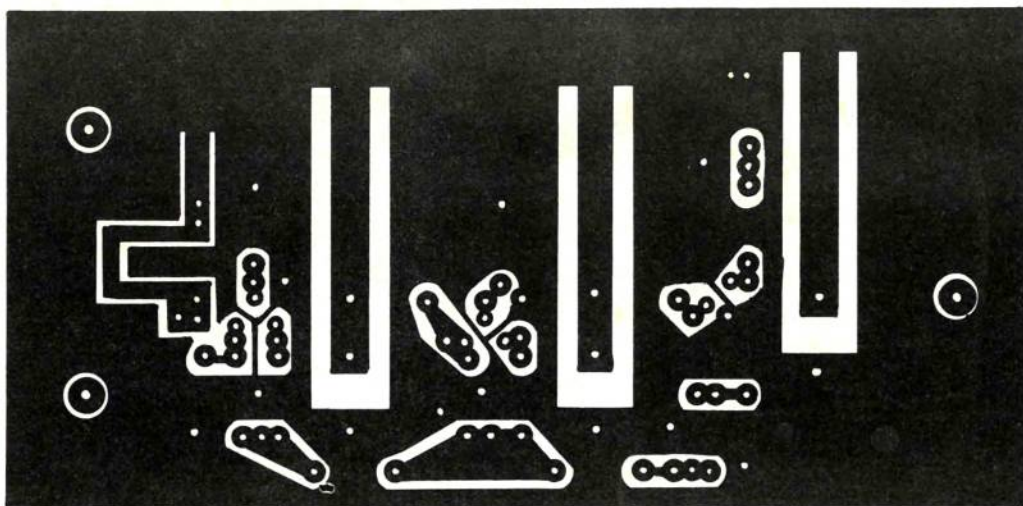


Figure 2

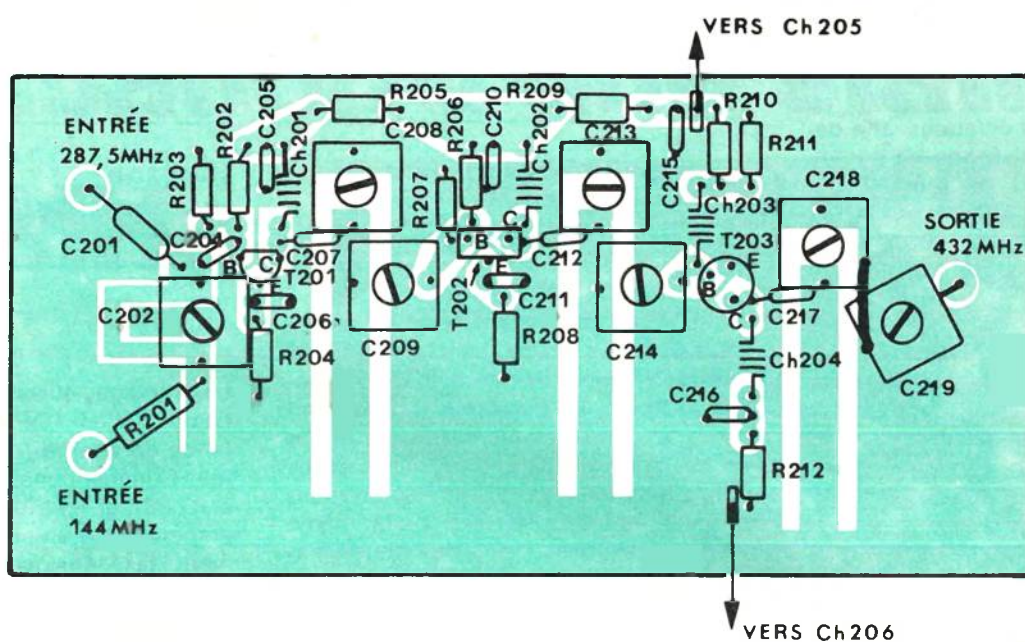
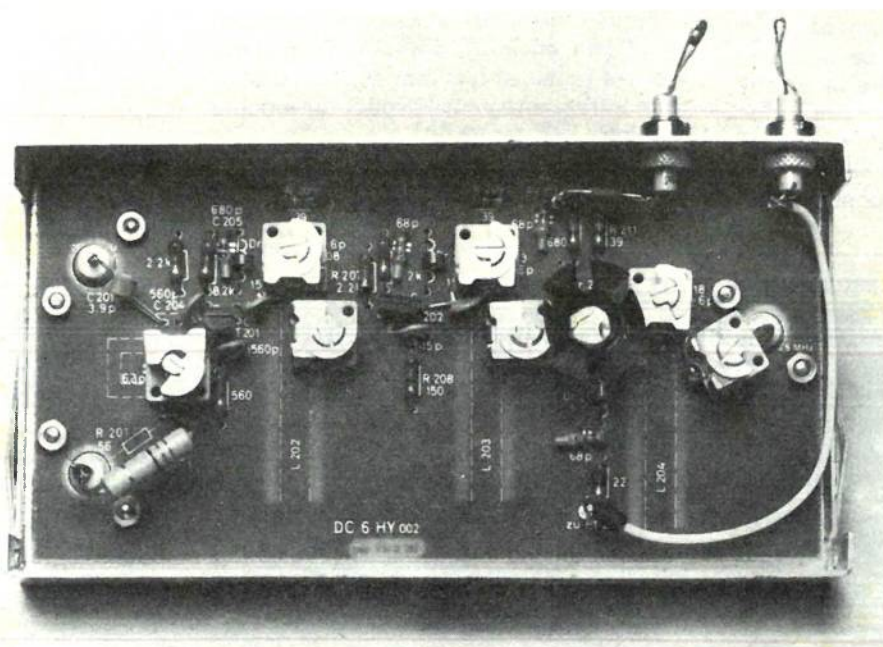


Figure 3



Le convertisseur d'émission câblé.

Nous avons précédemment insisté sur la nécessité de ne pas trop envoyer le 144 dans le transverter. Surtout, ne pas baisser le gain micro de l'exciter car cela nuirait au rapport bande latérale sur porteuse. Mais il est facile d'imaginer une réduction de puissance par ponts de résistance, atténuateurs ou autre système. Pour notre pont, utilisons comme exciter deux mètres un transceiver Trio TS 700, nous injectons dans le circuit ALC une tension négative de quelques volts ; cette tension, variable à l'aide d'un potentiomètre, nous permet de faire varier la puissance HF de zéro à son maximum soit une douzaine de watts.

Ensuite, nous exciterons le convertisseur par un signal à tonalité unique (1000 ou 1500 Hz par exemple) — C 209 - 214 et 219 étant ouvertes au quart de leur valeur — C 208 et 213 seront réglés pour une intensité maximum dans le collecteur de T 203.

Régler ensuite le circuit de sortie C 213- C 219 pour le maximum de lecture au cadran du TOS- mètre. On reprendra ensuite plusieurs fois les réglages, successivement, en tenant compte que plusieurs réglages réagissent l'un sur l'autre. L'intensité du dernier étage devra voisiner les 50 mA. Le TOS ne devrait pas dépasser 1,2 à 1,4 sur tout la bande. La puissance H.F. mesurée au wattmètre UHF est de l'ordre d'une centaine de milliwatt, ce qui est suffisant pour exciter le linéaire. On pourrait éventuellement faire suivre le 2 N 3866 du final, par un autre transistor du même type, monté en linéaire, afin de « sortir » 200 à 220 mW. Lors des réglages, on veillera surtout à

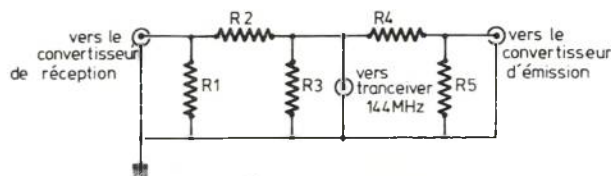


Figure 4

R1 = 82 Ω 1/2 W

R2 = 560 Ω

R3 = 82 Ω de puissance adaptée à l'émetteur

R 4 = 680 Ω 1/2 w pour Tx 5 W

et 1 k Ω 1/2 w pour Tx 10 W

R5 = 82 Ω 1/2 w

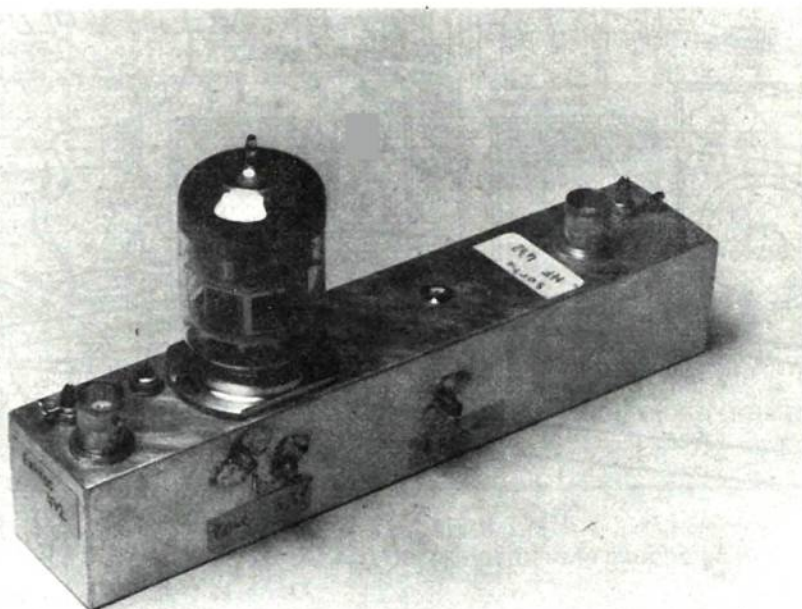
laisser le milliampéremètre en série dans le circuit PT2, et à surveiller à ce que le courant PA ne dépasse pas les 50 mA, sous peine de claquer irrémédiablement le 2 N 3866. Le fait de monter un petit ra-

diateur sur le boîtier du transistor ne permet pas de déroger à cette règle impérative. Nous donnons à la figure 4, le schéma d'un atténuateur pour l'excitation 144 Mcs.

Dans notre prochain numéro, paraîtra la troisième et dernière partie de cet article, concernant la réalisation de

l'amplificateur linéaire

(Voir photo ci-dessous)



Convertisseur d'émission

Nomenclature des composants

C201 : 3,9 pF ; C202 : 2-13 pF ; C203 : 6,8 pF ; C204 : 560 ; C205 : 68 ; C206 : 560 ; C207 : 15 ; C208 : 1,7-6 ; C 209 : 1,7-6 ; C210 : 68 ; C211 : 15 ; C212 : 15 ; C213 : 1,7-6 ; C214 : 1,7-6 ; C215 : 68 ; C216 : 68 ; C217 : 560 ; C218 : 1,7-6 ; C219 : 1,7-6 ; C220 et C221 : Traversée cloison 1 000 pF.

Capacité en pF.

R201 : 56 ; R202 : 8 200 ; R203 : 2 200 ; R204 : 560 ; R205 : 39 ; R206 : 8 200 ; R207 : 2,200 ; R208 : 150 ; R209 : 39 ; R210 : 680 ; R211 : 39 ; R212 : 22.

Résistances en Ω .

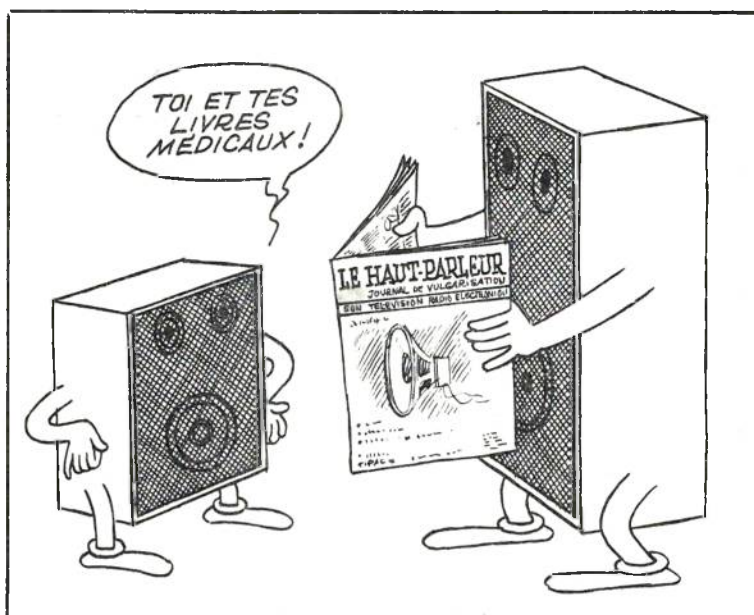
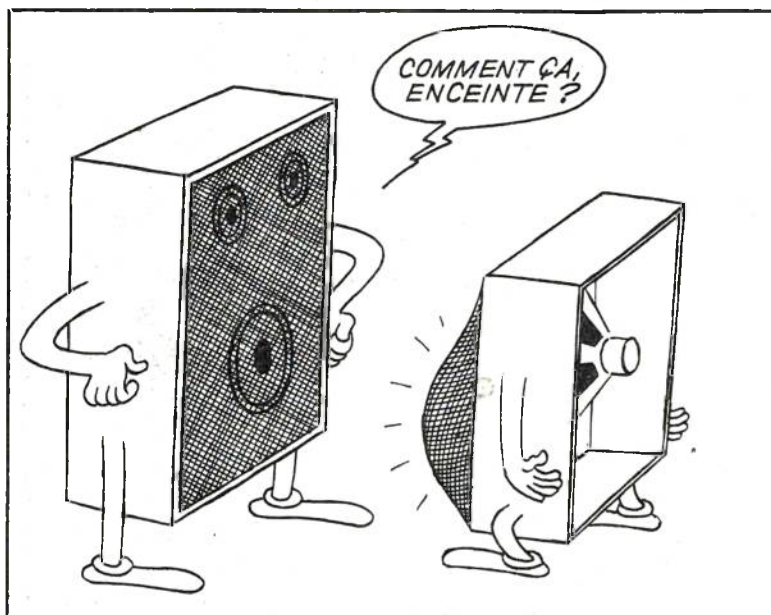
Au point MP1 : 1,5 V sans signal 287,5 Mhz et 2 V avec signal.

Au point MP2 : environ 1,5 V. Lignes : voir texte.

T201 = BF224 ; T202 = BF224 ; T203 = 2N3866.

Histoires d'Ohm...

Les haut-parleurs et les enceintes



RADIO TÉLÉ HIFI DUPON

