

sommaire

CENT EXPÉRIENCES	80	Propriétés du montage émetteur commun
DOSSIER TECHNIQUE	93	Le TCA440 et ses applications aux radios AM
IDÉES	82	Quelques alarmes électroniques
	86	Amplificateur à gain unité et sortie 50 Ω
	87	Affichage linéaire avec des L.E.D.
	90	Indicateur de niveaux pour circuits logiques
	91	Préamplificateur 1 à 1 000 MHz
MONTAGES PRATIQUES	36	Vobulateur - calibrateur - marqueur
	61	Cinetimer pour caméras à avance par électro-aimant
	70	Multivibrateur à hautes performances
RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES	57	Caractéristiques et équivalences des transistors
	à 60	par A. Lefumeux (2N1271 à 2N1417)
DIVERS	77	Courrier technique
	78	Nouveautés - Informations
	112	Répertoire des annonceurs

Notre couverture : Vue d'ensemble du générateur vobulé - calibrateur - marqueur dont la description théorique et pratique est faite aux pages 36 à 56 de ce numéro. Une seconde partie, traitant de l'utilisation de cet appareil, sera donnée dans notre prochaine parution. (Cliché Max Fischer.)

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

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

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

Les manuscrits publiés ou non
ne sont pas retournés

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

Directeur technique :
André EUGENE

Rédacteur en chef :
Jean-Claude ROUSSEZ

Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE

Courrier technique :
Odette Verron
Christian Duchemin

Tirage du précédent numéro
102 000 exemplaires

Copyright © 1975
Société Parisienne d'Édition



Publicité : Société Parisienne d'Éditions
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 **40 F**
Étranger : 1 an **55 F**
C.C.P. 31.807-57 La Source
Pour tout changement d'adresse, envoyer la
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres

Générateur vobulé marqueur - calibrateur



Le générateur modulé en fréquence est un appareil que l'on ne rencontre que rarement dans le « labo » de l'amateur de radio et d'électronique. Le prix élevé des réalisations commerciales les mettent souvent hors de portée. En revanche, pour peu que les exigences soient légèrement diminuées, la construction d'un appareil de ce type peut être envisagée. L'étude que nous vous proposons va comporter quelques développements théoriques afin de permettre à tous ceux qui en ont l'utilité, d'entreprendre, de mener à bien et d'utiliser correctement cet appareil, même si leurs connaissances sur ce sujet sont encore incomplètes.

Nous allons traiter cette étude en trois parties :

1^{re} partie : Description de l'appareil.

2^e partie : Construction et mise au point.

3^e partie : Utilisation.

Signalons dès à présent que le mot français « vobulé » s'écrit « wobulé » en français et que ces deux orthographes peuvent être employées.

I. Conception générale

On donne parfois le nom de vobulateur à cet appareil, nous préférons réserver ce terme au dispositif qui permet de produire la modulation de fréquence, ceci par analogie avec le modulateur dans le cas de la modulation d'amplitude. Le vobuloscopé est un appareil regroupant dans un ensemble le générateur modulé en fréquence et le tube cathodique de visualisation des courbes.

On distingue **figure 1**, trois parties principales :

- le générateur qui délivre un signal HF de fréquence F correspondant au circuit à étudier.
- Le vobulateur qui permet de faire varier, de façon périodique, F d'une valeur $\pm \Delta F$, et qui assure également le balayage horizontal de l'oscilloscope.
- Le marqueur qui facilite l'interprétation des courbes obtenues sur l'oscilloscope et fait également fonction de calibrateur.

Le complément du générateur modulé en fréquence, pour l'examen des courbes de réponse, est l'oscilloscope avec amplificateur horizontal accessible par un signal extérieur. Dans ce cas le fonctionnement est dit en $Y = (X)$. Nous verrons cependant qu'une modification permet d'utiliser des oscilloscopes simplifiées ne comportant pas d'entrée horizontale.

Nous rappelons qu'un oscilloscope fonctionnant en $Y = (X)$ comporte une entrée Y attaquant après amplification les plaques de déviation verticale et une entrée X qui attaque après amplification les plaques de déviation horizontale (voir étude sur oscilloscope R.P. n° 323).

Dans la suite de cette étude, puisque notre sujet consiste à tracer des courbes, nous appellerons Y l'entrée verticale et X l'entrée horizontale de l'oscilloscope.

II. Caractéristiques

Les appareils professionnels sont caractérisés par une grande précision, une stabilité élevée, des sorties étalonnées, une bonne couverture des gammes de radio et de télévision. Moyennant quelques artifices, la réalisation que nous vous présentons, sans prétendre rivaliser avec ces appareils professionnels, pourra néanmoins rendre sensiblement les mêmes services pour l'alignement des circuits à fréquence intermédiaire (ou moyenne fréquence) des récepteurs radio.

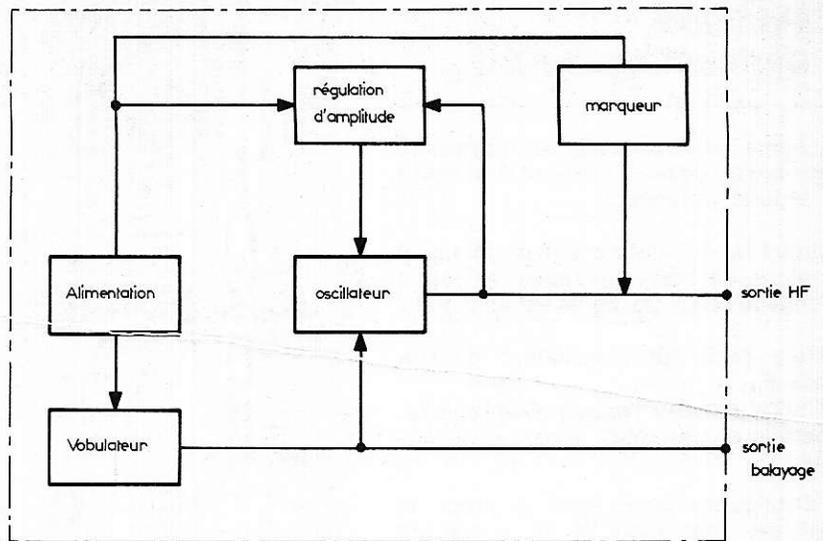


Figure 1

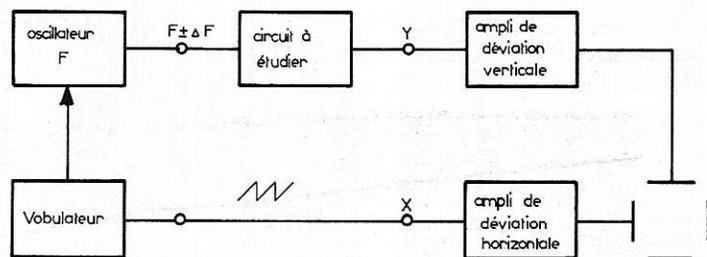


Figure 2

• Précision en fréquence :

L'utilisation d'un marqueur à quartz permet de situer les fréquences directement sur l'écran de l'oscilloscope, l'étalonnage en fréquence du générateur n'est pas nécessaire.

• Stabilité en fréquence :

Elle est difficile à obtenir sur une gamme importante, mais si on se limite aux seules fréquences nécessaires, la réalisation d'oscillateurs stables est relativement aisée. Nous avons retenu les gammes suivantes :

- 455 kHz : F.I. des récepteurs AM « Grand Public ».
- 1,6 et 3 MHz : F.I. des récepteurs de trafic OC.
- 10 MHz : F.I. des récepteurs à modulation de fréquence (10,7 MHz) et fréquence intermédiaire des récepteurs OC avec filtre à quartz (9 MHz).
- 28 MHz : 1^{re} F.I. des récepteurs VHF.

Il est possible de choisir d'autres gammes si nécessaire : par exemple 5 MHz qui est une F.I. parfois utilisée sur certains récepteurs de trafic OC.

• Excursion de fréquence :

L'excursion de fréquence maximale est de ± 40 kHz sur 455 kHz et de ± 500 kHz sur 28 MHz. (Tableau I)

• Amplitude de sortie :

Nous n'avons pas recherché une précision et un étalonnage du niveau de sortie. L'amplitude est réglable de 0 à 1 v crête à crête sur toutes les gammes. Elle varie avec la charge et les réglages de niveau du générateur et du marqueur. Un dispositif stabilise cette amplitude lorsque la fréquence varie.

Fréquence de vobulation :

Vobulation interne : 40 Hz ajustable à la mise au point.

Vobulation externe : suivant la position du commutateur de la vitesse de balayage de l'oscilloscope.

• Marqueur calibrateur :

Fréquence de 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz avec une amplitude variable de 0 à 2 volts suivant la position du réglage de niveau et le rang de l'harmonique utilisée.

III. Principe de fonctionnement

Le schéma de la **figure 2** qui représente l'ensemble du dispositif permet d'en expliquer le fonctionnement.

Le circuit de vobulation délivre un signal périodique de basse fréquence en forme de dents de scies. Ce signal est appliqué :

- d'une part, sur l'oscillateur de fréquence F;
- d'autre part, sur l'entrée X de l'oscilloscope afin de permettre le balayage horizontal.

On distinguera donc dans la suite, le signal de vobulation et le signal de balayage.

L'oscillateur de fréquence F (455 KHz, 1,6 Mhz... etc...) comporte un dispositif qui va faire varier F autour de sa valeur moyenne indiquée précédemment. Le processus est le suivant :

Un oscillateur HF est le plus souvent réalisé à l'aide d'un circuit accordé LC auquel cas, la fréquence F délivrée est en première approximation : $F = 1/(2\pi\sqrt{L.C})$. La variation de F peut s'obtenir en faisant varier L ou C. Dans cette réalisation, nous avons utilisé la variation de C qui est plus facile à obtenir. Elle s'effectue au moyen d'un diode à capacité variable dont la capacité est fonction de la tension qui lui est appliquée en inverse. Ce qui précède s'exprime symboliquement par :

$$\left. \begin{array}{l} C = f(V) \\ F = g(L, C) \end{array} \right\} - F = h(V)$$

Avec L maintenue constante

Supposons qu'une relation simple de la forme $F = aV$ permette d'exprimer F en fonction de V (ce n'est pas le cas parce que F, C et V ne sont pas liés par des relations linéaires, mais cela ne change rien à la compréhension du fonctionnement).

Dans ces conditions, toute variation de l'amplitude du signal de vobulation va se traduire par une variation de la fréquence F délivrée par l'oscillateur.

Le signal de vobulation est soumis à 2 réglages comme indiqué **figure 3**. D'après ce qui précède, on peut reproduire le graphique de la figure 3 en remplaçant V par F et en changeant l'échelle; on obtient la **figure 4**. Il faut remarquer que lorsque $V = 0$, F n'est pas nul, car outre la capacité de la diode, le terme C de la formule $F = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ comprend les capacités fixes qui déterminent la fréquence initiale F_0 . Donc pour $V = 0$ (tension de vobulation nulle) on obtient $F = F_0$.

Supposons les réglages a et b au minimum, ce qui correspond à une tension de vobulation nulle, on obtient alors la fréquence F_0 . Si on augmente a on obtiendra une fréquence $F_1 \neq F_0$, le réglage a est celui

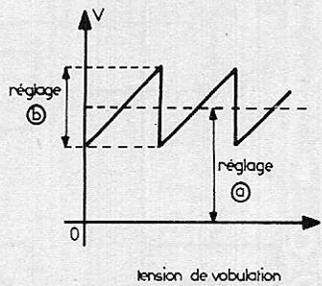


Figure 3

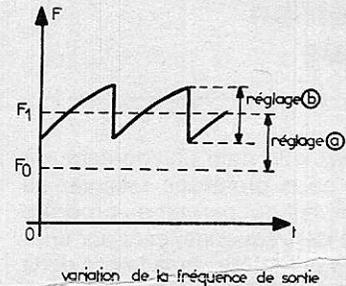


Figure 4

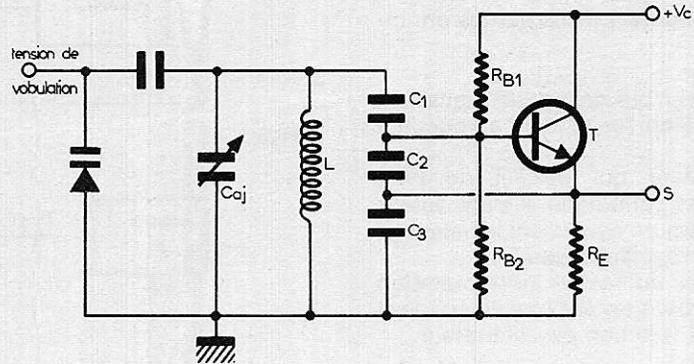


Figure 5

schéma de principe de l'oscillateur

de la « fréquence centrale ». Augmentons maintenant b, F_1 qui avait une valeur fixe va varier d'une valeur $\pm \Delta f$ et ceci de façon périodique. On dit qu'il y a vobulation ou modulation en fréquence de F_1 et la variation $\pm \Delta F$ s'appelle l'excursion de fréquence. Le réglage b sera donc celui de l'« excursion de fréquence ».

IV. Principe de l'oscillateur

Nous avons utilisé un montage dérivé de l'oscillateur Colpitts (**figure 5**). Le transistor est monté en collecteur commun et le circuit oscillant se trouve dans la base, à laquelle il est très faiblement couplé, ce qui constitue la première condition pour obtenir une oscillation stable. Le circuit oscillant comporte la bobine L les capacités C_1 , C_2 et C_3 parmi lesquelles C_1 est l'élément de couplage et où C_2 - C_3 forment un pont capacitif dont le rapport détermine la réaction d'émetteur. Pratiquement $C_2 = 20$ à 50 fois C_1 et $C_3 = 4$ à 6 fois C_1 . Il faut remarquer que c'est essentiellement C_1 qui intervient dans la fréquence d'accord (avec le condensateur ajustable et la diode varicap). Le montage porte le nom d'oscillateur de LEE et ne doit pas être confondu avec l'oscillateur CLAPP qui est aussi dérivé du Colpitts et dans lequel L et C_1 sont inversés l'un par rapport à l'autre.

L'oscillateur de LEE nous a paru plus intéressant car la bobine unique n'a pas de prise intermédiaire, de plus l'une de ses sorties est à la masse, ce qui n'est pas le cas dans l'oscillateur CLAPP.

Ceci dit, nous remarquons que ce genre d'oscillateur se prête mal à la couverture d'une gamme étendue. En effet, c'est C_1 qui intervient principalement dans la fréquence d'accord, d'où la nécessité de faire varier C_1 pour couvrir une gamme importante. Nous avons vu que C_2 et C_3 sont fonctions de C_1 . Si l'on désire conserver le même coefficient de réaction, il faut faire varier aussi C_2 et C_3 d'où la limite technologique dont nous parlons.

Cependant on peut agir sur L et dans certaines limites sur la capacité ajustable. Ce sont ces éléments qui permettront le réglage initial sur la fréquence choisie pour chaque gamme. La variation nécessaire autour de cette fréquence est assurée par la diode à capacité variable.

Nous sommes amenés à prévoir un ensemble C_1 , C_2 , C_3 , L, C ajustable et capacité de liaison à la diode varicap différent pour chaque gamme. Ceci entraîne la commutation de trois circuits.

Nous pensons avoir résolu ce problème de commutation comme on le verra dans la partie consacrée à la réalisation.

V. Schémas et fonctionnement

1° Le générateur

Le schéma fonctionnel du générateur est représenté à la **figure 6**. La régulation, destinée à maintenir constante l'amplitude du signal de sortie, agit par modification de la tension d'alimentation de l'oscillateur. Le principe de cette régulation est identique à celui utilisé dans les alimentations régulées.

Le signal de sortie est redressé et comparé à une tension de référence. La tension d'erreur qui en résulte commande un transistor ballast qui agit sur la tension d'alimentation de l'oscillateur.

Supposons à titre d'exemple que l'amplitude du signal de sortie ait tendance à diminuer, le comparateur délivre une tension d'erreur qui fait augmenter la tension d'alimentation de l'oscillateur. On obtient une augmentation de l'amplitude du signal HF de sortie par déplacement du point de repos du transistor oscillateur.

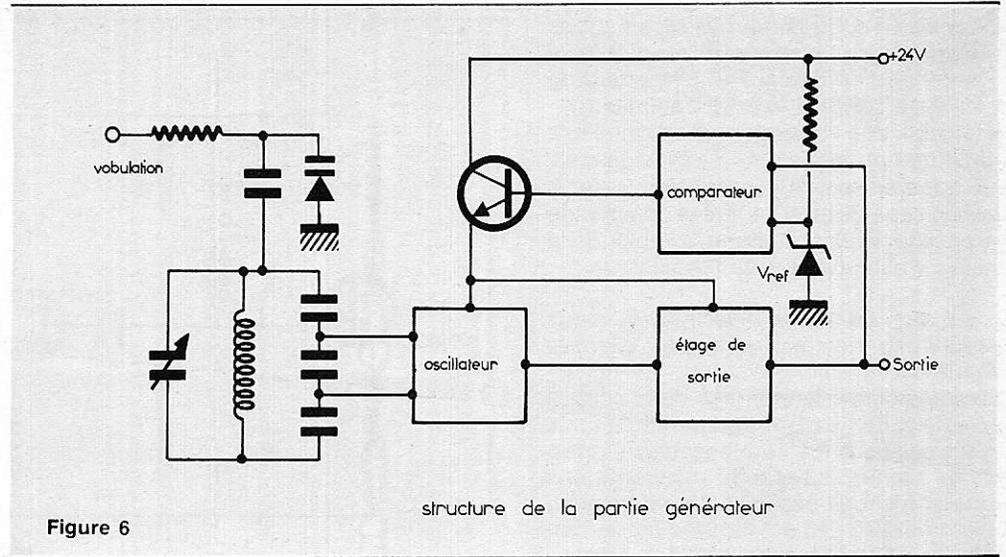


Figure 6

Lorsque l'amplitude du signal HF augmente le processus s'inverse. L'ensemble constitue une chaîne bouclée et quel que soit le point de la chaîne où une modification peut faire varier l'amplitude de sortie il y a contre-réaction.

L'émetteur est chargé par une résistance R_8 . Le transistor T_4 également du type BF 365 A est monté en émetteur suiveur avec liaison continue sur l'étage précédent. On dispose ainsi d'une faible impédance de sortie.

Le schéma complet est donné **figure 7**. Le circuit oscillant commuté en fonction de la gamme choisie est relié à la base et à l'émetteur de T_3 du type BF 365 A. La base de ce transistor est polarisée par R_6 et R_7 .

Le signal HF disponible sur l'émetteur de T_4 est appliqué d'une part sur le potentiomètre de réglage du niveau de sortie, d'autre part, à travers R_5 au redresseur doubleur de tension constitué par C_2 , D_1 , D_2 , C_3 .

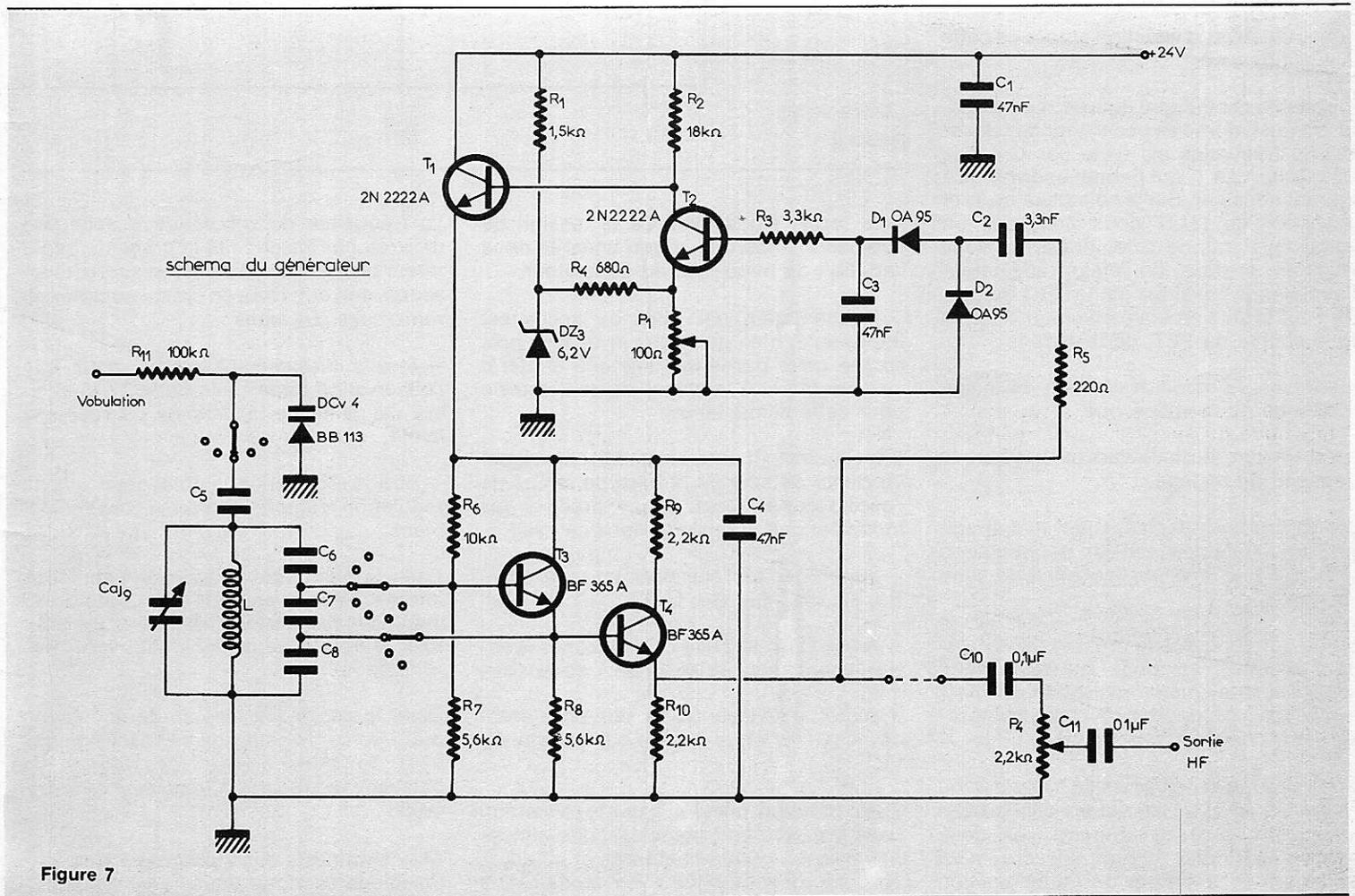


Figure 7

Le transistor comparateur T_2 reçoit sur sa base une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal HF. L'émetteur de ce transistor est porté à un potentiel fixe. La tension V_{be} est ainsi proportionnelle à l'amplitude du signal HF. La tension d'erreur apparaissant sur le collecteur de T_2 varie en sens inverse de V_{be} et commande le transistor ballast T_1 donc la valeur de la tension d'alimentation de l'oscillateur.

En ce qui concerne l'oscillateur, nous n'ajouterons rien aux principes exposés dans le paragraphe précédent. On remarquera seulement le montage de la diode à capacité variable BB 113 en parallèle sur le circuit oscillant. Le condensateur C_3 permet de limiter la capacité résultante aux bornes du circuit oscillant. La polarisation de la diode BB 113 est assurée par la tension de vobulation à travers la résistance R_{11} destinée à éviter l'amortissement du circuit oscillant.

2° Le vobulateur

Nous avons vu précédemment le but de ce circuit ; rappelons que celui-ci doit comporter deux réglages :

— valeur moyenne de la tension appliquée à la diode varicap qui détermine la valeur moyenne de la fréquence délivrée par le générateur,

— amplitude de la variation autour de cette valeur moyenne.

Le schéma est indiqué **figure 8**. Le transistor UJT est monté en oscillateur de relaxation, la fréquence est fixée par C_{13} et la polarisation de T_5 qui permet une charge à courant constant. Sur le collecteur de T_5 et l'émetteur de l'UJT nous prélevons un signal en dents de scies linéaires. Nous trouvons ensuite un étage adaptateur d'impédance constitué par un FET du type MPF 102 monté en drain commun. A partir de la source du FET, deux départs :

— l'un vers la sortie destinée au balayage horizontal de l'oscilloscope,

— l'autre vers la diode varicap à travers le dispositif de réglage.

Les réglages s'effectuent par P_2 qui agit sur l'amplitude de la tension de vobulation et P_3 qui fixe la valeur moyenne de cette tension.

En ce qui concerne la tension de vobulation, d'autres solutions pouvaient être adoptées notamment l'utilisation de 50 Hz sinusoïdal ; cependant ce choix comportait les inconvénients suivants :

— le retour de la trace lors du balayage a la même durée que l'aller et les déphasages inévitables vont se traduire par deux courbes distinctes, d'où la nécessité d'un réglage supplémentaire de « superposition des courbes »,

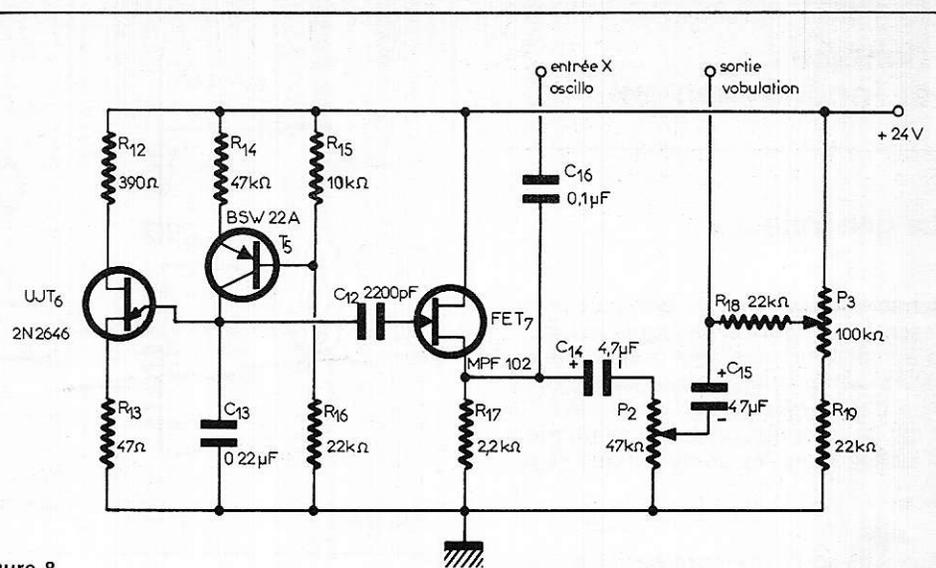


Figure 8

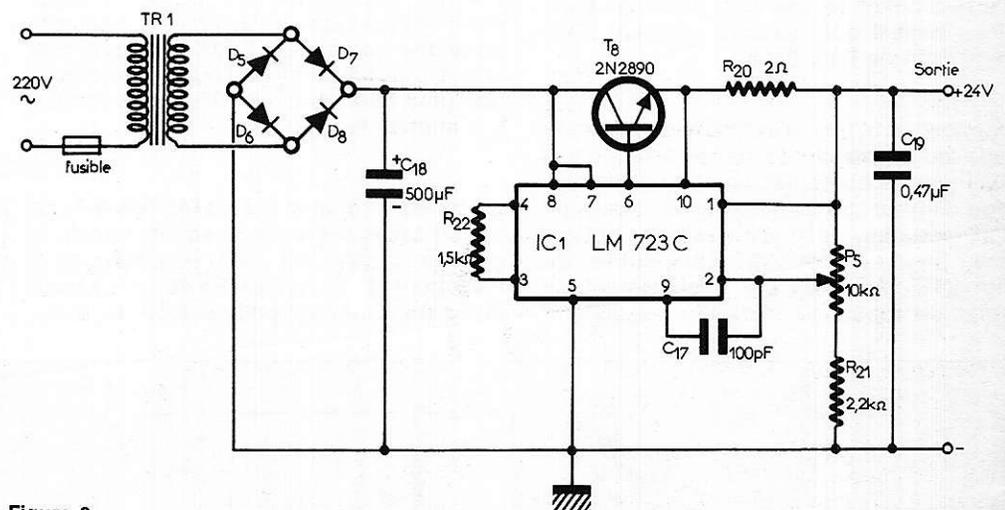


Figure 9

— la forme sinusoïdale de la tension de vobulation accentue la non-linéarité de la variation de fréquence du générateur,

— l'alimentation par piles ou accus est impossible, bien que dans la version présentée cette possibilité manque d'intérêt compte tenu de la valeur de 24 V choisie pour cette alimentation.

Il est également possible d'utiliser le signal en dents de scie de la base de temps de l'oscilloscope. Nous allons préciser les modifications à apporter dans ce cas :

— supprimer les éléments suivants : R_{13} , R_{14} , R_{15} , R_{16} , C_{13} , C_{16} , UJT 6, T_5 .

— relier C_{12} à la prise oscilloscope, éventuellement à travers un diviseur de tension,

— régler le diviseur de tension pour obtenir 12 à 17 V crête à crête sur la grille du FET.

Cette solution nécessite une intervention dans les circuits de l'oscilloscope afin de prélever le signal de balayage et ne devra être adoptée que pour les modèles ne comportant pas d'entrée horizontale.

La fréquence de vobulation, qu'elle soit délivrée par les circuits internes du générateur ou qu'elle soit prélevée sur l'oscilloscope, doit être fixée en tenant compte des remarques suivantes :

— être suffisamment élevée pour que l'observation de la trace ne soit pas pénible par suite de la persistance rétinienne faible.

— être suffisamment faible pour que la régulation d'amplitude agisse convenablement.

Dans le cas d'une tension de vobulation interne, on peut agir sur C_{13} et éventuellement sur les résistances R_{16} et R_{15} pour fixer la fréquence de vobulation aux environs de 40 Hz.

Dans le cas d'une tension de vobulation prélevée sur le balayage de l'oscilloscope, c'est le commutateur de vitesse de balayage qui réglera la fréquence de vobulation.

Pour terminer la description de cette partie de l'appareil nous vous renvoyons à la **figure 9** qui représente les circuits de l'ali-

mentation. Un transformateur permet d'obtenir une tension de 24 V redressée par un pont de quatre diodes et appliquée au régulateur de tension. Ce dernier utilise un circuit LM 723 qui commande un ballast 2 N 2890 monté sur un petit radiateur. La résistance ajustable P_5 permet de régler la tension d'alimentation générale.

3° Le calibreur-marqueur

Le calibreur marqueur décrit ci-dessous est un générateur HF dont la fréquence d'oscillation fondamentale de 10 MHz permet, grâce à 3 diviseurs successifs, de délivrer des points de repère très précis tous les 10 MHz, tous les 1 MHz, tous les 100 kHz et enfin tous les 10 kHz. C'est un dispositif de haute précision, que l'on peut qualifier d'étalon de fréquence car l'oscillation est obtenue à partir d'un quartz.

Le calibreur-marqueur permet en particulier de vérifier et éventuellement retoucher l'étalonnage d'un récepteur; il permet aussi de marquer un voltmètre, d'étalonner les hétérodynes, générateur HF et VFO.

Le schéma de principe complet du calibreur-marqueur est donné figure 10.

L'oscillateur à quartz utilise 2 portes Nano d'un SN7400; il est suivi de 3 diviseurs par 10 du type SN7490. L'ensemble délivre les fréquences de 10 MHz, 1 MHz, 100 kHz et 10 kHz.

Il faut tenter d'obtenir à partir des fréquences précédentes le plus grand nombre d'harmoniques possibles. Or les diviseurs délivrent des signaux rectangulaires dont le spectre ne comporte que des harmoniques impairs d'amplitude décroissante (par exemple : 30 kHz, 50 kHz...)

Pour obtenir les harmoniques pairs et impairs, il faut un signal en « dents de peigne » c'est-à-dire un signal périodique dont le rapport cyclique est faible. Une approche de ce signal peut être obtenue en dérivant un signal rectangulaire avec une constante de temps suffisamment faible. Cette fonction sera remplie par 4 transistors 2N918 montés entre les diviseurs SN7490 et le commutateur de sortie. Les circuits adoptés n'étant pas parfaits, l'amplitude des harmoniques décroît avec leur rang mais reste néanmoins exploitable jusqu'à 500 MHz.

Afin d'identifier plus facilement les signaux du calibreur-marqueur, nous l'avons équipé d'une modulation commutable. Les 2 autres portes du SN7400 utilisées pour l'oscillateur 10 MHz sont montées en multivibrateur astable et délivrent une fréquence d'environ 1 kHz. Cette fréquence module par l'intermédiaire de TR₂ la ligne d'alimentation des transistors amplificateurs d'harmoniques T₁₀ à T₁₃.

La présence de circuits intégrés TTL

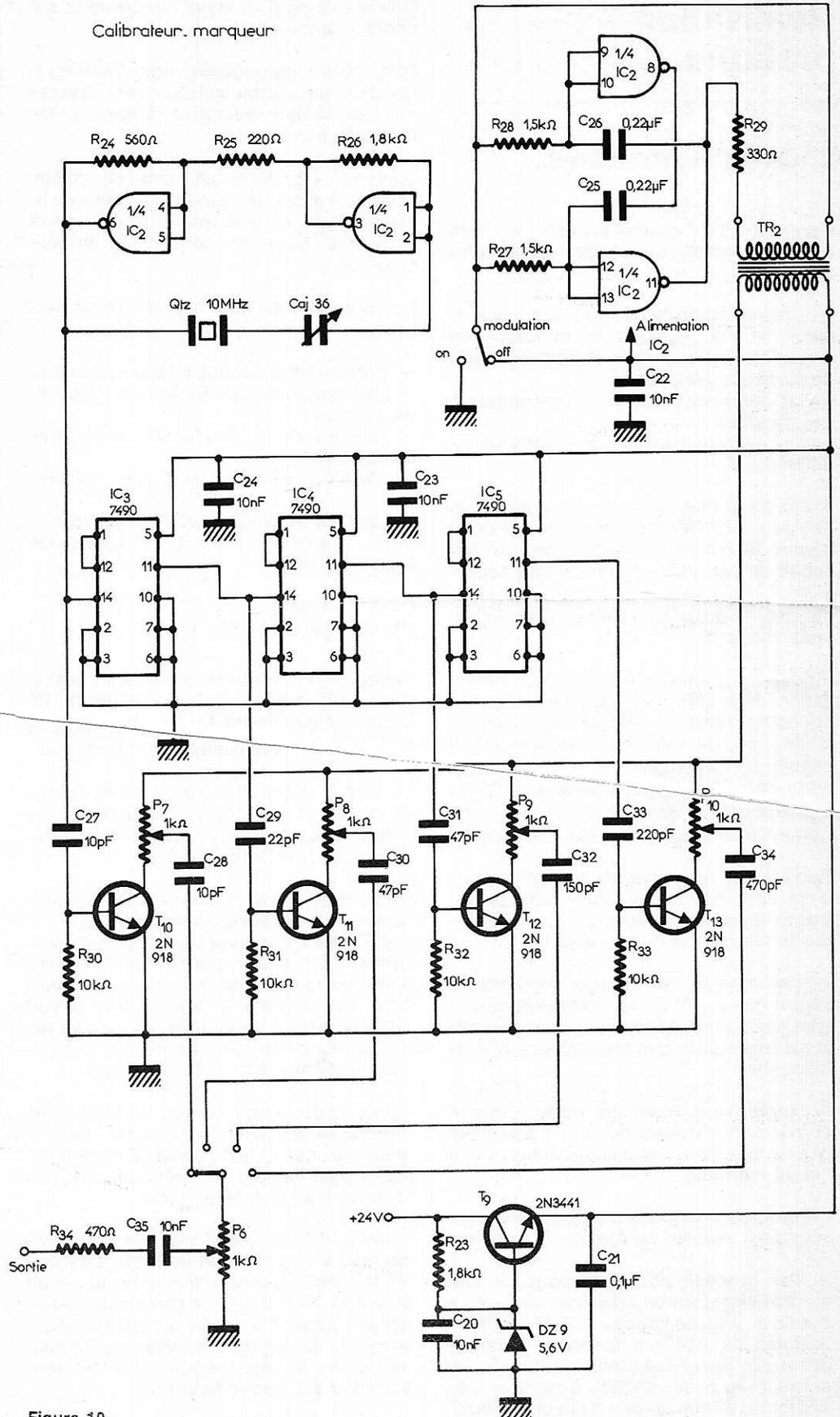


Figure 10

nécessite, pour cette partie de l'appareil, une tension d'alimentation de 5,5V. Cette tension est délivrée par T₉ du type 2N3441 à partir de 24 V de l'alimentation générale.

La consommation du calibreur-marqueur étant assez élevée (100 mA) il faut utiliser pour T₉ un transistor de moyenne puissance monté sur un petit radiateur.

Réalisation pratique

I. Circuits imprimés

L'ensemble de l'appareil est câblé sur trois circuits imprimés, qui contiennent respectivement :

- L'alimentation régulée de 24 V, le vobulateur et les réglages de la fréquence moyenne, de l'excursion et de l'amplitude de sortie du générateur.
- Le générateur HF et la commutation des gammes.
- Le calibre-marqueur et son alimentation 5,5 V.

Avant de donner les méthodes générales de réalisation des circuits imprimés et de décrire la réalisation particulière qui fait l'objet de cet article, il nous paraît nécessaire de rappeler les principes à observer dans tout montage utilisant ou non des circuits imprimés.

Il convient avant d'entreprendre une réalisation, de vérifier que l'approvisionnement en composants et pièces détachées ne soulève pas de difficultés majeures. Il faut ensuite s'assurer que l'on est en possession de l'outillage nécessaire à la construction et des appareils de mesure permettant les réglages et la mise au point.

Dans le cas de montages réalisés sur circuits imprimés, il faut tenir compte des observations suivantes avant d'entreprendre la fabrication de ces derniers :

— Les dessins des circuits imprimés ne seront pas modifiés par rapport au prototype à condition de réunir des composants aussi semblables que possible à ceux de la maquette.

— Après avoir réuni les composants, il convient de s'assurer qu'ils ne nécessitent pas de modifications d'implantation sur le circuit imprimé.

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour réaliser les circuits imprimés :

— Par procédé photographique ; il faut alors préparer sur un calque ou un mylar le dessin à l'aide de bandes de 1,17 mm et de pastilles de 2,54 mm. Ce travail terminé, découper dans une plaque d'époxy présensibilisée pour « positif » 3 morceaux de 125 mm × 60 mm. Il reste à effectuer l'insolation à l'aide d'un tube actinique (3 à 5 minutes) avant de les passer au révélateur puis au perchlore de fer.

— Si l'on ne dispose pas de l'équipement nécessaire pour adopter la méthode précédente, il faut recourir à l'un des procédés suivants :

Soit, tracer le circuit directement sur le cuivre à l'aide d'un stylo à encre spéciale genre « Dalomark ».

Soit, utiliser les symboles pour transfert à sec de marque Alfac qui se posent directement sur la face cuivrée et résistent à l'attaque du perchlore.

Lorsque la gravure est terminée, rincer soigneusement le circuit ou mieux, le tremper dans un bain d'ammoniaque dilué pour faire disparaître toute trace de perchlore.

Les perçages se font aux diamètres suivants :

- transistors et circuits intégrés : 0,6 mm ;
- résistances et condensateurs : 0,8 mm ou 1 mm ;
- résistances et condensateurs ajustables : 1,2 mm ;
- sorties et liaisons extérieures : 1,3 mm.

Les sorties et liaisons extérieures des circuits imprimés seront équipées de broches DM40A.

a. Le générateur :

La **figure 11** reproduit le schéma. Le dessin du circuit imprimé est donné **figure 12**, l'implantation **figure 13**. La **photographie n° 1** montre la réalisation correspondante.

Le circuit comporte : l'oscillateur, l'étage de sortie, le régulateur d'amplitude, les éléments L et C ainsi que les commutateurs des différentes gammes.

L'implantation est prévue pour les commutateurs à touches Jeanrenaud du type « T J KIT » à 4 translateurs. Les touches comportent des picots pour circuit imprimé d'un côté et des cosses à souder de l'autre côté. Les picots non utilisés côté circuit imprimé seront supprimés (coupés au ras du commutateur) afin de ne pas compliquer inutilement le circuit imprimé.

Après avoir percé le circuit, placer les commutateurs sans les souder, monter ensuite le bâti et le dispositif d'enclenchement puis souder en vérifiant que les touches restent bien alignées.

Cette partie du circuit imprimé devra être réalisée avec précision de façon à ce que les touches s'ajustent bien entre le circuit et le bâti. Il est d'ailleurs préférable de tracer un gabarit à partir du commutateur complet, équipé des 5 touches, pour dessiner le circuit imprimé. Le détail du commutateur est donné **figure 14**.

Les touches étant montées on câblera les autres composants en respectant le brochage des transistors et des diodes donné **figure 15**.

Les bobinages seront collés à l'araldite sur le circuit et les spires immobilisées avec le même produit.

Les caractéristiques des éléments des circuits oscillants sont données au **tableau II**. Il est nécessaire que les capacités C_6 , C_7 , C_8 , soient de faibles dimensions afin de prendre place entre les différents commutateurs. Sur le prototype nous avons utilisé des condensateurs miniatures de précision au mica pour les valeurs inférieures à 1 nF et des condensateurs au polycarbonate pour les valeurs supérieures à 1 nF. Il faut absolument éviter les capacités céramiques qui ne sont pas faites pour l'accord des oscillateurs. En revanche, on peut aussi utiliser des condensateurs styroflex.

La nomenclature du matériel est donnée au **tableau III**.

b. Le vobulateur :

Le schéma de cette partie est rappelé **figure 16**.

La **figure 17** reproduit le dessin du circuit imprimé côté cuivre.

La **figure 18** donne l'implantation des composants.

La **photographie n° 2** est une vue du circuit imprimé.

Les potentiomètres sont solidaires du circuit vobulateur et montés de la façon suivante :

— Découper dans une chute de bakélite ou d'époxy un morceau de 30 mm × 105 mm ; percer 3 trous de $\leq 10,5$ mm qui correspondent aux diamètres des canons filetés de fixation des potentiomètres. Fixer cette plaquette au circuit vobulateur par deux équerres (**figure 19**).

Cette disposition évite la fixation des potentiomètres directement sur la face avant (simple question d'esthétique) mais surtout simplifie le câblage et permet de disposer d'un ensemble complet qui facilite les essais et réglages préliminaires.

Noter que le potentiomètre de réglage du niveau de sortie HF associé à l'interrupteur de mise en marche se trouve sur cette plaquette.

Le transistor ballast de l'alimentation (T_8) est équipé d'un petit radiateur fixé au circuit imprimé par une équerre (**figure 20**).

Le condensateur de filtrage trop encombrant n'est pas monté sur le circuit imprimé. Deux sorties par broches assurent la liaison entre le circuit et le condensateur en question.

Veiller à l'orientation des diodes, des condensateurs électro-chimiques, des transistors, et du circuit intégré. Le brochage des semiconducteurs est donné **figure 21**.

La nomenclature du matériel est indiquée par le **tableau IV**.

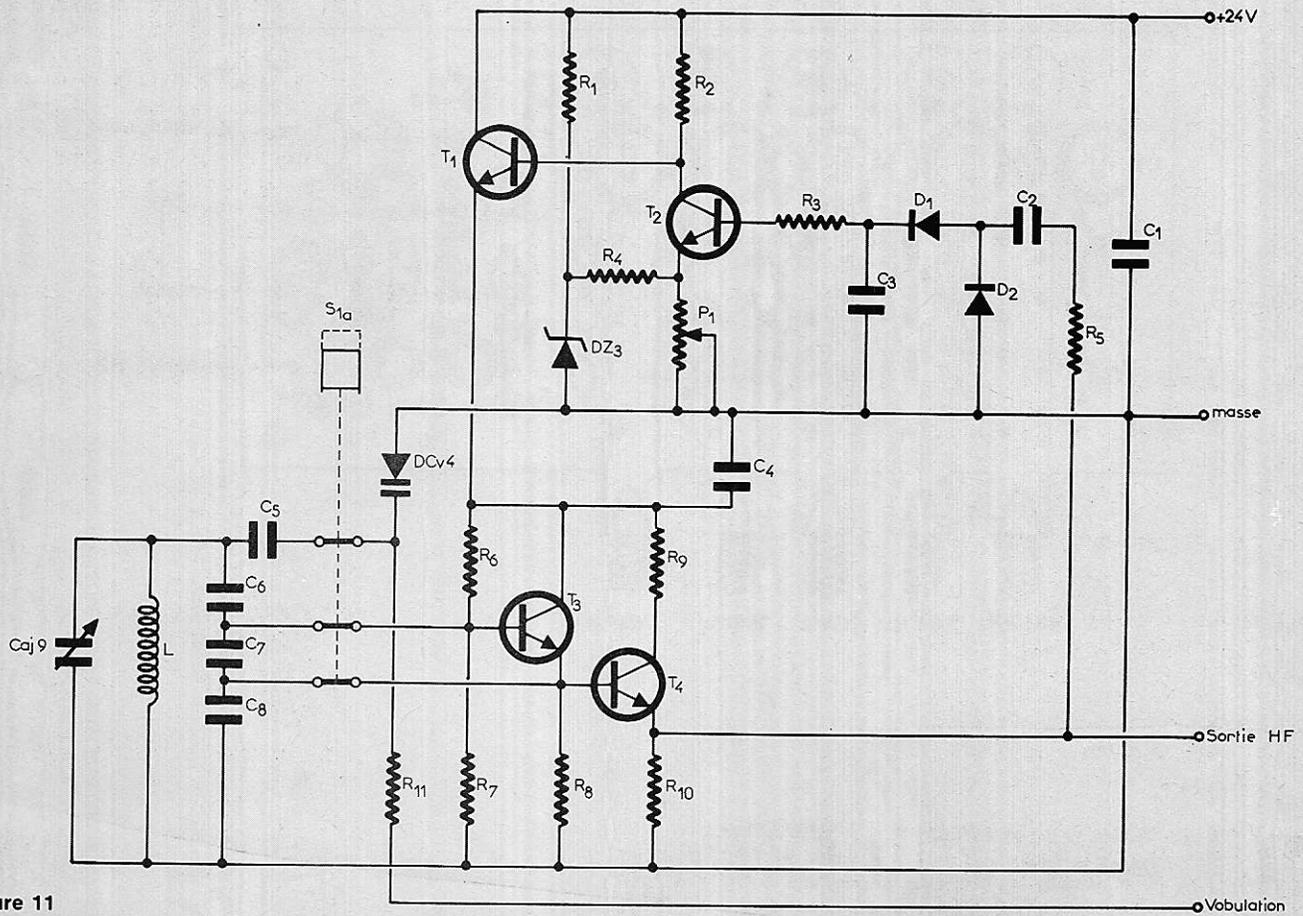


Figure 11

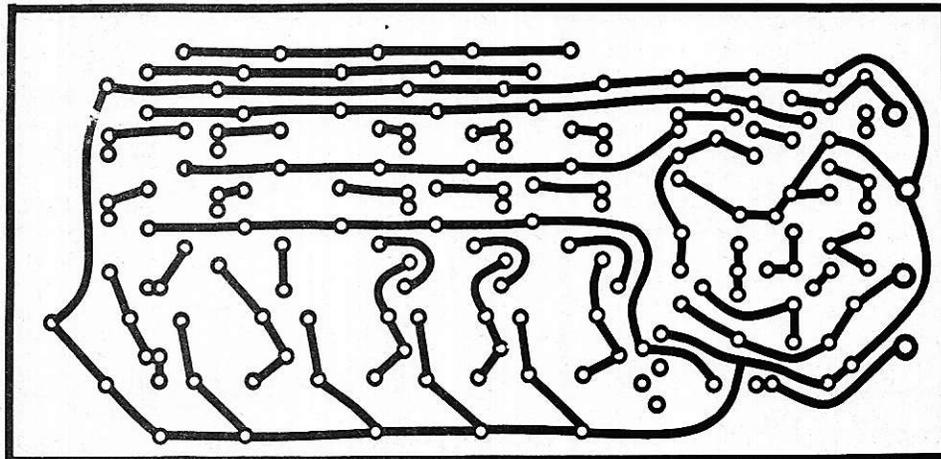


Figure 12

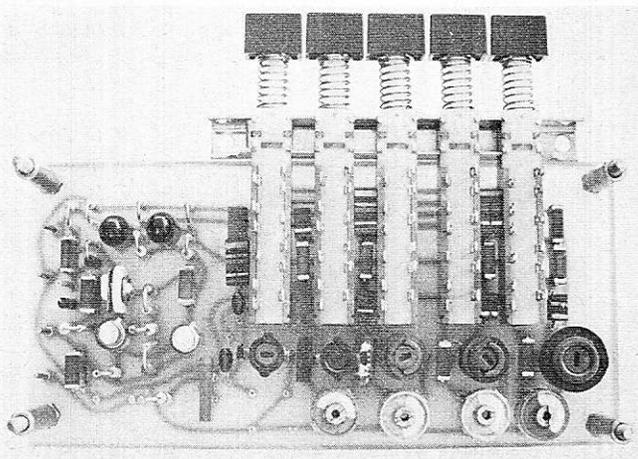


Photo 1

Le générateur

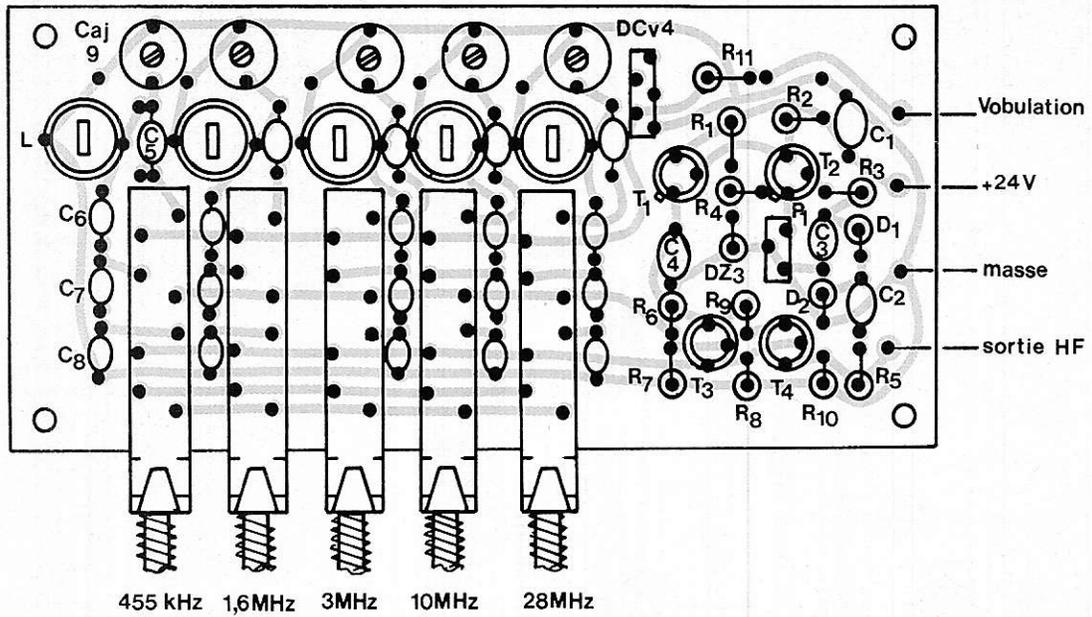


Figure 13

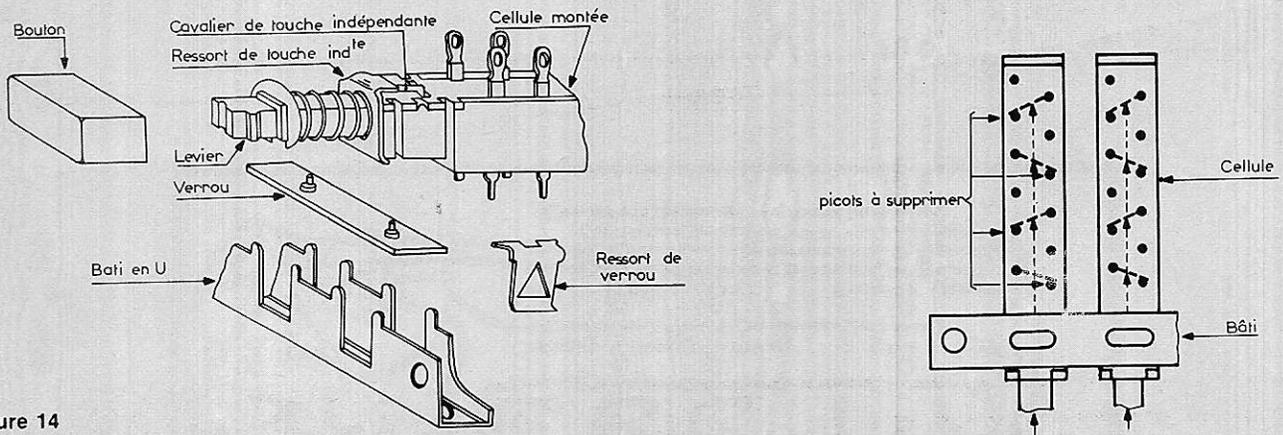


Figure 14

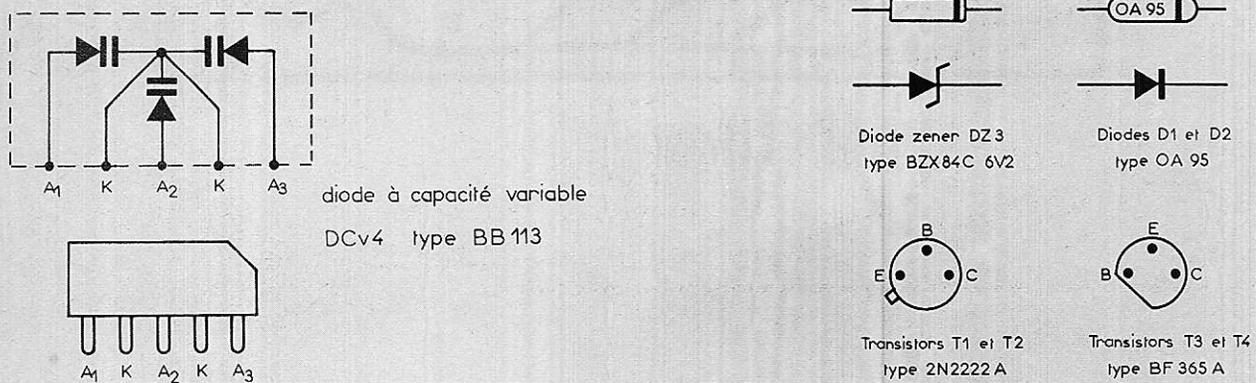


Figure 15

Le générateur

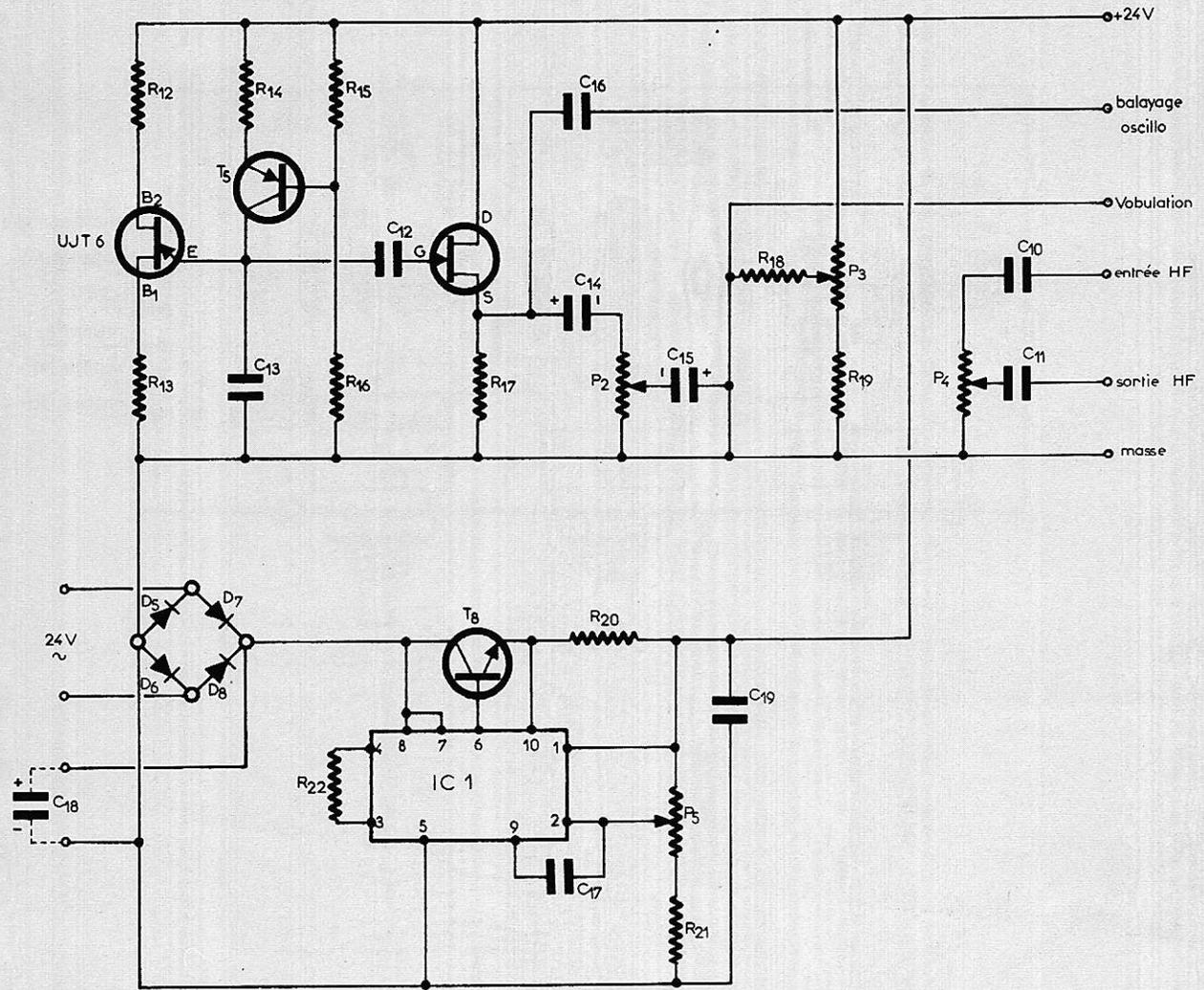


Figure 16

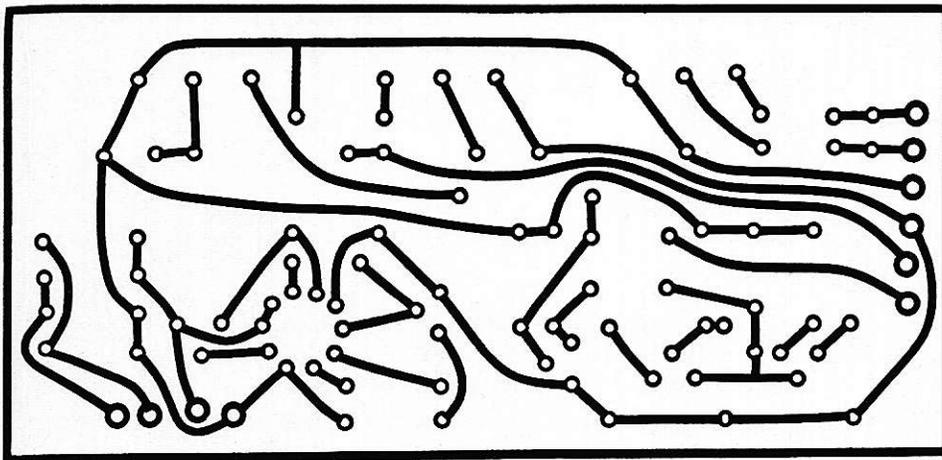


Figure 17

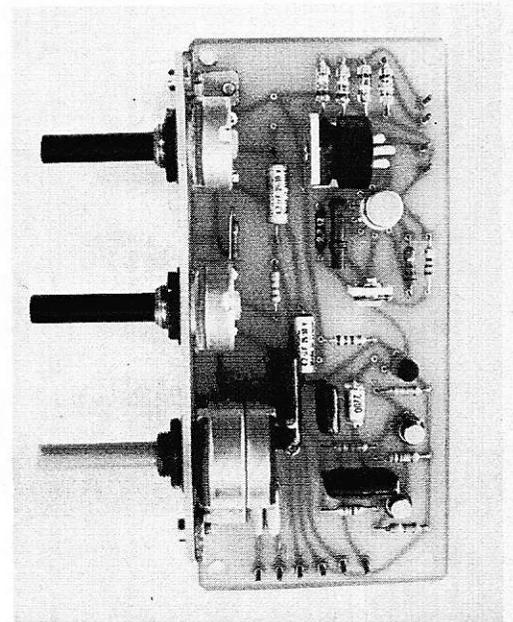


Photo 2

Le vobulateur

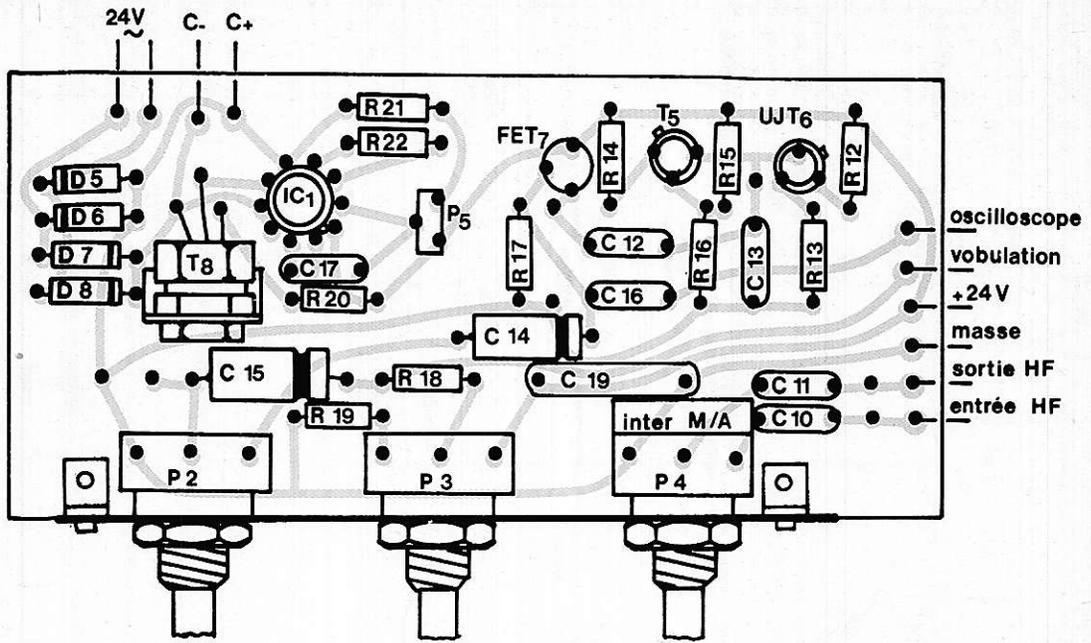


Figure 18

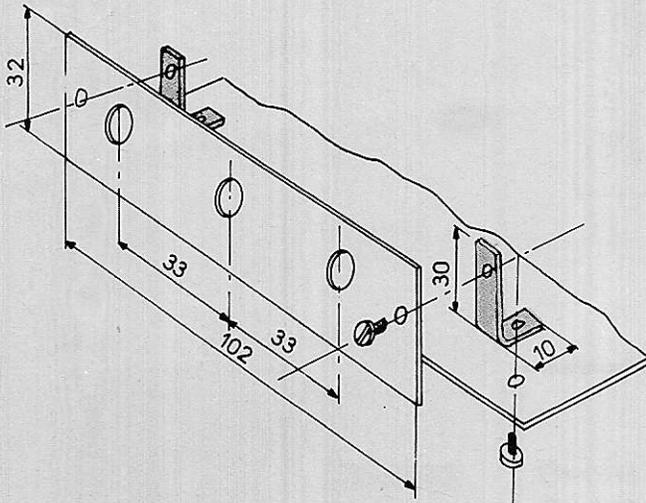


Figure 19

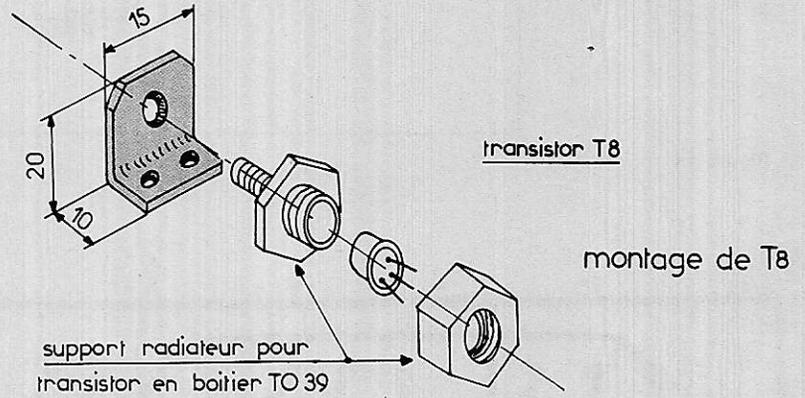


Figure 20

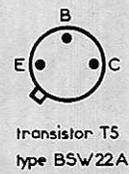
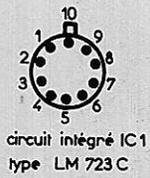


Figure 21

c. Calibreur-marqueur

La réalisation de ce circuit se fera en suivant les **figures 22, 23 et 24** qui reproduisent respectivement le schéma, le circuit imprimé et l'implantation. La **photographie n° 3** montre ce circuit terminé.

Le brochage des semiconducteurs est donné à la **figure 25**.

Les transistors 2N918 comportent une sortie de masse. Celle-ci sera soudée avec la

sortie émetteur sur la pastille correspondante du circuit imprimé.

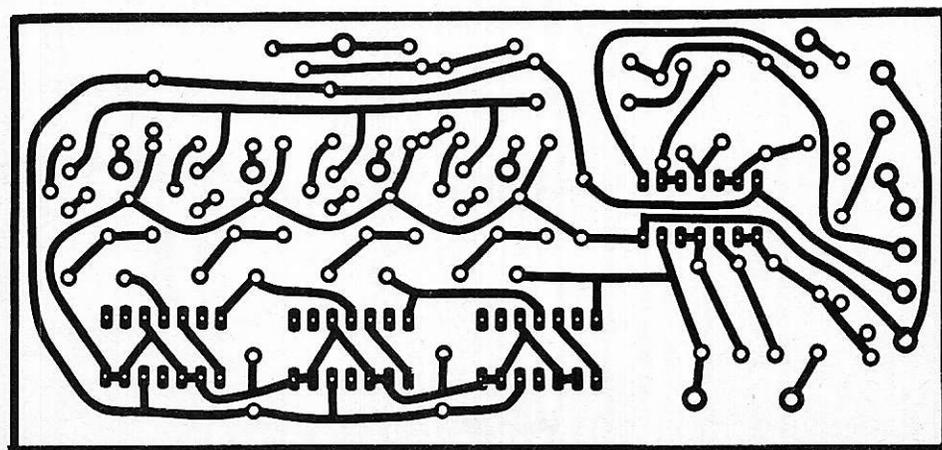
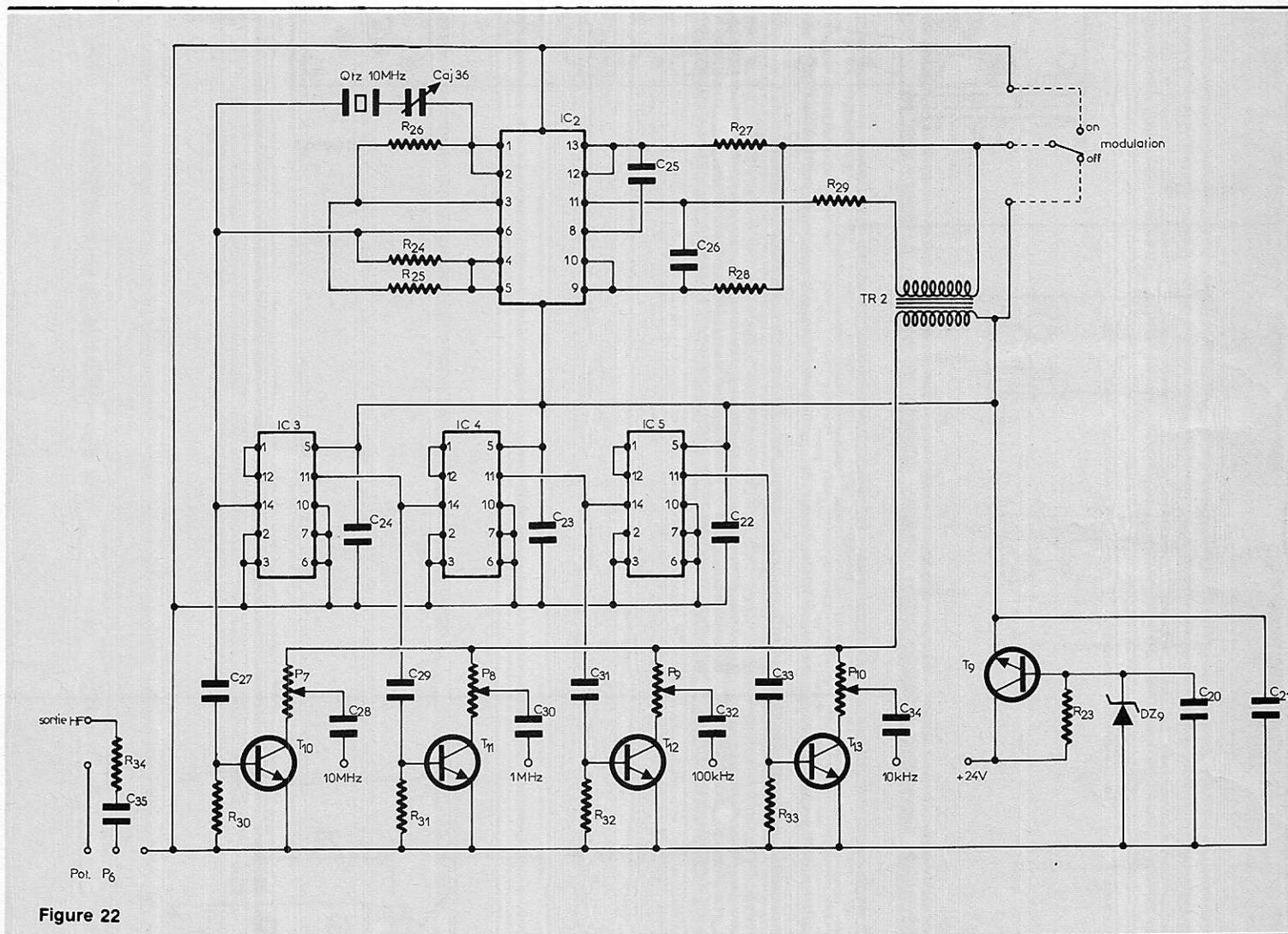
Il convient de prendre à l'égard des circuits intégrés les précautions suivantes :

- Utiliser de préférence un fer à souder basse tension ou alors couper l'alimentation du fer pendant la soudure.
- Ne pas souder les 14 pattes d'un même circuit à la suite pour ne pas risquer l'élever anormalement la température. Souder par exemple deux pattes d'un même circuit et passer au suivant.

Le transistor T_9 sera monté sur une pièce métallique fixée au circuit imprimé et comportera un radiateur, comme le montre la **figure 26**.

Le commutateur de sortie, l'interrupteur de modulation et le potentiomètre de niveau marqueur ne sont pas solidaires de circuit. La réalisation mécanique qui va suivre précise leur montage.

La nomenclature correspondant à ce circuit est donnée au **tableau V**.



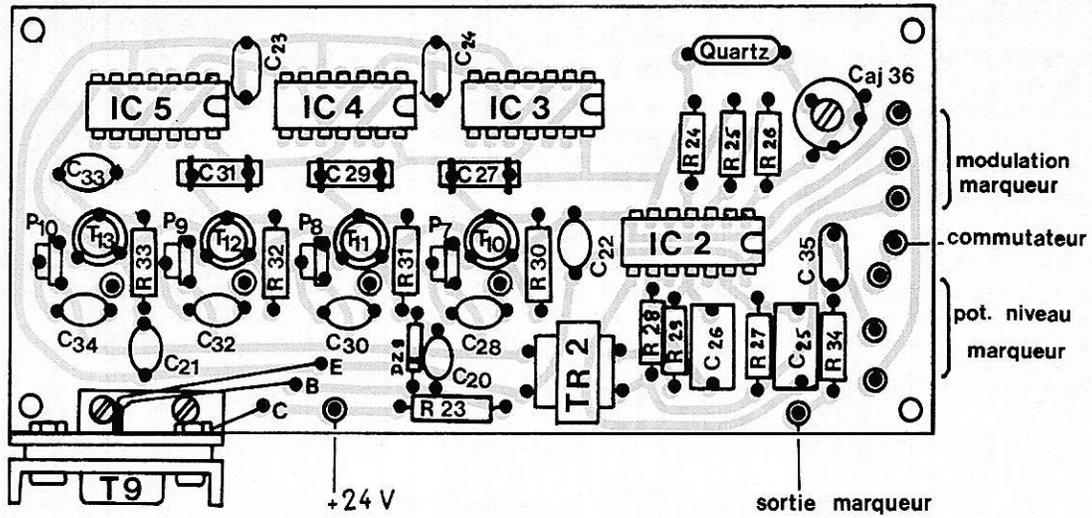


Figure 24

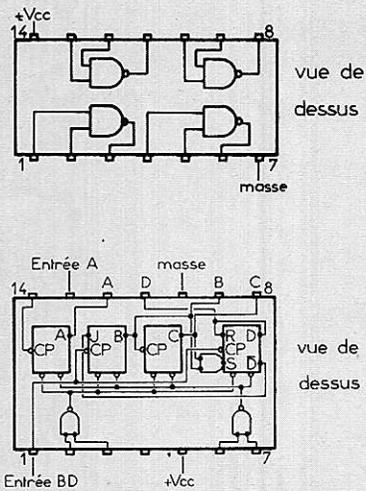
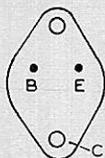


Photo 3



Transistors T10 à T13
2N918



Transistor T9
2N3441

Figure 25

circuit imprimé

support T9

transistor T9

radiateur T9

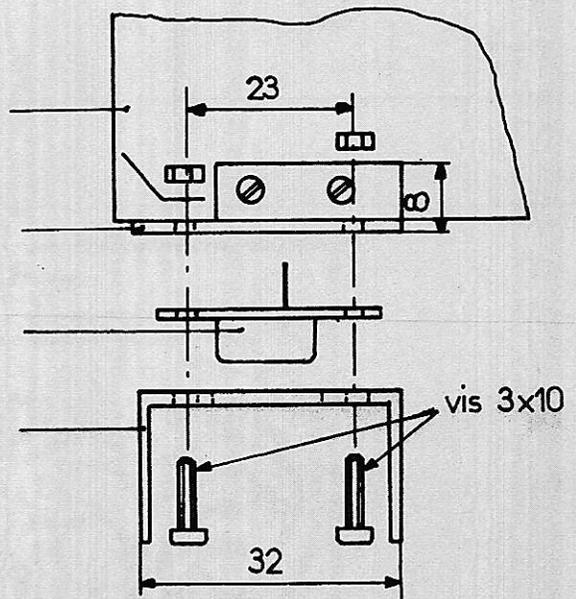


Figure 26

II. Essais, réglages, mise au point

Nous allons traiter successivement, dans l'ordre où ils doivent s'effectuer, les réglages et essais de chacun des circuits :

- vobulateur.
- calibreur-marqueur.
- générateur.

Si toutes les opérations de réglage sont effectuées correctement pour chaque circuit, le fonctionnement sera assuré lors de l'interconnexion générale.

a. Vobulateur.

Effectuer sur table le montage de la **figure 27** en utilisant le transformateur qui équipera définitivement l'appareil.

Placer le curseur de l'ajustable P_5 côté R_{20} , alimenter le primaire du transformateur d'alimentation, régler P_5 pour obtenir sur la sortie + 24 V la tension correspondante.

Les opérations suivantes nécessitent l'oscilloscope.

Relier l'entrée Y sur l'émetteur de l'UJT ; placer le commutateur de balayage sur une vitesse de 2 à 10 ms/cm suivant les gammes disponibles. Vérifier que la courbe obtenue est celle d'un signal en dents de scie d'amplitude crête à crête de 15 V environ. Chercher l'ordre de grandeur de la fréquence de ce signal qui doit se situer vers 40 Hz.

Pour ajuster, le cas échéant, cette fréquence on peut agir sur R_{16} et/ou C_{13} .

$R_{16} / F /$ et inversement
 $C_{13} / F /$ et inversement

Lorsqu'une fréquence correcte est obtenue sur l'émetteur de l'UJT, vérifier que l'on retrouve sensiblement le même signal sur la source du FET puis sur la sortie balayage oscilloscope.

Placer le curseur de P_2 côté C_{14} et celui de P_3 côté R_{19} . Vérifier la présence du signal en dents de scie sur le curseur de P_2 et sur la sortie « vobulation ».

Manœuvrer P_2 : l'amplitude du signal doit varier entre 0 et 15 V crête à crête.

Manœuvrer P_3 : la valeur moyenne de ce signal doit se déplacer entre 7 et 24 V.

Cette dernière mesure ne pourra se faire que si l'oscilloscope dont on dispose « passe » le continu. Dans le cas contraire on utilisera un contrôleur universel relié sur la sortie vobulation. Mesurer alors la variation de la tension continue disponible sur la sortie vobulation lors de la manœuvre de P_3 (le curseur de P_2 étant placé côté masse). On doit, comme précédemment, trouver une valeur variant entre 7 et 24 V.

b. Calibreur-marqueur.

Débrancher l'émetteur de T_9 et effectuer le montage de la **figure 28**. Alimenter le circuit en 24 V et vérifier que la tension sur l'émetteur de T_9 ne dépasse pas 5,5 V (une valeur supérieure indiquerait que l'un des éléments associés à T_9 OU T_9 lui-même est défectueux). Couper l'alimentation ; rebrancher l'émetteur de T_9 au circuit ; placer les curseurs des ajustables P_7 à P_{10} à mi-course : basculer l'interrupteur de modulation sur « off ».

Alimenter le circuit en 24 V et vérifier à l'oscilloscope les points de sortie 10 kHz, 100 kHz... On doit obtenir sur chaque sortie des impulsions négatives de l'ordre du volt à la fréquence correspondante.

Effectuer le réglage de l'oscillateur à quartz de la manière suivante :

- Brancher un fil de 10 cm sur la sortie 100 kHz.
- Placer à proximité du circuit un récepteur calé sur la BBC (200 KHz, 1500 m. G.O.).
- Chercher le maximum de puissance du battement en retouchant l'accord du récepteur.
- Régler alors l'oscillateur à quartz au battement zéro en manœuvrant Caj_{36} à l'aide d'un objet non métallique et en évitant d'approcher la main pour ne pas introduire de capacités parasites.

Nous rappelons que le battement se traduit dans le haut-parleur du récepteur par une fréquence audible, le battement zéro correspondant à l'annulation de cette fréquence.

Supposons, par exemple, que la fréquence de l'oscillateur à quartz soit 10,1 MHz. On obtient sur la sortie 100 kHz une fréquence de $10 \cdot 100/100 = 101$ kHz dont l'harmonique 2 est donc 202 kHz.

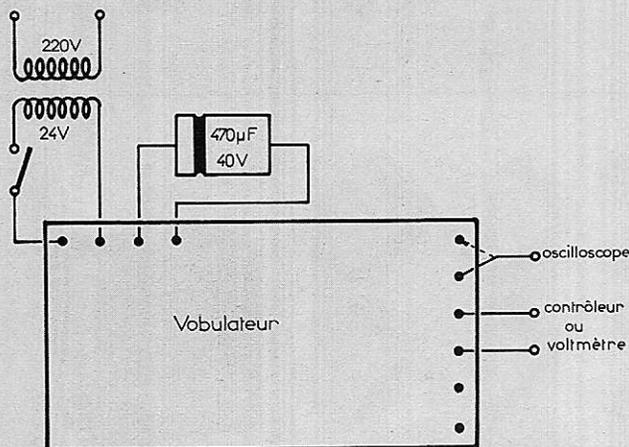
Par battement avec la porteuse de la BBC on aura ainsi :

$$202 - 200 = 2 \text{ kHz}$$

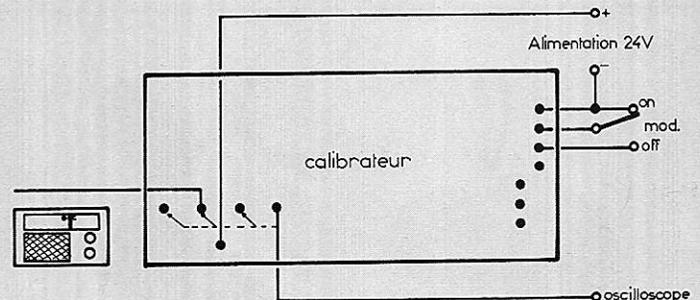
Si le battement donne une fréquence de 20 Hz, cela correspond à une fréquence de l'oscillateur :

$$\frac{200,02}{2} \times 100 = 10001 \text{ kHz}$$

Soit une erreur de 1 kHz sur 10 MHz, ce qui correspond à une précision de 10^{-4} .



montage d'essai du vobulateur



montage d'essai du calibreur

Figure 27

Figure 28

On remarque qu'il faut tenter d'obtenir une valeur aussi proche que possible du battement zéro pour donner à l'oscillateur à quartz la meilleure précision d'étalonnage.

Il reste à vérifier la modulation BF. Pour cela, brancher l'oscilloscope sur l'enroulement de sortie de TR₂ (du côté des transistors T₁₀ à T₁₃).

— en l'absence de modulation, on doit avoir une tension continue de l'ordre de 5 V.

— avec modulation, on superpose à cette tension continue un signal alternatif de fréquence proche de 1 kHz et d'amplitude 0,5 V environ.

c. Générateur.

C'est le circuit le plus délicat à mettre au point et à régler. Trois problèmes vont se présenter :

- Obtenir l'oscillation sur toutes les gammes.
- Régler cette fréquence d'oscillation.
- Rechercher la forme et l'amplitude correcte du signal.

Le montage à effectuer est donné figure 29.

Les différentes opérations seront grandement facilitées si l'on dispose :

- d'un oscilloscope ayant une bande passante de 25 MHz pour l'examen de la forme et de l'amplitude du signal sur les différentes gammes.
- d'un fréquencemètre numérique pour l'ajustage de la fréquence d'oscillation.

Alimenter le circuit : placer P₁ à mi-course et commuter les différentes gammes en vérifiant chaque fois la présence du signal HF sur l'oscilloscope branché en sortie.

Si l'oscillation ne se produit pas sur une gamme, vérifier les éléments du circuit oscillant correspondant et éventuellement, diminuer C₇ pour augmenter la réaction de façon à faire apparaître l'oscillation.

Régler la fréquence d'oscillation par les noyaux pour chaque gamme et retoucher les ajustables pour un réglage précis. S'assurer qu'en faisant varier le potentiel de modulation entre 2 et 28 V on ne provoque pas de décrochage d'oscillation. Dans le cas contraire diminuer C₇ et C₈ en conservant le même rapport.

Il reste à vérifier la forme et l'amplitude sur chacune des gammes. Si, sur l'une des gammes, le taux d'harmonique est important, c'est-à-dire, la distorsion du signal visible sur l'oscilloscope, on peut tenter d'améliorer le signal correspondant en diminuant la réaction. Dans ce cas, il faudra réajuster la fréquence.

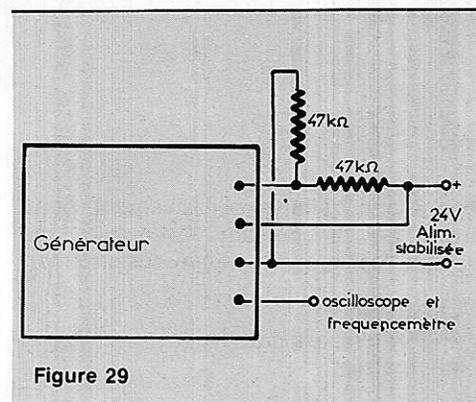


Figure 29

Régler P₁ pour obtenir 1 volt crête à crête sur la gamme 28 MHz et vérifier l'action du régulateur d'amplitude en mesurant la tension sur l'émetteur de T₁ :

- lorsqu'aucune touche n'est actionnée on doit avoir 24 V environ.
- lorsqu'on commute une gamme, la tension doit diminuer pour atteindre 5 à 10 V sur la gamme 455 kHz.

Sur le prototype, les résultats obtenus sont les suivants :

- variation d'amplitude nulle sur une gamme et atteignant 15 % entre les gammes extrêmes.
- distorsion du signal non visible sur l'oscilloscope sauf pour la gamme 455 kHz.
- fréquences centrales respectivement sur 500 kHz, 1,6 MHz, 3 MHz, 10 MHz, 28 MHz.
- stabilité en fréquence : durant un essai de 2 heures, un fréquencemètre numérique commuté en kHz n'a fait apparaître aucune variation sur la gamme 28 MHz.

Si l'on utilise les composants indiqués, notamment en ce qui concerne T₃, T₄, C₅, C₆, C₇ et C₈, on doit obtenir le bon fonctionnement de ce circuit. Néanmoins, il faut toujours compter avec les dispersions de caractéristiques, les erreurs de montage, les composants défectueux... etc.

POUR LES MODELISTES
PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION

Nouveau modèle



Indispensable pour tous travaux délicats sur BOIS, METAUX, PLASTIQUES

Fonctionne avec 2 piles de 4,5 V ou transfo-redresseur 9/12 V. Livrée en coffret avec jeu de 11 outils permettant d'effectuer tous les travaux usuels de précision : percer, poncer, fraiser, affûter, polir, scier, etc., et 1 coupleur pour 2 piles de 4,5 volts.

Prix (franco : 100,00) **95,00**

Autre modèle, plus puissant avec un jeu de 30 outils (franco 150,00) **144,00**

Supplément facultatif pour ces 2 modèles :

Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) (franco 44,50) **39,00**

Flexible avec mandrin (franco 39,50) **34,00**

Notice contre enveloppe timbrée

Unique en France et à des prix compétitifs : toutes pièces détachées
MECCANO et MECCANO-ELEC en stock
 (Liste avec prix contre enveloppe timbrée)

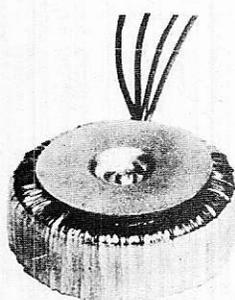
TOUT POUR LE MODELE REDUIT
 (Train - Avion - Bateau - Auto - R/C)

Toutes les fournitures : bois, tubes, colles, enduits, peintures, vis, écrous, rondelles, etc.

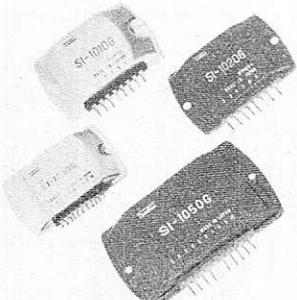
CATALOGUE GENERAL 1975
 franco Métropole contre 10 F en timbres
 Outre-Mer et Etranger : franco 15 F

RENDEZ-NOUS VISITE - CONSULTEZ-NOUS

CENTRAL-TRAIN
 81, rue Réaumur - 75002 PARIS
 Métro : Sentier - C.C.P. LA SOURCE 31.656.95
 Ouvert du lundi au samedi
 de 9 h à 19 h



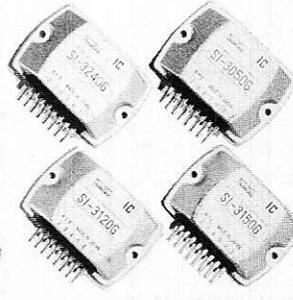
Transformateur toroïdal nu, TRANSDUKTOR



Amplis hybrides SANKEN - 10 - 20 - 30 et 50 watts efficaces



Régulateurs de tension hybrides SANKEN 5V - 12 V - 15 V et 24 V (1,5 A)



Régulateurs de tension hybrides de différents voltages



Transformateur toroïdal dans un boîtier en macrolon gris

tradelec

Montage mécanique

Nous avons utilisé un coffret type CDH72.192.140 de marque Tolkit. Les dimensions sont les suivantes : hauteur 72 mm, largeur 192 mm, profondeur 140 mm. Les deux faces latérales ajourées forment longeron et permettent la fixation des faces avant et arrière amovibles en alliage léger. Un capot plastifié, également amovible, recouvre les faces latérales et le dessus de l'appareil.

L'équipement intérieur est indiqué par la **photographie n° 4**.

Les différents circuits imprimés sont fixés sur la partie inférieure du boîtier par vis ou tiges filetées et entretoisés, comme indiqué sur la **figure 30** et les **photographies 5 et 6** correspondantes.

Les entretoises sont réalisées en tube laiton de diamètre intérieur 3 mm coupé aux longueurs convenables.

La mise en place des circuits vibulateur et générateur dans le boîtier se fera de telle manière que les touches du commutateur dépassent juste du nécessaire par rapport à la face avant. Dans le sens de la largeur on fera simplement toucher les circuits imprimés contre la face latérale gauche.

Le circuit calibre sera placé contre les faces arrière et latérale droite en veillant à ce que le radiateur de T_9 ne touche pas le boîtier (**photographie n° 8**). Si nécessaire, intercaler un morceau de matériau isolant entre le radiateur et la face arrière.

Lorsque les circuits seront en place, procéder à l'équipement de la face arrière. Fixer le transformateur par quatre vis s'il s'agit d'un modèle pour châssis. Si le transformateur est un modèle à étrier, la fixation se fera sur le fond du boîtier. Percer les trous destinés au porte fusible et au passage du câble d'alimentation entre le transformateur et la face latérale gauche. Mettre en place le porte fusible et le passe-fil isolant. Fixer, par collier, le condensateur de filtrage sur la face latérale gauche (**voir photographie n° 9**).

Monter le commutateur du calibre sur la face latérale droite à l'aide d'une pièce en équerre (**figure 31 et photographie n° 10**).

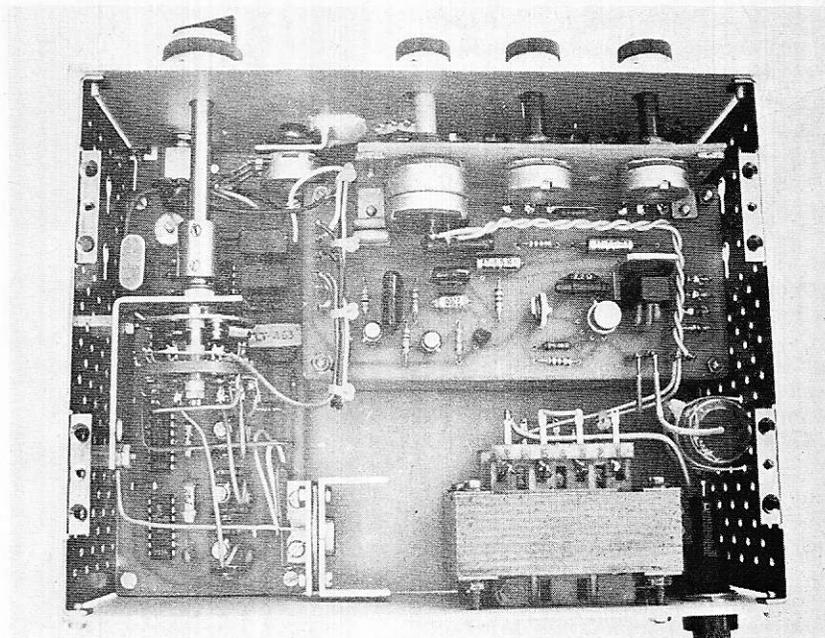


Photo 4

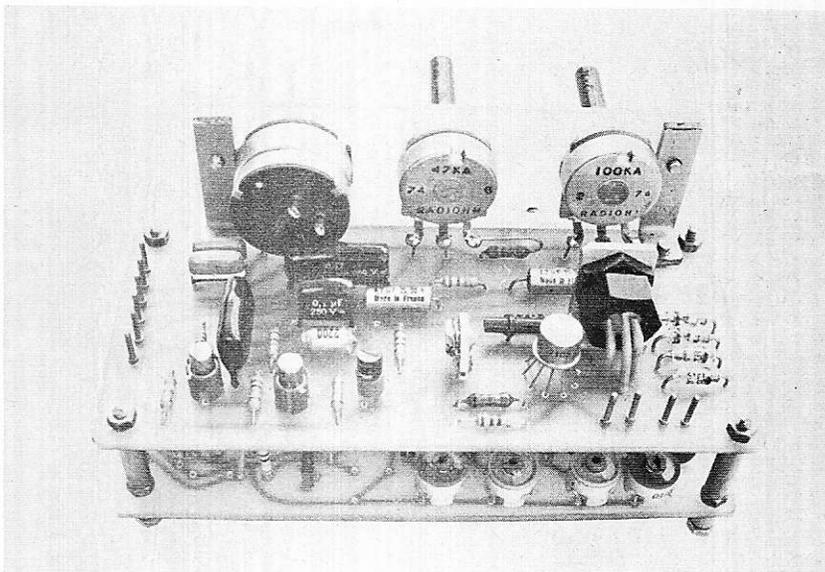


Photo 5

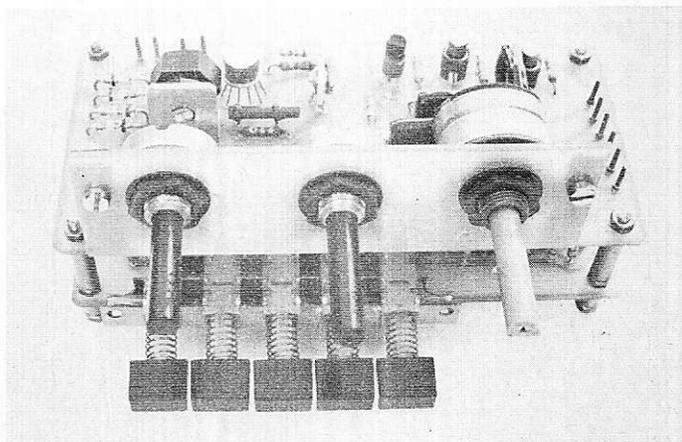


Photo 6

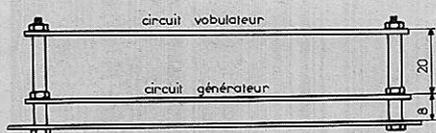


Figure 30

Lorsque l'équipement intérieur sera terminé, tracer la face avant en tenant compte des cotes exactes des commandes solitaires des circuits ou du boîtier. Percer et découper cette face avant en fonction du tracé précédent. Monter les éléments qui doivent être fixés sur cette face avant, c'est-à-dire la prise coaxiale de sortie HF, les bornes de sortie oscilloscope, l'interrupteur de modulation marqueur et le potentiomètre de niveau marqueur. La **photographie n° 11** montre la disposition des éléments solitaires de la face avant.

On peut éventuellement ajouter, sur cette face avant, un voyant entre le commutateur du calibrateur et le potentiomètre de niveau HF.

Le repérage de la face avant est effectué avec des lettres à report type « Letraset » fixées au vernis plastique mat de la même marque.

La **photographie n° 7** est une vue de la face avant terminée.

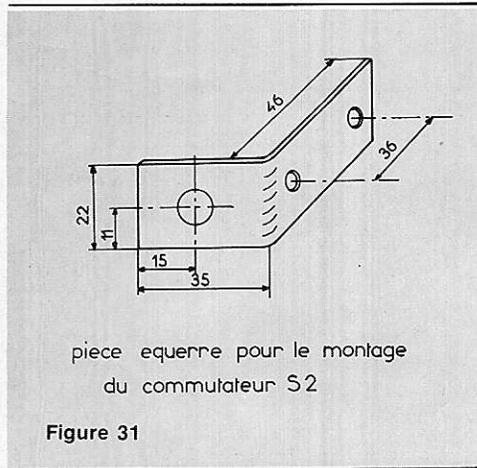


Photo 7

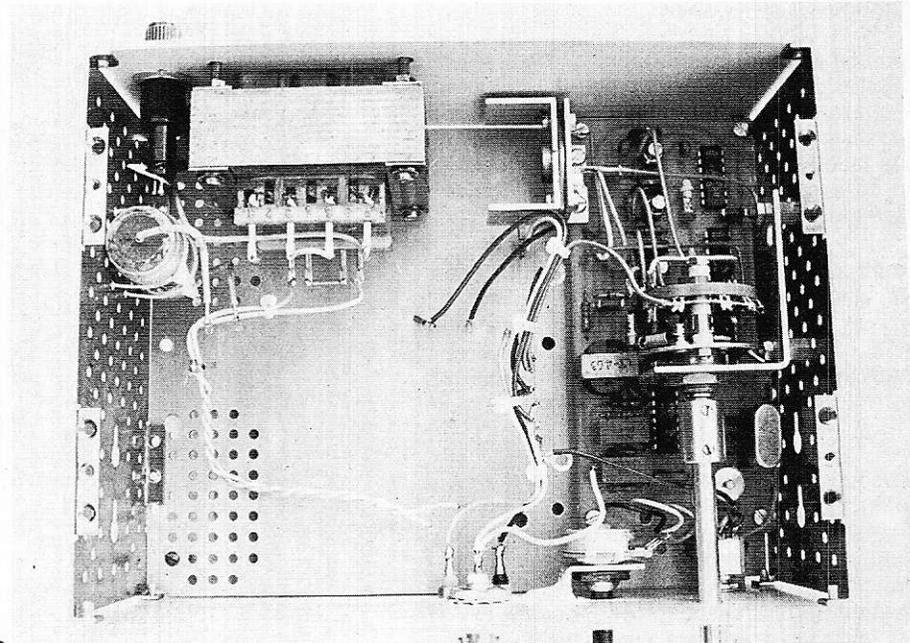


Photo 8

Photo 9

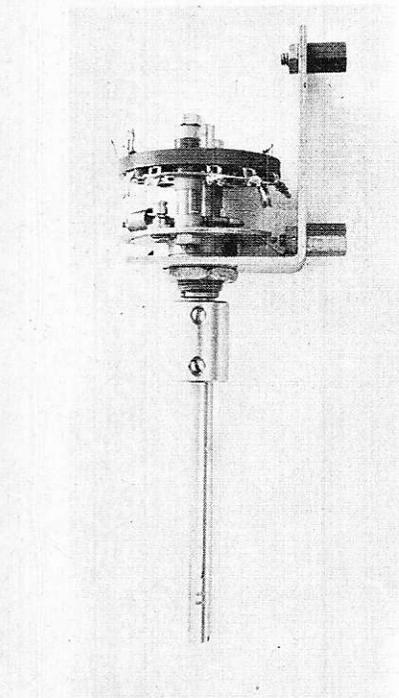
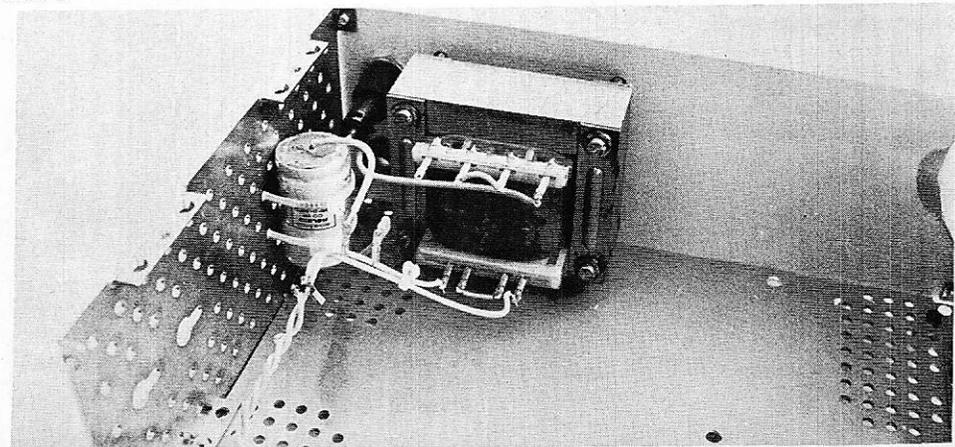


Photo 10

IV. Câblage

Le plan de câblage qui respecte l'agencement intérieur est donné à la **figure 32**. Utiliser de préférence du fil souple multibrins de couleurs différentes qui facilite les repérages et les interventions ultérieures.

1° Retirer la face avant et la platine vobulateur. Placer les clips Y173 sur les quatre broches DM40A du générateur. Souder un fil de 12 cm sur chacun des clips.

2° Remonter la platine vobulateur en intercalant sous les écrous de fixation de droite les cosses de masse. Après avoir placé les clips, souder les quatre fils en provenance de la platine générateur. Préparer et souder les deux fils (masse et +24 V) destinés à l'alimentation du calibrateur. Ces liaisons devront avoir environ 8 cm. Préparer les liaisons des sorties oscilloscope, HF, et masse (10 cm), puis les souder sur les clips correspondants.

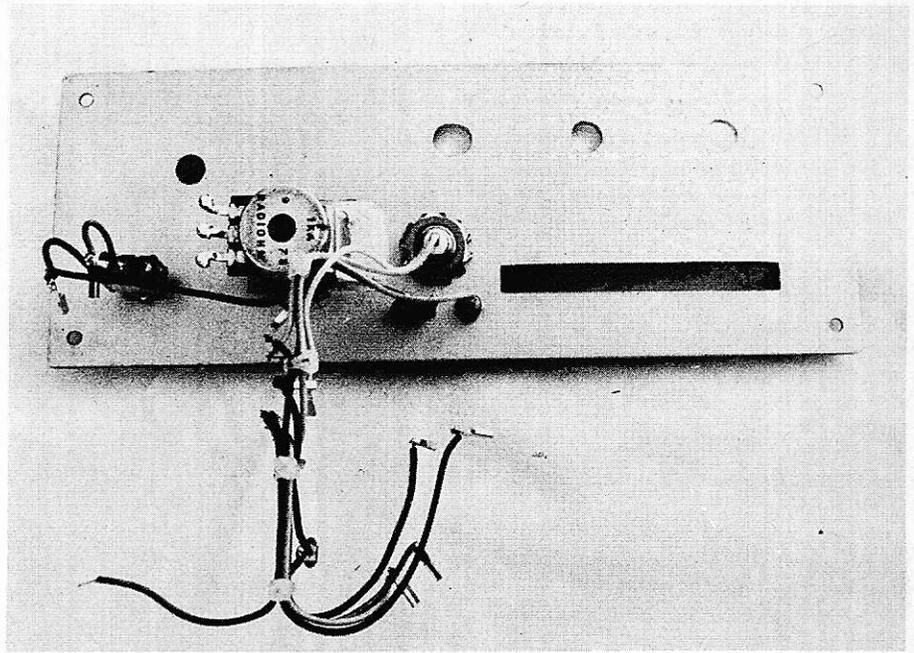
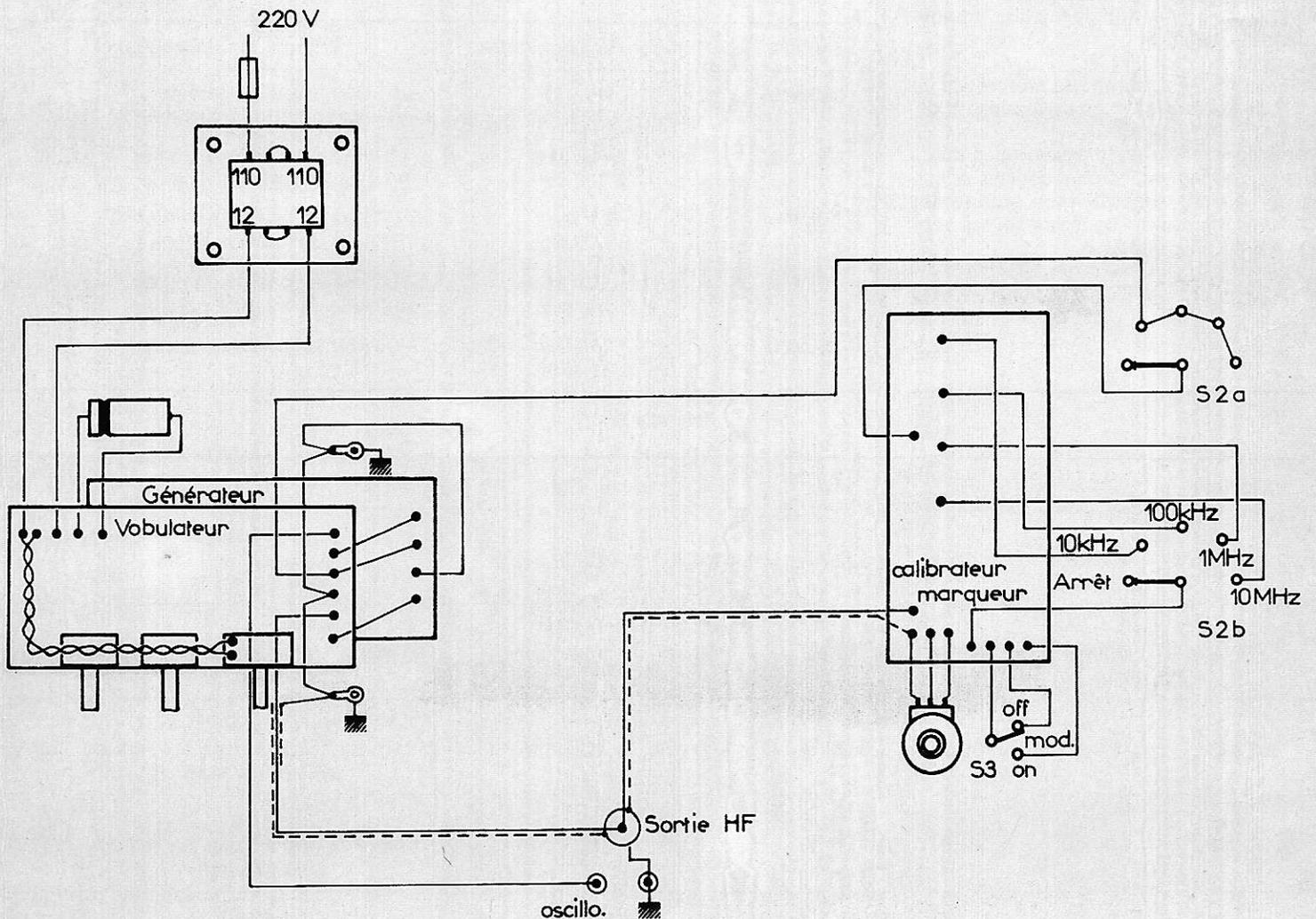


Photo 11



3° Câbler l'alimentation 24 V et la liaison à l'interrupteur solidaire du potentiomètre de niveau HF (fils torsadés). Relier le condensateur de filtrage aux bornes correspondantes. Câbler le primaire du transformateur d'alimentation et le fusible secteur.

4° Effectuer les liaisons entre le calibrateur marqueur et le commutateur. Préparer les fils destinés au raccordement des éléments fixés sur la face avant :

- liaison potentiomètre : trois conducteurs de 3 cm chacun,
- liaison interrupteur modulation : trois conducteurs de 2 cm,
- liaison de sortie : un conducteur de 5 cm (blindé HF).

5° Câbler les fils de liaison à la face avant, à savoir :

- sortie HF et sortie marqueur sur la prise coaxiale,
- sortie oscilloscope et masse sur les prises correspondantes,
- liaison potentiomètre du niveau marqueur,
- liaison interrupteur de modulation.

Pour cette opération la face avant ne sera pas fixée au boîtier afin de faciliter les opérations de câblage.

Les liaisons HF se feront de préférence en fil blindé ou mieux en coaxial genre KX3.

Les liaisons entre les masses des circuits et le boîtier seront les plus courtes possible. Il n'est pas nécessaire de grouper les fils en torons comme on le voit sur les photographies du prototype.

J.M. MALFERIOL

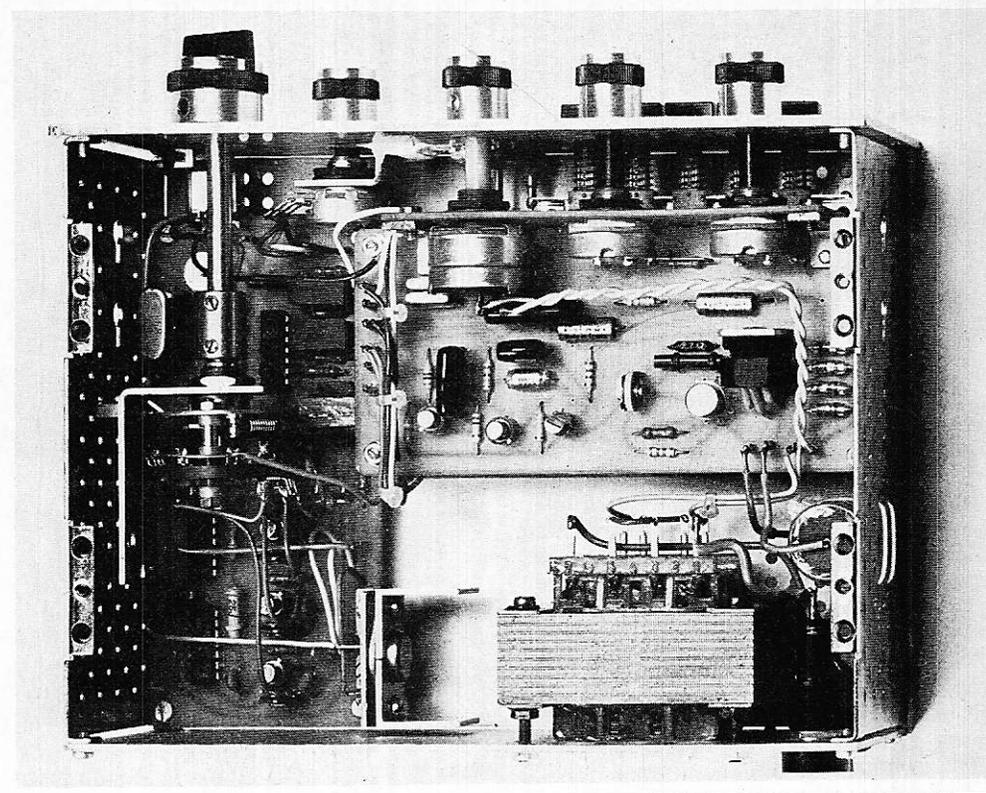


Tableau I

Gamme	Fréquences couvertes	Excursion de fréquence
455 kHz	440 kHz à 520 kHz	± 40 kHz en bas de gamme ± 10 kHz en haut de gamme
1,6 MHz	1 450 kHz à 1 700 kHz	± 150 kHz en bas de gamme ± 30 kHz en haut de gamme
3 MHz	2,7 MHz à 3,3 MHz	± 300 kHz en bas de gamme ± 50 kHz en haut de gamme
10 MHz	9 MHz à 11 MHz	± 600 kHz en bas de gamme ± 400 kHz en haut de gamme
28 MHz	28 MHz à 30 MHz	± 500 kHz sur toute la gamme

Tableau II

Gamme	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈	Caj ₉	L
455 kHz	2,2 nF	270 pF	22 nF	1 n F	10/60 pF	410 μH 110 spires 7 x 0,05 dans pot SFB
1,6 MHz	2,2 nF	200 pF	10 nF	560 pF	10/40 pF	40 μH 45 spires 7 x 0,05 dans pot ferrite PFR 26 (Isostat)
3 MHz	470 pF	100 pF	6,8 nF	430 pF	10/40 pF	16 μH 30 spires 7 x 0,05 dans pot ferrite PFR 26 (Isostat)
10 MHz	100 pF	33 pF	1,5 nF	120 pF	3/12 pF	3,5 μH 25 spires 25/100 émaillé sur mandrin Lipa Ø 6 mm
28 MHz	12 pF	12 pF	430 pF	33 pF		1,8 μH 15 spires 40/100 émaillé sur mandrin Lipa Ø 6 mm

Tableau III

Repère	Désignation	Observations
R ₁	résistance 1,5 kΩ	1/2 W 5 %
R ₂	résistance 18 KΩ	1/4 W 5 %
R ₃	résistance 3,3 kΩ	1/4 W 5 %
R ₄	résistance 680 Ω	1/4 W 5 %
R ₅	résistance 220 Ω	1/4 W 5 %
R ₆	résistance 10 kΩ	1/4 W 5 %
R ₇	résistance 5,6 kΩ	1/4 W 5 %
R ₈	résistance 5,6 kΩ	1/4 W 5 %
R ₉	résistance 2,2 kΩ	1/4 W 5 %
R ₁₀	résistance 2,2 kΩ	1/4 W 5 %
R ₁₁	résistance 100 kΩ	1/4 W 5 %
P ₁	résist. ajust. 100 Ω	type EO86 ou VA05 V Ohmic
C ₁	condensateur 47 nF	MKM Siemens (Polycarbonate)
C ₂	condensateur 3,3 nF	MKM Siemens (Polycarbonate)
C ₃	condensateur 47 nF	MKM Siemens (Polycarbonate)
C ₄	condensateur 47 nF	MKM Siemens (Polycarbonate)
C ₅	voir tableau II	mica ou polycarbonate
C ₆	voir tableau II	mica ou styroflex
C ₇	voir tableau II	mica ou polycarbonate
C ₈	voir tableau II	mica ou styroflex
Caj ₉	cond. ajust.	ajustable céramique (tableau II)
D ₁	diode OA95	ou AA119
D ₂	diode OA95	ou AA119
Dz ₃	zener BZX85 C6 V2	ou équivalent 6,2 V 1 W
Dcv ₄	diode BB113	diode à capacité variable
T ₁	transistor 2N2222A	Fabrication Sescosem, Texas instruments, SGS, etc
T ₂	transistor 2N2222A	fabrication Sescosem, Texas instruments, SGS, etc
T ₃	transistor BF365A	fabrication SGS
T ₄	transistor BF365A	fabrication SGS
S ₁	4 circuits 5 touches	TJ KIT Jeanrenaud

Prix approximatif de ce circuit : 130 F

Tableau IV

Repère	Désignation	Observations
R ₁₂	résistance 390 Ω	1/4 W 5 %
R ₁₃	résistance 47 Ω	1/4 W 5 %
R ₁₄	résistance 47 kΩ	1/4 W 5 %
R ₁₅	résistance 10 kΩ	1/4 W 5 %
R ₁₆	résistance 22 kΩ	1/4 W 5 %
R ₁₇	résistance 2,2 kΩ	1/4 W 5 %
R ₁₈	résistance 22 kΩ	1/4 W 5 %
R ₁₉	résistance 22 kΩ	1/4 W 5 %
R ₂₀	résistance 2 Ω	1 W MCB type CNI
R ₂₁	résistance 2,2 kΩ	1/4 W 5 %
R ₂₂	résistance 1,5 kΩ	1/4 W 5 %
P ₂	potentiomètre 47 kΩ	linéaire type P20 SI
P ₃	potentiomètre 100 kΩ	linéaire type P20 SI
P ₄	potentiomètre 2,2 kΩ	linéaire type P20 I
P ₅	résist. ajust. 10 kΩ	type EO86 ou VA05V ohmic
C ₁₀	condensateur 0,1 μF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C ₁₁	condensateur 0,1 μF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C ₁₂	condensateur 2,2 nF	MKM Siemens ou styroflex
C ₁₃	condensateur 0,22 μF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C ₁₄	condensateur 4,7 μF	électrochimique 40 V
C ₁₅	condensateur 4,7 μF	électrochimique 40 V
C ₁₆	condensateur 0,1 μF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C ₁₇	condensateur 100 pF	céramique
C ₁₈	condensateur 500 μF	électrochimique 40 V
C ₁₉	condensateur 0,47 μF	C280 Cogeco
D _{5...D₈}	diode 1N4385	ou équivalente 1 A 400 V
T ₅	transistor BSW22A	Sescosem, Texas instruments... etc
UJT6	transistor 2N2646	unijonction
FET7	transistor MPF102	transistor à effet de champ Motorola
T ₈	transistor 2N2890	Sescosem
IC ₁	circuit int. LM723C	régulateur de tension National semi-conductor

Prix approximatif de ce circuit : 90 F.

Tableau V

Repère	Désignation	Observations
R ₂₃	résistance 1,8 kΩ	1/2 W 5 %
R ₂₄	résistance 560 kΩ	1/4 W 5 %
R ₂₅	résistance 220 kΩ	1/4 W 5 %
R ₂₆	résistance 1,8 kΩ	1/4 W 5 %
R ₂₇	résistance 1,5 kΩ	1/4 W 5 %
R ₂₈	résistance 1,5 kΩ	1/4 W 5 %
R ₂₉	résistance 330 Ω	1/4 W 5 %
R ₃₀	résistance 10 kΩ	1/4 W 5 %
R ₃₁	résistance 10 kΩ	1/4 W 5 %
R ₃₂	résistance 10 kΩ	1/4 W 5 %
R ₃₃	résistance 10 kΩ	1/4 W 5 %
R ₃₄	résistance 470 Ω	1/4 W 5 %
P ₆	potentiomètre 1 kΩ	linéaire type P20 SI
P _{7...P10}	résist. ajust. 1 kΩ	type EO86 ou VA05V ohmic
C ₂₀	condensateur 10 nF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C ₂₁	condensateur 0,1 μF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C _{22...C24}	condensateur 10 nF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C _{25-C26}	condensateur 0,22 μF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
C ₂₇	condensateur 10 pF	céramique
C ₂₈	condensateur 10 pF	céramique
C ₂₉	condensateur 22 pF	céramique
C ₃₀	condensateur 47 pF	céramique
C ₃₁	condensateur 47 pF	céramique
C ₃₂	condensateur 150 pF	céramique
C ₃₃	condensateur 220 pF	céramique
C ₃₄	condensateur 470 pF	céramique
C ₃₅	condensateur 10 nF	MKM Siemens ou C280 Cogeco
Caj36	cond. ajust. 10/60 pF	ajustable céramique
Dz9	zener BZX85 C5 V6	ou équivalente 5,6 V 1 W
T ₉	transistor 2N3441	Sescosem ou RCA
T _{10...T13}	transistor 2N918	Texas instruments
IC2	circuit int. SN7400N	ou équivalent (MIC7400N, SFC400E...)
IC3...IC5	circuit int. SN7490N	ou équivalent (MIC7490N, SFC490E...)
TR ₂	transformateur modul.	TRSS4 Audax ou équivalent
Qtz	quartz 10 MHz	

Prix approximatif de ce circuit : 170 F

Nomenclature générale

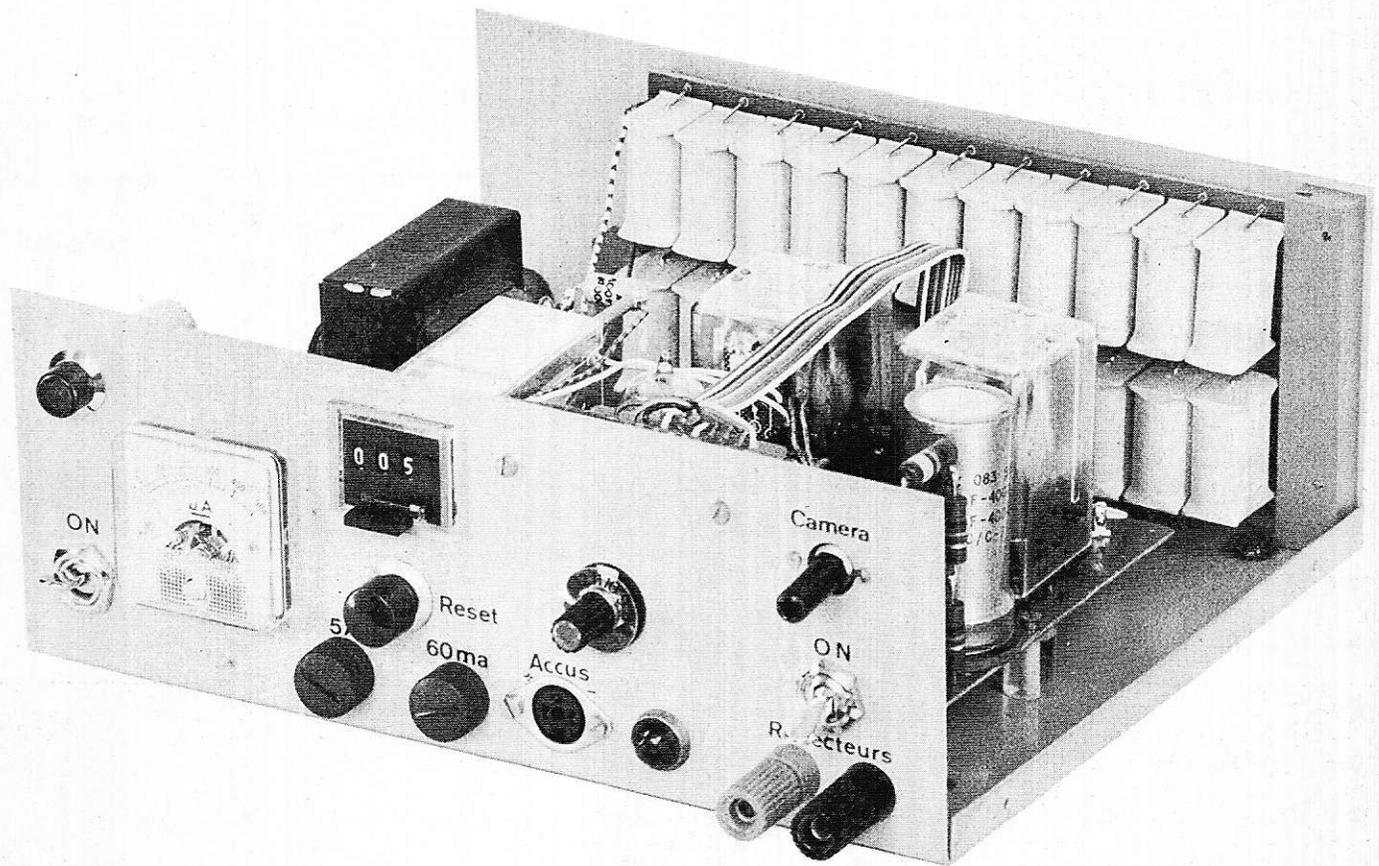
Repère	Désignation	Observations
TR ₁	coffret	type CDH72 . 192 . 140 de Tolkit
S ₂	transformateur	Pr 110/220 V, Sd 24 V 15 VA
S ₃	commutateur rotatif	2 circuits 6 positions Jeanrenaud
	inverseur miniature	1 RT à position momentanée
	prise coaxial	type BNC
	prise miniature	douille châssis isolée pour fiches Ø 2 mm
	bouton de commande	
	porte fusible	
	visserie diverse	
	clips Y173	
	vobulateur	raccordement entre câblage et circuits
	générateur	voir tableau IV
	calibrateur	voir tableau III
		voir tableau V

Le prix total de l'appareil : environ 550 F

LA FIN DE CET ARTICLE, CONSACRÉE A L'UTILISATION DE CET APPAREIL, PARAITRA DANS NOTRE PROCHAIN NUMÉRO.

MONTAGES PRATIQUES

un cinétimer pour caméras à avance par électro-aimant



Il fut décrit il y a quelques années (le Haut-Parleur, n° 1283, du 19-11-70) un cinétimer pour caméras pourvues d'un déclencheur mécanique à piston. Un petit moteur électrique ayant un excentrique sur son arbre actionnait le piston à intervalles réglables.

Depuis, les appareils de prise de vues ont évolué et beaucoup sont équipés d'électroaimants pour l'avance du film image par image. Ce procédé permet un système de commande beaucoup plus simple ; il suffit en effet d'établir un simple contact électrique. (Caméras Canon, Nizo S560 et S800, par exemple).

Nous vous présentons aujourd'hui une nouvelle réalisation assez originale, mais d'un fonctionnement extrêmement sûr. Si nous avons utilisé un tube à vide en lieu et place de transistors, ce n'est pas par esprit d'économie ou de simplification, mais bien parce que nous utilisons l'inertie thermique du filament pour en faire un relais temporisé. Nous verrons tout de suite comment.

Voyons d'abord les possibilités principales de cet appareil dont la réalisation est très facile et à la portée de toutes les bourses.

1° Entre deux prises de vue, le temps est réglable entre 3 minutes et 2 heures et demie (4 heures moyennant certaines précautions dont nous parlerons ultérieurement).

2° Un ou plusieurs projecteurs (max. 1 000 W) s'allument 6 à 7 secondes avant la prise de vue, pour qu'ils atteignent leur luminosité intégrale au moment du déclenchement. Le temps d'allumage est constant et est indépendant de la fréquence de prise de vue.

3° Il est possible d'allumer les projecteurs à tout moment pour parfaire la mise au point de la caméra.

4° Certains événements étant parfois longs à filmer (éclosion d'un œuf, évolution de bacilles, croissance de plantes, épanouissement de fleurs, cristallisations de produits chimiques divers) la caméra sera alimentée par des batteries cadmium-nickel rechargeables. Pour ne pas devoir remuer la caméra, le cinétimer possède son propre chargeur, indépendant des autres circuits (tension flottante). Toutefois, pour éviter un survoltage de la caméra, la charge des batteries est interrompue pendant la prise d'une image.

5° Un compteur mécanique avec remise à zéro indique à tout moment le nombre d'images exposées (cet appareil est évidemment facultatif).

6° Un milliampèremètre indique à tout moment la progression du cycle en cours.

7° A tout moment également, il est possible de reprendre le cycle à son début. (reset)

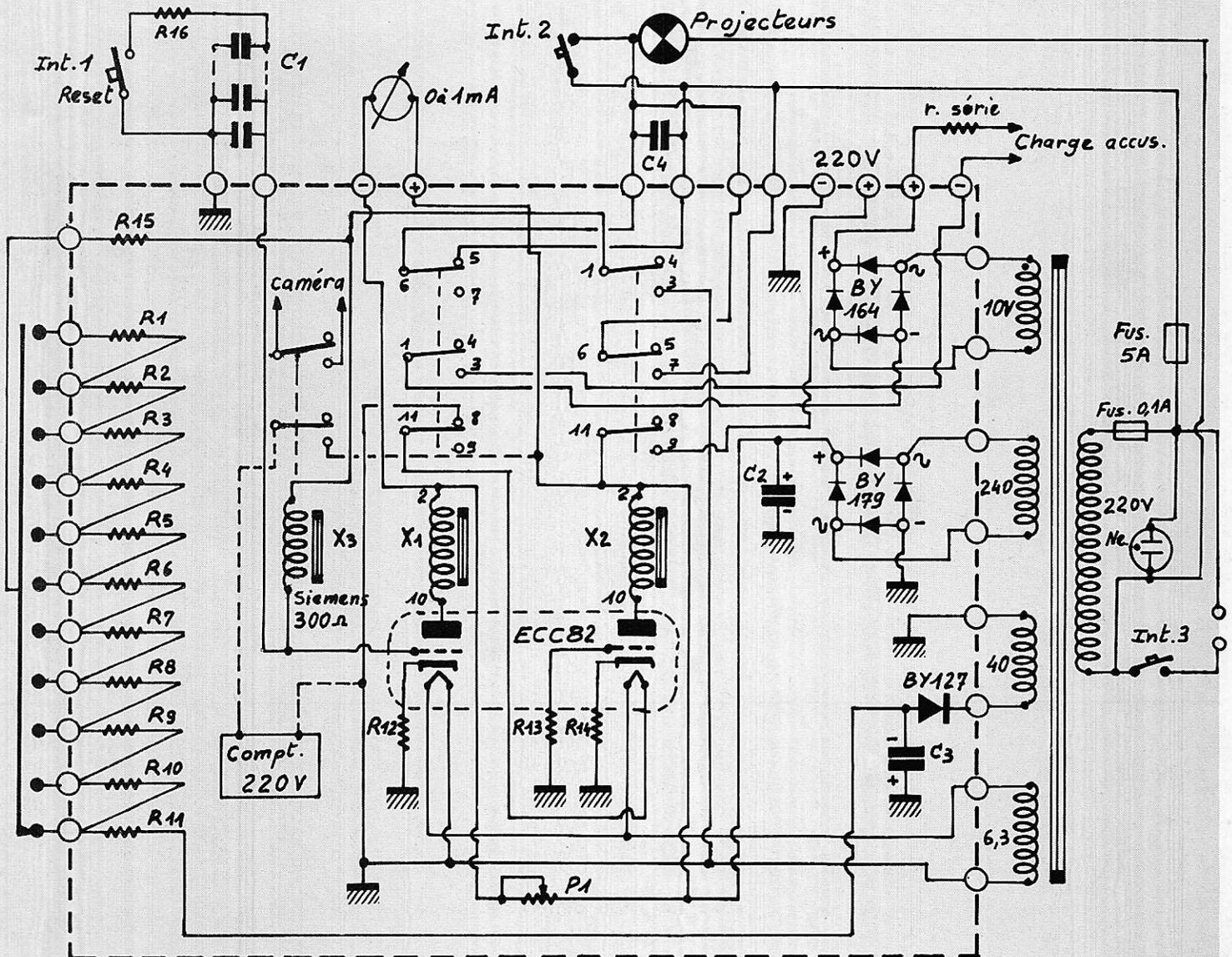


Figure 1

Principe de fonctionnement

La série de résistances R_1 à R_{11} (voir **figure 1**) dont la sélection se fait par un commutateur à onze positions, charge un condensateur à partir d'une tension négative d'une trentaine de volts. C'est donc une base de temps, déterminée par une résistance et une capacité. Cette capacité — C_1 — est un électrolytique $100\mu\text{F}/100\text{V}$ de haute qualité. Quand toute la chaîne de résistances est utilisée, la durée de charge atteint 150 mn pour d'excellents composants, mais il est inutile de vouloir améliorer la durée de charge, soit en augmentant R , soit en augmentant C , car la fuite d'un électrolytique, même de bonne qualité, atteint ou dépasse rapidement la valeur de R , et le fonctionnement du système s'arrête.

Il y a un moyen d'allonger la durée de charge en remplaçant l'électrolytique par une batterie de condensateurs polyester de $4,7\mu\text{F}/100\text{V}$. Nous avons atteint 240 mn — ou six images par jour — avec 22 condensateurs de $4,7\mu\text{F}$, mais l'opération est onéreuse et ces éléments prennent beaucoup de place. Nous avons voulu donner le choix au réalisateur et c'est pour cette raison que C_1 est câblé à l'extérieur du circuit imprimé.

Il est d'ailleurs extrêmement rare d'avoir à utiliser des cycles dépassant 150 mn, sauf pour des effets spéciaux.

Voyons à présent ce qui va se passer chronologiquement.

Pour la facilité, négligeons le premier cycle, qui n'est pas complet, et jetons un coup d'œil sur le diagramme de la **figure 2**.

Le condensateur C_1 va se charger négativement et la durée de cette charge sera déterminée uniquement par la somme des résistances R_1 à R_{11} en circuit, car C_1 a une valeur fixe. Disons en passant que la courbe de charge de C_1 sera loin d'être linéaire, mais ceci n'a aucun effet sur le fonctionnement de l'appareil.

Suivant la progression de la charge, la grille de L_1 devient de plus en plus négative, entraînant une diminution du débit anode du tube, débit qui est mesuré en permanence par un appareil de mesure. Il arrive un moment où le débit anode — qui passe par l'enroulement du relais X_1 — devient insuffisant pour assurer l'armement de celui-ci. Les inverseurs basculent en position « repos ».

A) 6 vient en contact avec 5 : les réflecteurs s'allument ;

B) 1 rompt le contact avec 3 : la charge des accus s'arrête ;

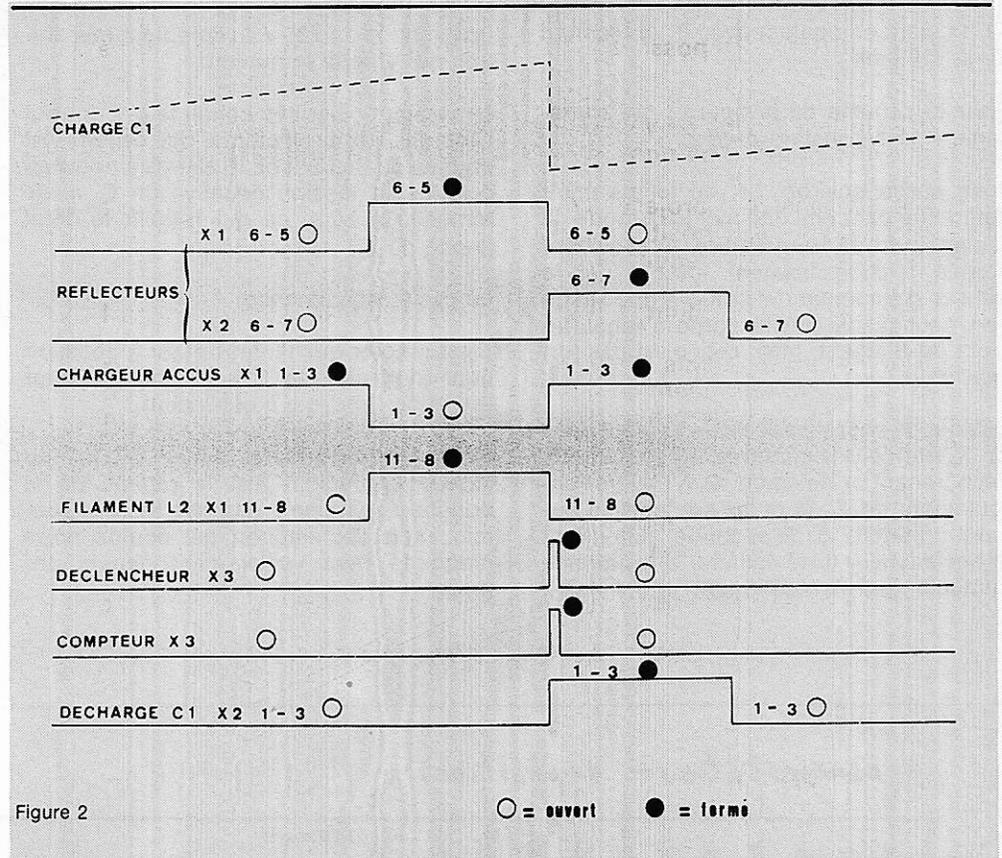


Figure 2

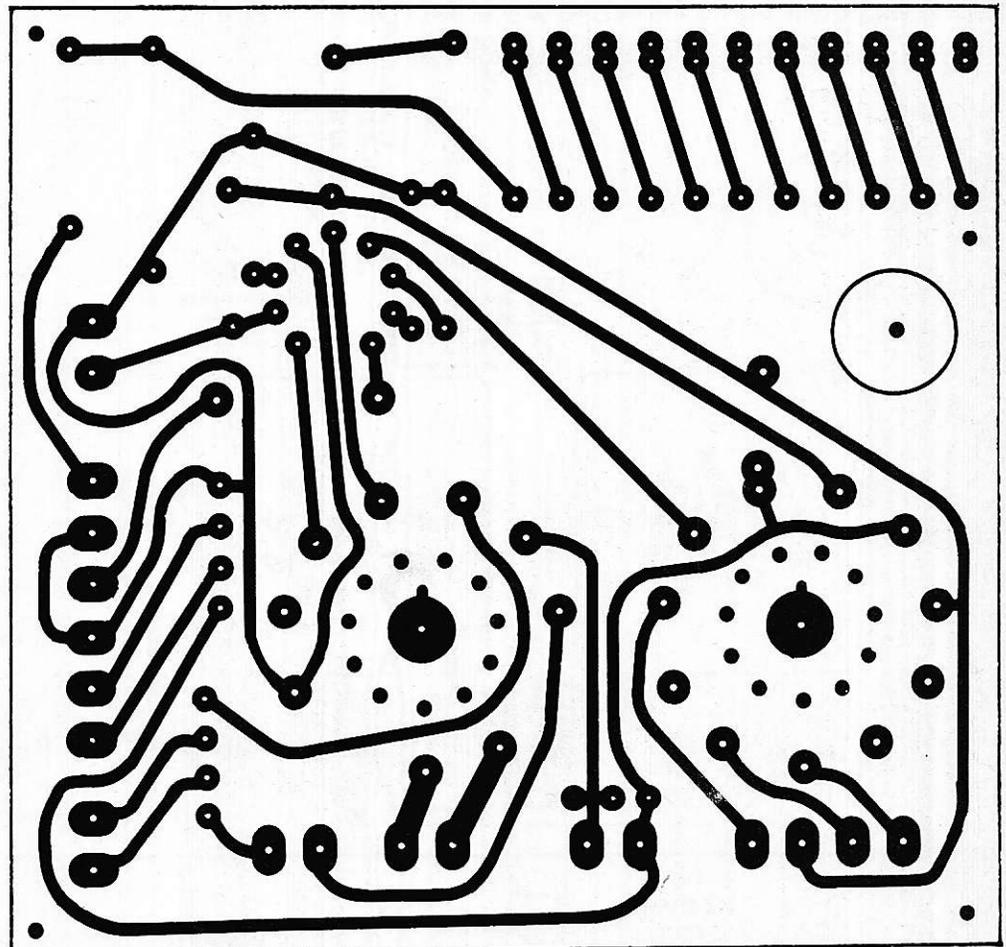


Figure 3

C) 11 vient en contact avec 8 : le filament de L_2 s'allume.

(Voir le schéma de la figure 1 qui représente X_1 à cet instant précis.)

Il se passe environ 7 s, ce temps étant déterminé par celui que met la cathode de L_2 à atteindre sa température ; il est évident que la tension filament fournie par le transfo d'alimentation influe d'une façon non négligeable sur la durée d'échauffement du filament, mais ceci n'est pas fort important.

Dès que le courant anodique s'établit dans L_2 , X_2 s'arme, les contacts 1-3 se ferment, déchargeant brutalement C_1 à travers l'enroulement de X_3 , dont les contacts se ferment durant $1/10^e$ de seconde, actionnant le déclencheur de la caméra. Une paire de contacts fournit également une tension

instantanée de 220 V au compteur mécanique qui affiche le numéro 1.

Le relais X_2 , par ses contacts 6-7, fournit l'énergie aux projecteurs, car celle-ci est coupée par le fait que X_1 s'arme à nouveau puisque la tension négative de C_1 a été ramenée à zéro, ce qui rétablit le débit anode de L_1 .

Le cycle recommence.

Il est à noter que l'interrupteur à poussoir peut court-circuiter C_1 à tout moment pour reprendre le cycle à son début.

Nous ignorons si les tubes ECC82 ou 12AU7 apprécient fort le régime de la douche écossaise à laquelle ils sont soumis, mais l'échantillon qui équipe notre maquette tient vaillamment depuis des mois.

Réalisation

La partie principale de l'appareil tient sur une plaquette de circuit imprimé (**figure 3**). Nous préconisons l'emploi d'époxy pour une question d'isolement.

La **figure 4** montre la même plaquette vue du côté de l'implantation des différents composants.

On n'oubliera pas de relier par du fil étamé, et ce du côté époxy, les deux pastilles dans le circuit filament du tube ECC82, et le négatif de C_2 , à la pastille correspondante, tel que nous le montre la figure 4. Le positif de C_2 est relié à la broche 11 de X_2 par du fil isolé du côté cuivré de la plaquette.

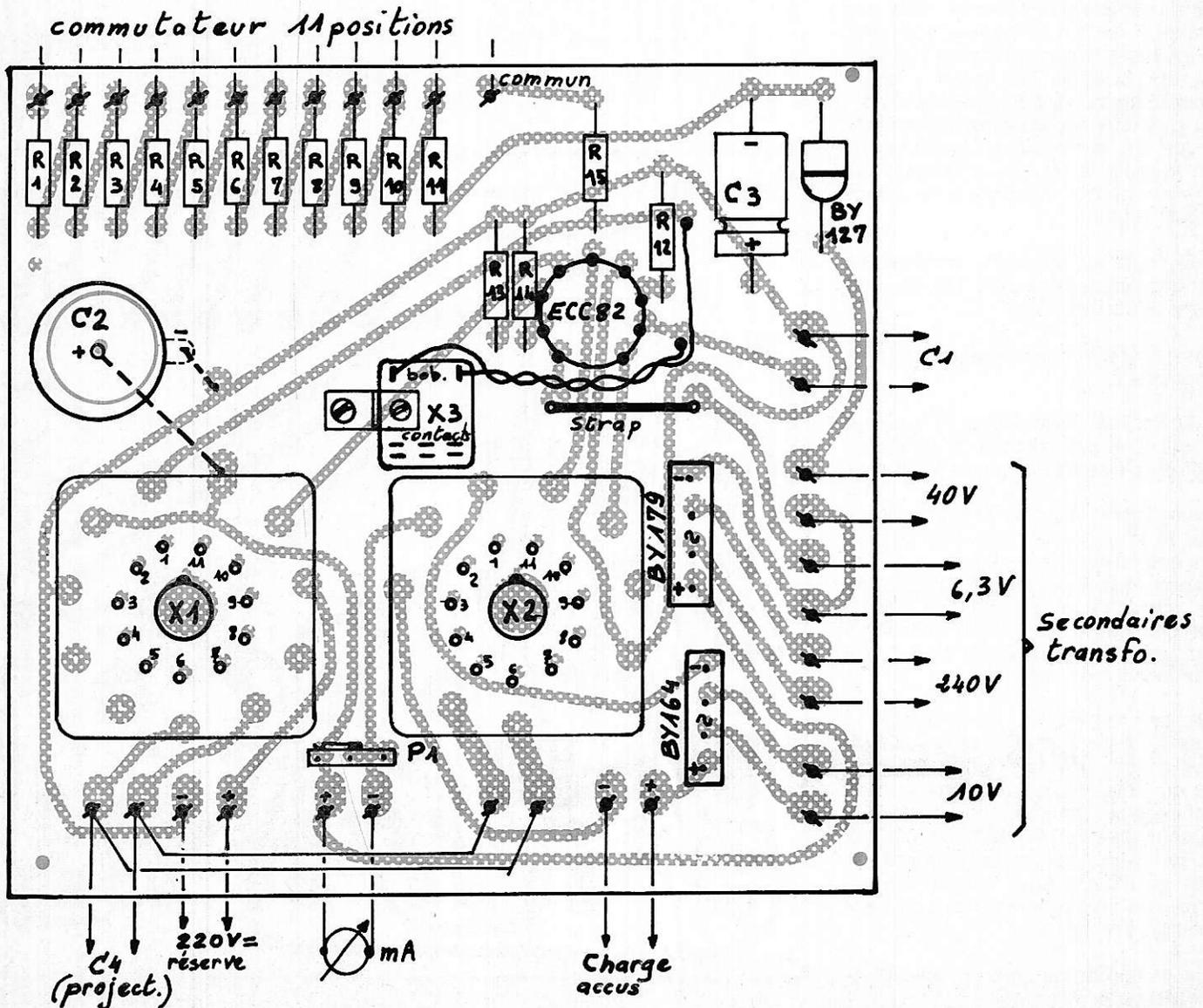


Figure 4

Les supports 11 broches pour X_1 et X_2 étant d'un prix assez élevé et parfois difficiles à se procurer, les broches-contacts de ces relais passent par frottement dur à travers 11 trous de 3 mm. Des fils très courts sont soudés sur ces broches et les relient chacune à leur numéro correspondant.

Le relais Siemens peut être câblé avec ou sans support. Il peut être placé n'importe où dans le coffret, mais on trouvera un emplacement possible à l'endroit indiqué X_3 sur la figure 4. Le relais est monté à l'envers, contacts tournés vers le haut, et maintenu au moyen d'une petite bride. Le branchement des fils de la bobine est indiqué clairement sur la figure 4. Les contacts de ce relais sont câblés comme le représente le plan de montage de la figure 1. Ces contacts doivent être ouverts en position non armée.

Les éléments extérieurs au circuit imprimé sont tous fixés sur la face avant d'un coffret de 200 x 150 x 100 mm environ (voir photographie), mais leur disposition est laissée à l'initiative du réalisateur.

Si l'on désire avoir des temps très précis pour le déclenchement, on retouchera les valeurs des résistances R_1 à R_{11} , mais nous ne croyons pas que cela soit nécessaire dans la plupart des cas.

Après avoir soudé tous les composants, il est bon de nettoyer la plaquette du circuit imprimé avec une brosse dure imbibée d'un produit vendu à cet effet, ou, à défaut de tétrachlorure de carbone, d'essence rectifiée ou de chloroforme, puis d'y appliquer quelques couches de vernis pour photos (vendu en bombe).

Les seules mises au point consistent à régler la valeur du potentiomètre de 100 Ω qui shunte l'appareil de mesure (afin que l'aiguille ne butte pas en fin de course), et ensuite à relâcher éventuellement les ressorts de rappel des relais X_1 et X_2 en pliant légèrement la patte qui les retient, mais ceci n'offre guère de difficultés.

Cet appareil, agréable et facile à construire, procurera beaucoup de satisfaction aux chasseurs d'images. Son fonctionnement est très sûr, et son prix de revient, n'est pas élevé. Toutes ses possibilités n'ont pas encore été exploitées; nous songeons, par exemple, à une occultation automatique de la lumière du jour par relèvement d'un manchon de toile autour d'une plante de plein air, ou bien une prise de vue se faisant uniquement la nuit en intercalant dans le circuit une horloge-programmateur. Nos lecteurs, qui sont des cinéastes pleins de ressources, trouveront d'autres possibilités.

Nous leur souhaitons de merveilleux films d'animation.

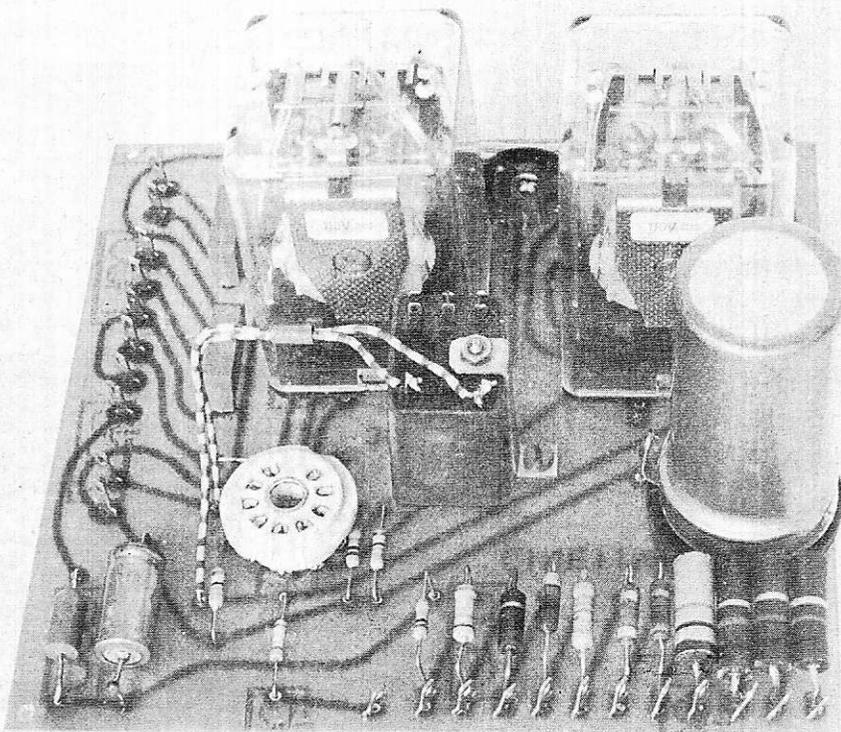
E. Tirmarche,
Institut de chimie-physique
université de Louvain-la-Neuve
Belgique.

Nomenclature des composants

R_1 : 100 M Ω (uniquement quand P_1 : 100 Ω .)	1 pont moulé BY179.
$C_1 = 22 \times 4,7 \mu\text{F}$ polyester).	1 pont moulé BY164.
R_2 : 40 M Ω .	1 diode BY127.
R_3 : 30 M Ω .	2 relais I.T.T. France, type DAE311, 110 V.
R_4 : 25 M Ω .	1 relais Siemens à 2 inverseurs 250 à 300 Ω .
R_5 : 20 M Ω .	1 tube ECC82 ou 12AU7.
R_6 : 15 M Ω .	1 suprt noval pour circuit imprimé.
R_7 : 10 M Ω .	1 appareil de mesure 0 à 0,5 ou 0 à 1 mA.
R_8 : 8 M Ω .	1 compteur électromécanique Sodeco Genève 220 V (facultatif).
R_9 : 5 M Ω .	2 interrupteurs (inter. 2 et 3).
R_{10} : 3 M Ω .	1 bouton-poussoir (inter. 1).
R_{11} : 1 M Ω .	1 commutateur 10 ou 11 positions.
R_{12} : 100 Ω .	1 bouton gradué.
R_{13} : 0,5 M Ω .	1 ampoule 50 à 100 mA/4 V.
R_{14} : 100 Ω .	1 témoin néon 220 V.
R_{15} : 22 k Ω .	1 transformateur.
R_{16} : 22 k Ω .	1 boîtier.
C_1 : 100 μF /100 V électrolytique ou	Petit matériel.
22 condensateurs de 4,7 μF polyester.	
C_2 : 50 μF /450 V.	
C_3 : 25 μF /70 V.	
C_4 : 0,1 μF /400 V polyester.	

**Prix de revient approximatif de ce cinétimer :
200 F (sans le compteur d'impulsions)**

Pour les éléments spéciaux (dans cet article par exemple, les relais ITT), l'approvisionnement est toujours délicat. Faites profiter nos lecteurs de vos bonnes adresses en nous les envoyant, que ce soit pour Paris, la province, la Belgique, la Suisse, etc.



ENSEMBLES EURELEC: ILS EXISTENT MAINTENANT EN KITS OU TOUT MONTÉS

Nul besoin d'être technicien expérimenté pour réussir les kits. Il suffit de suivre le guide de montage joint à chaque kit. Ses explications claires et détaillées, rédigées par des

spécialistes, sont complétées par de nombreux schémas et illustrations. Pour ceux qui le préfèrent, certains de ces ensembles existent maintenant tout montés.

ensemble HI-FI stéréo



Amplificateur mod. 168

- 2 x 4 W puissance nominale pour distorsion max de 5%. Réponse linéaire à -3 dB de 20 Hz à 20 kHz, tonalité incluse. Distorsion 1% à 3,5 W. Niveau de bruit -65 dB. Tension d'entrée: 260 mV pour 4 W. Impédance d'entrée 450 k Ω , de sortie 8. Alimentation avec transformateur à 125 V 160 V - 220 V CA.

Chaîne Hi-Fi

2 enceintes acoustiques spécialement prévues pour renforcer la qualité de reproduction de votre récepteur stéréophonique, chaque enceinte est équipée d'un haut-parleur de 4 W à double cône.

Platine tourne-disque stéréophonique

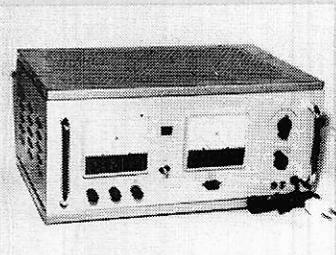
à moteur asynchrone 3 vitesses (33 - 45 et 78 tr/min). Dimensions: 36 x 12,5 x 26 cm.

Kit : Réf. 140.1970

Prix 750 F

Frais de port 25 F

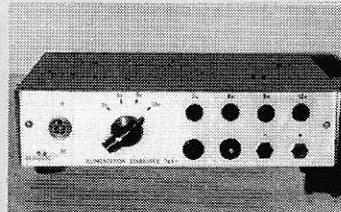
alimentation stabilisée professionnelle



- Tension continue 0 V à 50 V :
- Courant: 2 A
- L'alimentation est protégée électroniquement contre les surcharges et les courts-circuits.

Kit : Réf. 140.4413 - **Prix 675 F**
Assemblée : Réf. 180.4642 - **Prix 950 F**
Frais de port : 20 F

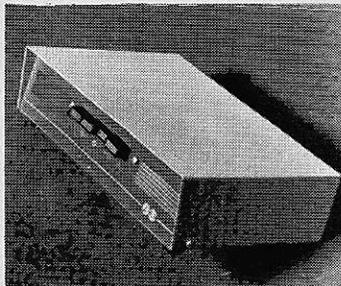
alimentation stabilisée



- 6 - 9 - 12 V
- 500 mA

Kit : Réf. 140.4402 - **Prix 120 F**
Assemblée : Réf. 184.643 - **Prix 200 F**
Frais de port 12 F

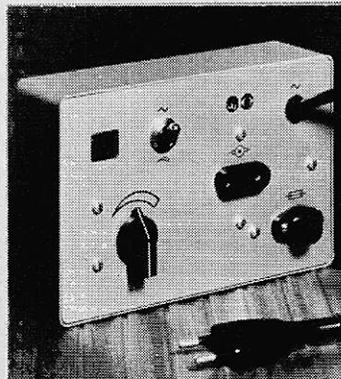
système d'alarme électronique



- Alimentation autonome par batterie
- Signal optique et acoustique, ce dernier pouvant être exclu à volonté
- Indication de la persistance ou absence de la cause d'alarme
- Impossibilité de neutraliser l'appareil en agissant sur ses connexions chaque tentative provoquant le déclenchement du signal d'alarme.

Kit : Réf. 140.4408 - **Prix 185 F**
Assemblé : Réf. 180.4644 - **Prix 258 F**
Frais de port 10 F

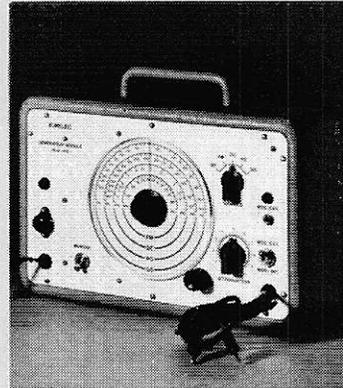
variateur de vitesse



- Tension d'alimentation: 110 à 220 V indifféremment
- Puissance: 800 W

Kit : Réf. 140.4409 - **Prix 75 F**
Assemblé : Réf. 180.4645 - **Prix 112 F**
Frais de port 10 F

générateur H.F. modulé



- G.O.: 165 à 500 kHz; P.O.: 525 à 1.800 kHz. O.C.: 5,7 à 12 MHz; F.M.: 88 à 108 MHz

- Modulation: 800 Hz environ avec une profondeur de modulation de 30%; possibilité de modulation externe

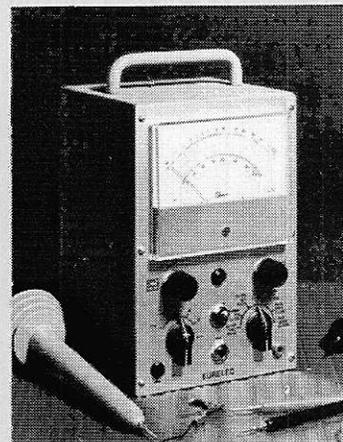
- Sortie: le réglage de la tension de sortie BF et HF est obtenu par un atténuateur continu

- Impédance de sortie: 50 Ω dissymétrique avec adaptateur extérieur pour 300 Ω symétrique

- Alimentation: secteur 125 - 160 et 200 V.

Kit : Réf. 140.1810 - **Prix 225 F**
Assemblé : Réf. 180.4646 - **Prix 370 F**
Frais de port 10 F

voltmètre électronique



- Impédance d'entrée: 11 m Ω
- Mesures de tensions continues: 7 gammes: 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V, avec probe H.T. jusqu'à 30.000 V

- Mesures de tensions alternatives: 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 V

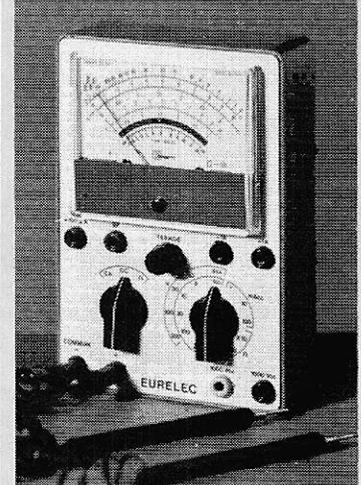
- Mesures de résistances de 0,1 Ω à 1000 M Ω

- Mesures de capacité de 10 pF à 2000 μ F
- Utilisation dans la gamme de fréquence: 30 Hz à 50 kHz, avec sonde jusqu'à 250 MHz

- Echelle graduée en dB: -10 à 5 dB
- Alimentation par transformateur 125-220 V

Kit : Réf. 140.4406 - **Prix 495 F**
Assemblé : Réf. 180.4647 - **Prix 705 F**
Frais de port 10 F

contrôleur universel



10.000 Ω /V
MESURES

- Tensions continues: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V fin d'échelle; sensibilité 10.000 Ω /V

- Tensions alternatives: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V fin d'échelle; sensibilité 3160 Ω /V

- Tensions de sortie: 3 - 10 - 30 - 100 - 300 V fin d'échelle

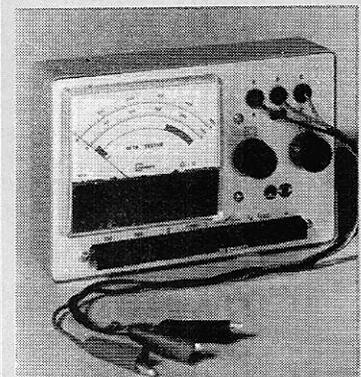
- Courants continus: 100 μ A - 1 mA - 10 mA - 100 mA - 1 A fin d'échelle

- Résistances: de 0 à 2 M Ω en deux gammes, gamme de 0 à 20.000 Ω , milieu d'échelle 200 Ω ; gamme de 0 à 2 M Ω , milieu d'échelle 20.000 Ω

- Niveau: 5 gammes de -12 dB à +52 dB niveau de référence 1 mW sur 600 Ω

Kit : Réf. 140.1809 - **Prix 125 F**
Assemblé : Réf. 180.4648 - **Prix 162 F**
Frais de port 10 F

transistormètre



- Possibilité de contrôle des transistors P.N.P. et N.P.N. et des diodes

- Mesures du coefficient B en deux portées: 250 et 500 f.e.

- Mesure du courant résiduel ICBO

- Mesure du courant direct et indirect d'une diode

- Alimentation interne à 3 éléments, de 1,5 V.

Kit : Réf. 140.4407 - **Prix 175 F**
Assemblé : Réf. 180.4649 - **Prix 266 F**
Frais de port 10 F



La révolution

américaine
continue



FIBRES OPTIQUES
Pour lecteurs,
lampes, codage,
détection. Avec schémas
2.75F mètre



PHOTOTRANSISTORS
Systèmes Anti-vol
et Codage 15F
Avec filtre InfraRouge
29F. Aussi Photo SCR's,



LENTILLES
15 de tous
types pour 34F

Il faut être

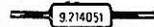


**AFFICHEURS A CRIS-
TAUX LIQUIDES....**
+ Schémas pour ré-
aliser une montre.
183,40 F..

...ou si vous voulez,
la montre complète 999F



**CONVERTISSEUR
TENSION/FREQUENCE**
20-20KHz dans une seule
gamme. Fonction jusqu'à
100KHz. Avec Schémas de
Fréquencesmètres, Détect.
de Mensonges, etc. 99F



THERMISTORS

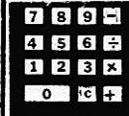
Coefficient négatif de
résistance avec tempé-
rature. 16F/le 5

Un supermarché électronique

vente
par

correspondance

Tout ce que vous ne
trouvez pas ailleurs



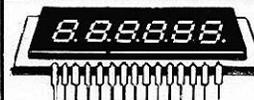
CLAVIERS

sur mesure... Con-
struisez vous même
vos claviers et
boutons poussoirs. Kit
de 5 = 30 touches 49F



**CONTROLEURS
LINEAIRES**

Résistance change
sous pression. Pour var-
iateurs de vitesse, lum-
ière. Schémas. 10 pour 39F



**AFFICHEUR
LED**

Six Chiffres!
59F...



CATALOGUE=ENVELOPE TIMBREE **L A R E I N E**
CHAQUE DEMANDEUR RECEVRA 53, RUE NOTRE DAME DE NAZARETH
GRATUIT UN FIBRE OPTIQUE! 75003 PARIS

(Nous avons aussi des Microprocessors!)

CENTRES RÉGIONAUX

21000 DIJON (Siège Social)

Rue Fernand Holweck
Tél.: 30.12.00

75011 PARIS

116, rue J.-P. Timbaud
Tél.: 355.28.30/31

59000 LILLE

78/80, rue Léon Gambetta
Tél.: 57.09.68

13007 MARSEILLE

104, boulevard de la Corderie
Tél.: 54.38.07

69002 LYON

23, rue Thomassin
Tél.: 37.03.13

68000 MULHOUSE

10, rue du Couvent
Tél. 45.10.04

INSTITUTS ASSOCIÉS

BENELUX

230, rue de Brabant
1030 BRUXELLES

SUISSE

5, route des Acacias
1211 GENÈVE 24

St-DENIS DE LA RÉUNION

134, rue du Mal-Leclerc
LA RÉUNION

TUNISIE

21 ter, rue Charles de Gaulle
TUNIS

CÔTE-D'IVOIRE

23, rue des Selliers
B.P. 7069 ABIDJAN
(près école Oisillons)

MAROC

6, avenue du 2 mars
CASABLANCA

Eurotechnique

Bon de commande

Je, soussigné:

NOM _____ PRÉNOM _____

ADRESSE: Rue _____ N° _____

Code Postal _____ Ville _____

1) Désire recevoir le (ou les) Kit(s) suivant(s):

Désignation _____ Réf. _____ Prix _____

Désignation _____ Réf. _____ Prix _____

Désignation _____ Réf. _____ Prix _____

2) Désire recevoir votre documentation N° F 236 sur vos kits.

Bon à adresser à Eurotechnique - 21000 Dijon



eurelec

bon d'examen gratuit

JE SOUSSIGNÉ:

NOM: _____ PRÉNOM: _____

DOMICILIÉ: RUE: _____ N° _____

VILLE: _____ CODE POSTAL: _____

désire examiner, à l'adresse ci-dessus, pendant
15 jours et sans engagement de ma part, le premier
envoi de leçons et matériel du cours de:

• Si je ne suis pas intéressé je vous le renverrai
dans son emballage d'origine et je ne vous
devrai rien.

• Si au contraire, je désire le garder, vous m'enver-
rez le solde du cours, à raison d'un envoi chaque
mois, soit:

Bon à adresser à Eurelec - 21000 Dijon

Cours de:

RADIO-STÉRÉO A TRANSISTORS
22 envois de 158 F + 10 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 79 F + 10 F (frais d'envoi).

ÉLECTROTECHNIQUE
17 envois de 126 F + 10 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 63 F + 10 F (frais d'envoi).

ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE
23 envois de 156 F + 10 F (frais d'envoi)
+ 1 envoi de 78 F + 10 F (frais d'envoi).

que je vous réglerai contre-remboursement (ajou-
ter 6,40 F de taxe des P.T.T.).

Dans ce cas, je reste libre de modifier le mode et
le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois
par simple lettre d'annulation et je ne vous devrai
rien.

Date et signature, _____
(pour les enfants mineurs signature
du représentant légal).

F 235

MONTAGES PRATIQUES

étude et réalisation d'un multivibrateur à très hautes performances

Fréquence maximale : 10 MHz

Temps de montée : 12 ns

Les tensions de forme rectangulaire sont très utiles pour de nombreuses applications. Elles sont indispensables, en particulier, pour la mesure des temps de montée ou de descente des amplificateurs.

Dans le cas des amplificateurs à très large bande, comme ceux des oscilloscopes notamment, les temps de commutation propre à l'amplificateur peuvent descendre à quelques dizaines de nanosecondes : un amplificateur passant 10 MHz à 3 dB a un temps de montée de 35 ns environ, qui tombe à 17 ns pour une bande passante de 20 MHz.

On conçoit dès lors que des mesures sérieuses ne peuvent être effectuées que si on dispose de créneaux ayant eux-mêmes des performances de cet ordre de grandeur, et si possible meilleures. Dans cet article, nous montrerons comment le passage du multivibrateur classique à un multivibrateur à couplage d'émetteurs permet d'approcher la solution de ce problème. Nous appliquerons cette étude à la réalisation d'un générateur de créneaux.

I - Le multivibrateur d'Abraham-Bloch

On connaît la structure de ce circuit impulsionnel classique, dont la **figure 1** rappelle le schéma. Les charges de collecteurs des transistors T_1 et T_2 sont constituées par les résistances R_3 et R_4 . Chaque base est reliée à la tension d'alimentation +E par une résistance, R_1 ou R_2 . Le couplage s'effectue grâce aux condensateurs C_1 et C_2 .

Rappelons brièvement le fonctionnement de ce dispositif, caractérisé par le fait que

les deux transistors ne peuvent évoluer qu'entre les états bloqué ou saturé, le blocage de l'un correspondant à la saturation de l'autre. Pour que cette première condition soit respectée, il faut que le courant de base I_B soit supérieur à $\frac{I_c}{\beta}$, où I_c est le courant de collecteur, et β le gain du transistor. Or à la saturation, le courant I_c est, par exemple pour T_1 :

$$I_c = \frac{E}{R_3}$$

De son côté, le courant I_B (si on néglige la tension base-émetteur), est donné par la relation :

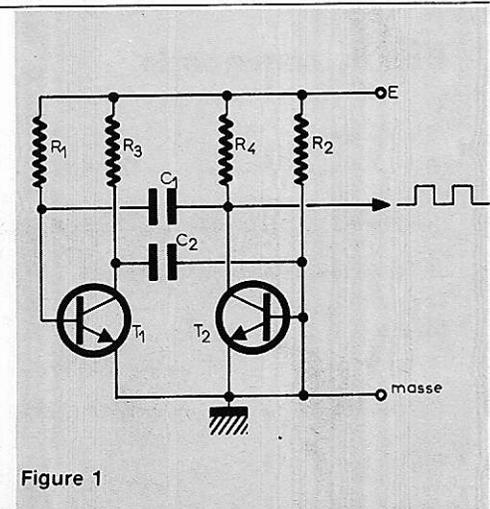


Figure 1

$$I_B = \frac{E}{R_1}$$

La condition de saturation s'écrit donc finalement :

$$\frac{E}{R_1} \geq \frac{1}{\beta} \frac{E}{R_3} \quad \text{ou} \quad R_1 \leq \beta R_3$$

Mécanisme du basculement

Supposons alors que le transistor T_1 soit saturé, T_2 étant bloqué. Le potentiel de collecteur de T_1 est voisin de zéro, celui de T_2 vaut $+E$. D'autre part, si nous supposons que le basculement vient de se produire, le condensateur C_2 dont l'armature gauche (sur la figure 1) était initialement au potentiel $+E$, alors que celle de droite était pratiquement à zéro, transmet cette différence de potentiel à la base de T_2 , qui se trouve au potentiel $-E$.

A partir de ce moment, C_2 se décharge à travers R_2 , avec la constante de temps $R_2 C_2$ (voir les courbes de la figure 2). Dès que la base de T_2 franchit le potentiel zéro, ce transistor commence à conduire : sa tension de collecteur V_{c2} descend, et cette baisse est transmise à la base de T_1 par le condensateur C_1 . T_1 cesse alors de conduire, ce qui fait remonter son potentiel de collecteur V_{c1} . Comme cette montée est transmise à la base de T_2 par le condensateur C_2 , il y a effet cumulatif, et on se trouve très vite dans le deuxième état, où T_1 est bloqué, tandis que T_2 est saturé.

Le même raisonnement nous montrerait alors que la base de T_1 passe au potentiel $-E$, puis que C_1 se décharge à travers R_1 , avec la constante de temps $R_1 C_1$. Le basculement suivant intervient quand la base de T_1 franchit à son tour le potentiel zéro.

La figure 2 résume les formes d'ondes observées aux principaux points du circuit de la figure 1.

Imperfection des signaux de collecteur

Dans le multivibrateur d'Abraham et Bloch ainsi conçu, les tensions sur les collecteurs des transistors T_1 et T_2 ne sont pas des créneaux parfaits.

Considérons en effet le collecteur de T_1 par exemple. Lorsque ce transistor se bloque, il faut que le condensateur C_2 se charge. Or, il ne peut le faire qu'à travers la résistance R_3 , donc avec la constante de temps $R_3 C_2$: les flancs ascendants des créneaux ont donc un temps de montée important.

On perçoit clairement ce phénomène sur la photographie de la figure 3.

II - Les ennuis dûs à la saturation

Dans le circuit de la figure 1, les transistors T_1 et T_2 fonctionnent tour à tour au blocage, puis à la saturation.

Or, quand un transistor est saturé, des porteurs minoritaires se trouvent accumulés en grand nombre dans la base. Au moment du blocage, ces porteurs doivent être évacués avant que le courant de collecteur puisse commencer à descendre. On observe donc un temps de désaturation t_s (notation due à l'appellation anglaise « storage time ») entre le moment où la base est rendue négative, et le moment où la tension de collecteur commence à descendre (figure 4). Ce délai limite naturellement le fonctionnement aux fréquences élevées.

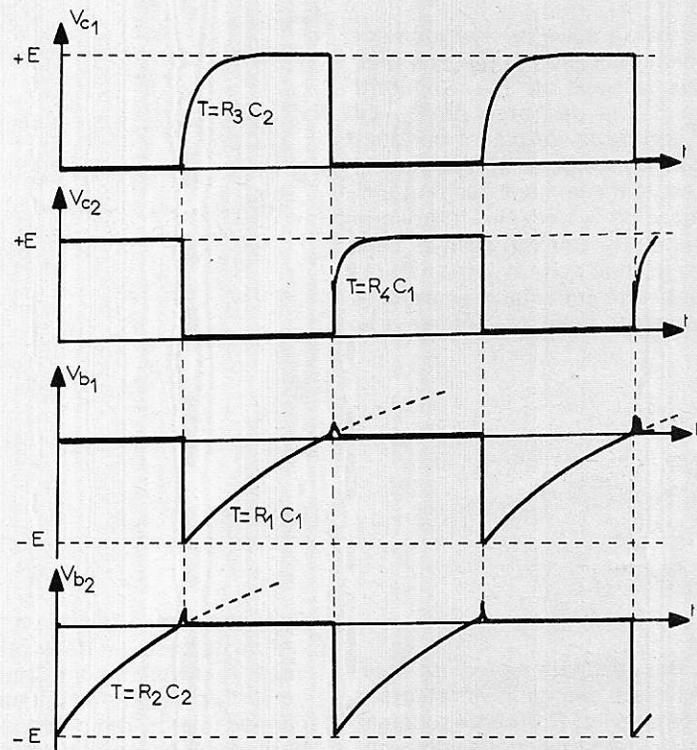


Figure 2

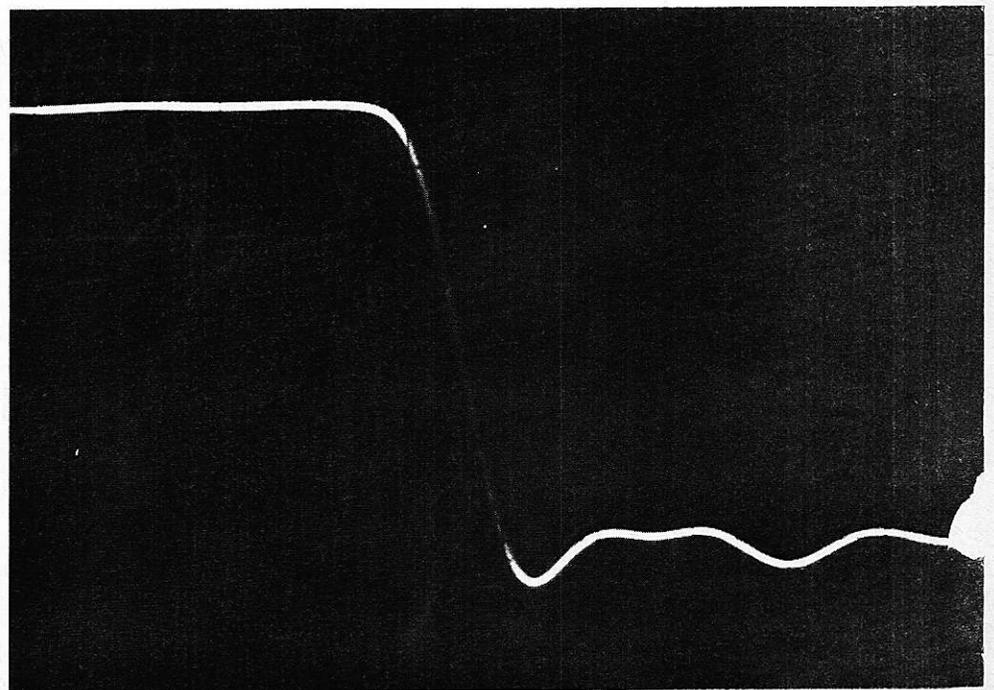


Figure 3

Un multivibrateur non saturé ?

On pourrait penser pallier ce défaut par la réalisation d'un multivibrateur non saturé. Dans le schéma de la figure 1, il suffit que les rapports R_1/R_3 , ou R_2/R_4 , soient inférieurs aux gains en courant β_1 et β_2 des transistors T_1 et T_2 .

Outre que cette solution n'améliore pas les temps de montée (elle les allonge au contraire), elle conduit à l'observation sur les collecteurs de formes d'ondes comme celle de la figure 5.

L'explication est la suivante : au moment du blocage d'un transistor, T_1 par exemple, il passe dans la base de T_2 un courant élevé, fourni par la décharge de C_2 . Le transistor T_2 est alors fortement conducteur (intervalle de temps t_1, t_2). Par contre, lorsque C_2 est suffisamment déchargé, le courant de base de T_2 n'est plus fourni que par la résistance R_2 . Comme celle-ci a été choisie assez grande pour éviter la saturation, le potentiel de collecteur remonte, et conduit au nouveau palier de l'intervalle t_2, t_3 .

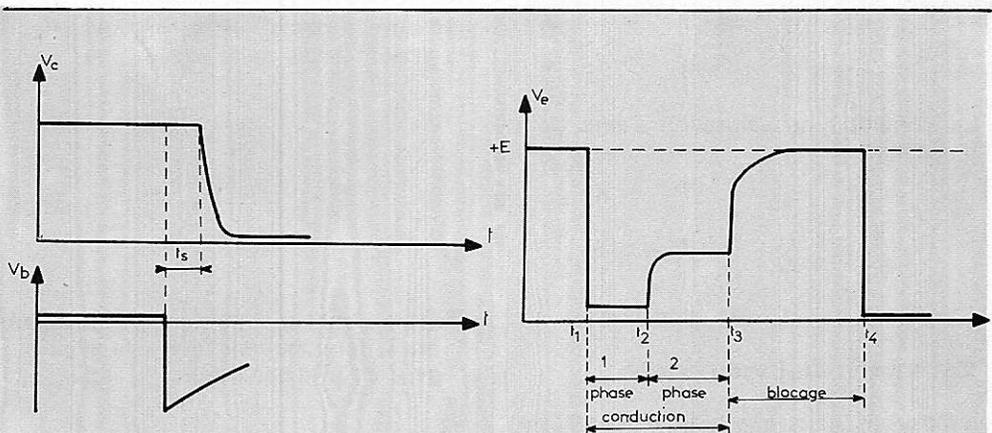


Figure 4

Figure 5

III - Multivibrateur à couplage d'émetteurs

On arrive à des résultats nettement meilleurs en réalisant des multivibrateurs à couplage d'émetteurs. Différents schémas sont utilisables, mais nous nous limiterons à l'analyse de celui que nous avons finalement retenu pour notre réalisation pratique (figure 6).

Dans ce circuit, alimenté sous la tension E_2 , la base du transistor T_1 est maintenue à un potentiel fixe E_{e1} , fraction de E_2 . Les émetteurs des deux transistors, chargés respectivement par les résistances R_2 et R_3 , sont réunis par le condensateur C. Sur la base de T_2 parviennent directement les tensions de collecteur de T_1 , prélevés aux bornes de la résistance R_4 .

La résistance R_4 , rigoureusement inutile au fonctionnement du multivibrateur, ne sert, comme nous le verrons, qu'à prélever les signaux de sortie.

Explication du fonctionnement

Nous laisserons de côté les calculs, relativement complexes, qui conduisent notamment à la détermination de la période, et nous limiterons à une analyse qualitative simplifiée.

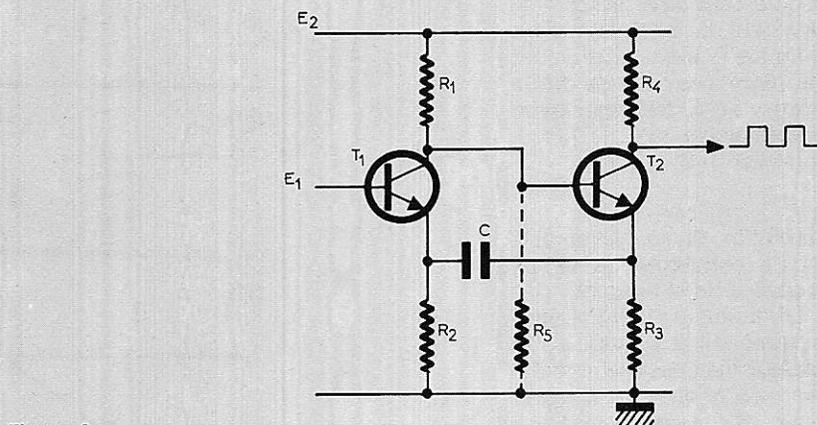


Figure 6

Supposons qu'à l'instant t_1 , le transistor T_1 vienne de basculer de la saturation au blocage. Il en résulte une brusque remontée de son potentiel de collecteur V_{c1} , entraînant la même remontée du potentiel de base V_{b2} et du potentiel d'émetteur V_{e2} de T_2 .

Cette remontée, transmise par le condensateur C, fait passer la tension d'émetteur de T_1 , V_{e1} , au-dessus de E_{e1} , confirmant le blocage de T_1 : il y a donc effet cumulatif.

A partir de cet instant, le condensateur C va se charger à travers R_2 , son courant de charge étant fourni par l'émetteur de T_2 . Tant que ce courant est suffisant pour maintenir dans R_2 une différence de potentiel supérieure à E_{e1} , T_1 reste bloqué. Par contre, quand le condensateur est suffisamment chargé, le courant dans R_2 diminue, et C_2 passe en dessous de E_{e1} : alors, T_1 commence à conduire, et son potentiel de collecteur V_{c1} diminue (instant t_2).

Il en résulte une diminution de V_{b2} et de V_{e2} qui, transmise par C, confirme la conduction de T_1 : l'effet est à nouveau cumulatif. A partir de ce moment, le condensateur C se charge à travers la résistance R_3 , grâce au courant d'émetteur de T_1 . Le courant de charge, créant une différence de potentiel aux bornes de R_3 , blo-

que T_2 jusqu'à ce que C soit suffisamment chargé. Alors, un nouveau basculement intervient, et ramène le système dans l'état initial (instant t_3), quand le potentiel V_{e2} est passé en-dessous de V_{c1} .

Finalement, on recueille des créneaux rectangulaires aux bornes de R_4 , et des signaux en dents de scie aux bornes de R_2 et de R_3 , comme le montrent les courbes de la figure 7. Dans cette figure, ΔV est l'amplitude des créneaux recueillis sur le collecteur de T_1 : elle dépend du rapport des résistances R_1 et R_2 . Le petit décrochement observé dans les tensions d'émetteurs (à l'instant t_2 pour V_{e1}), tient à la variation de tension émetteur-base.

Prélèvement des signaux de sortie

On pourrait prélever les créneaux directement sur le collecteur de T_1 . Toutefois, on obtient de meilleurs résultats en insérant une petite résistance R_4 entre l'alimentation et le collecteur de T_2 .

Pour améliorer encore le fonctionnement, il est souhaitable d'éviter la saturation de T_2 : on se débarrasse ainsi du temps de désaturation t_s dû à l'accumulation de porteurs minoritaires dans la base. Ce résultat peut être obtenu en ajoutant une résistance R_5 entre la base de T_2 et la masse, de façon à constituer avec R_4 un diviseur de tension (voir figure 6).

IV - Application pratique : multivibrateur à hautes performances

L'étude que nous venons de faire est appliquée à la réalisation d'un générateur de signaux rectangulaires, prévu pour donner six fréquences étagées de 30 kHz à 10 MHz.

Le schéma complet en est indiqué dans la **figure 8**. L'alimentation s'effectue sous une tension de 12 V, stabilisé par la diode zener DZ_1 qui alimente la résistance R_1 de 220 Ω . En aval, il faut appliquer une tension de 15 à 17 V environ (nous verrons plus loin la partie alimentation). Cette tension de 12 V est découplée par le condensateur électrochimique C_2 de 47 μF , et par le condensateur C_1 , de 22 nF, à film plastique.

Les deux transistors utilisés sont des NPN pour commutation rapide, de type 2N2368. Le potentiel de base de T_1 est maintenu à 6,2 V, grâce à la diode zener DZ_2 et à la résistance R_2 de 3,3 k Ω . On a choisi des résistances de charge très faibles, pour minimiser l'influence des capacités parasites. R_3 , dans le collecteur de T_1 , ne fait que 180 Ω .

Les valeurs des résistances d'émetteurs fixent le rapport cyclique. On obtient, avec celles que nous avons choisies ($R_4 = 680 \Omega$ et $R_6 = 820 \Omega$), des créneaux symétriques.

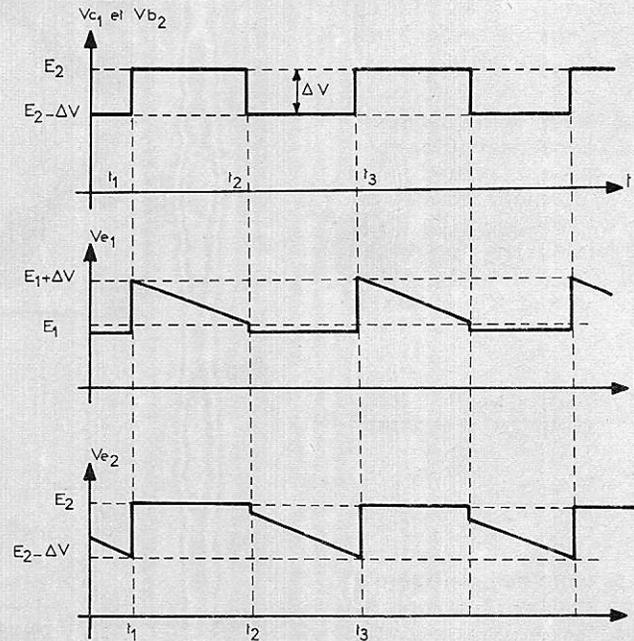


Figure 7

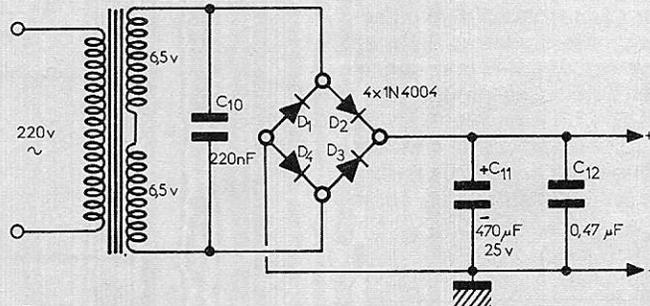


Figure 9

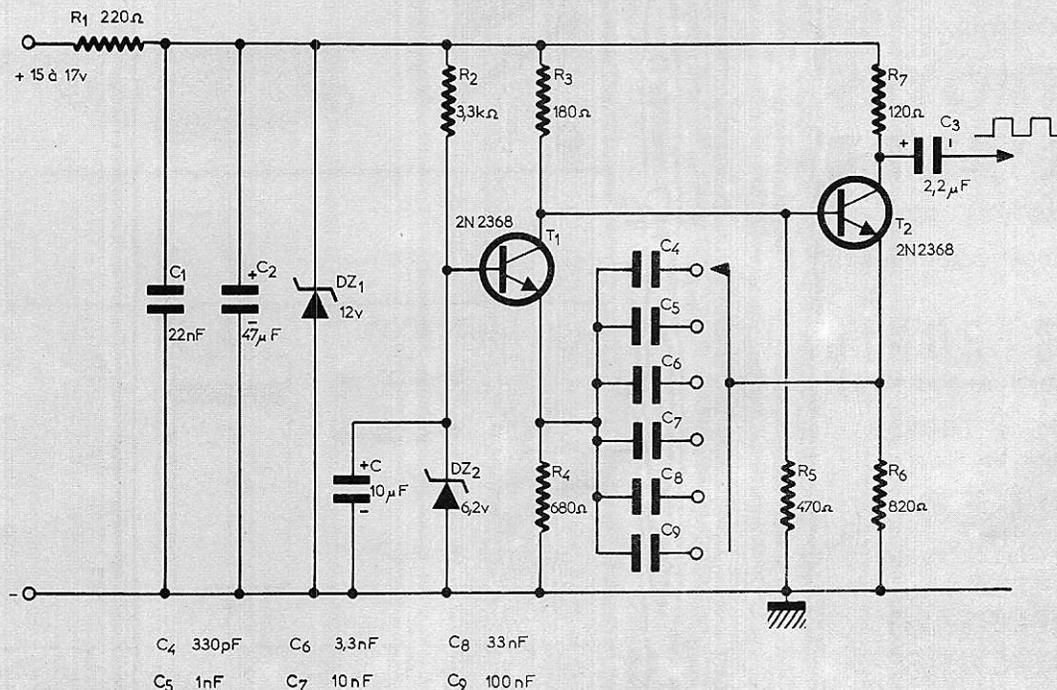


Figure 8

Pour éviter la saturation de T_2 , sa base, comme nous l'avons expliqué, est ramenée à la masse par la résistance R_5 de 470Ω . C'est aux bornes de R_7 (120Ω) qu'on prélève les tensions de sortie, à travers le condensateur C_3 de $2,2 \mu F$.

Toutes ces valeurs fixées, la fréquence ne dépend plus que du condensateur de couplage inséré entre les deux émetteurs. Un commutateur K à 6 positions permet de sélectionner les condensateurs C_4 à C_9 , dont l'étagement donne les fréquences suivantes : 10 MHz (C_4), 3 MHz (C_5), 1 MHz (C_6), 300 kHz (C_7), 100 kHz (C_8) et 30 kHz (C_9).

L'alimentation :

On trouvera son schéma dans la **figure 9**. Un transformateur abaisse la tension du secteur à 13 V efficaces (nous avons choisi un modèle comportant deux enroulements primaires de 6,5 V, associés en série ; une puissance de 5 VA suffit).

Le condensateur C_{10} de 220 nF (film plastique) protège les quatre diodes utilisées en pont redresseur à double alternance, contre les surtensions. Ces diodes, D_1 à D_4 , sont des 1N4004 ou équivalent. Le filtrage est assuré d'une part par le condensateur électrochimique C_{11} de $470 \mu F$ (tension de service 25 V), et d'autre part, par le condensateur C_{12} de $0,47 \mu F$.

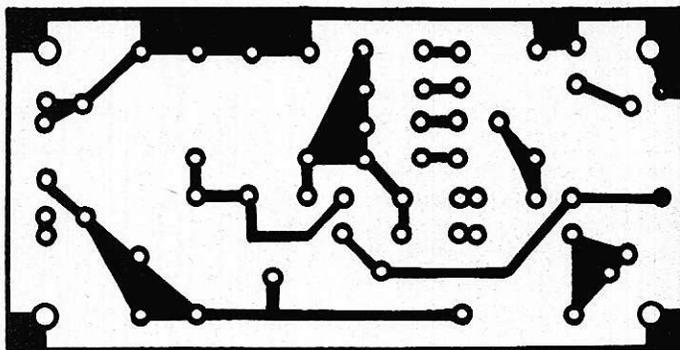


Figure 10

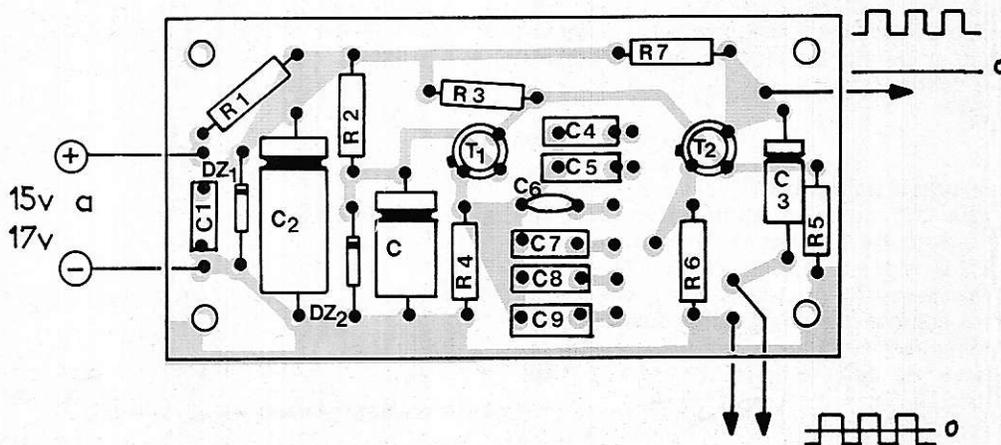


Figure 11

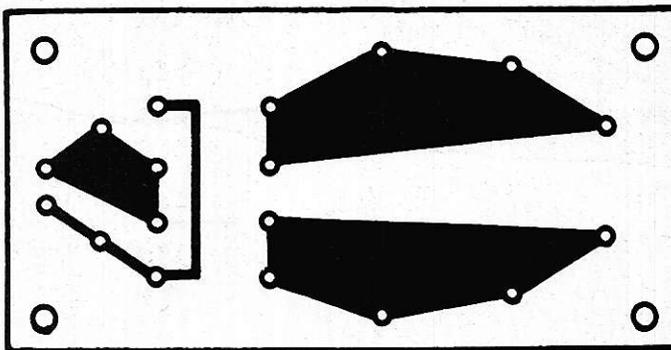


Figure 12

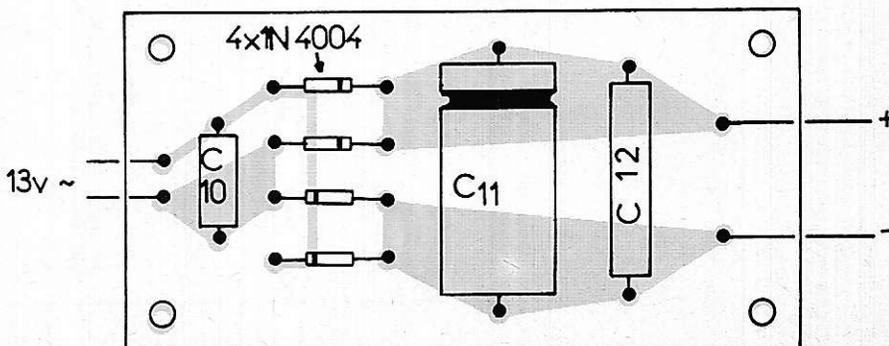


Figure 13

électroniciens amateurs...

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

ou des départements voisins :
achetez vos pièces détachées à

AUBELECTRONIC

5, rue Viardin, à TROYES
(derrière la Caserne Beurnonville)

Tél. : (25) 72-52-93

Distributeur exclusif - OFFICE DU KIT -

CHOIX IMPORTANT
PRIX COMPÉTITIFS

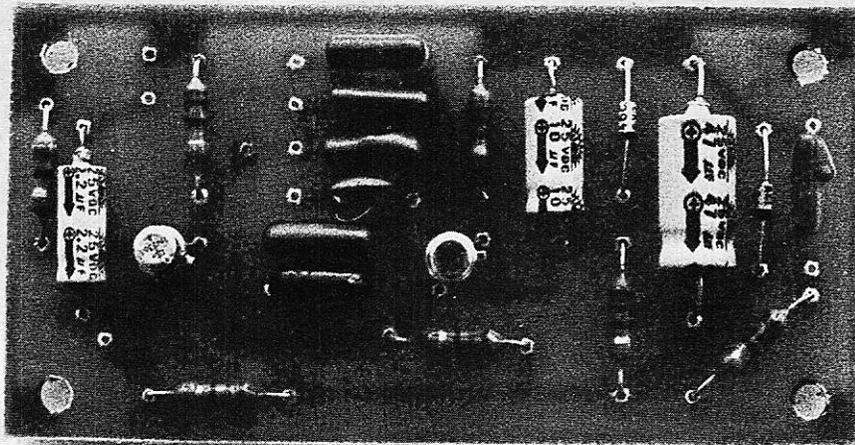


Figure 14

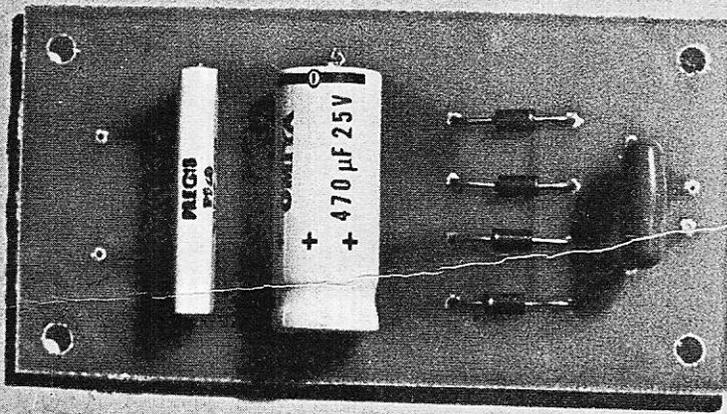


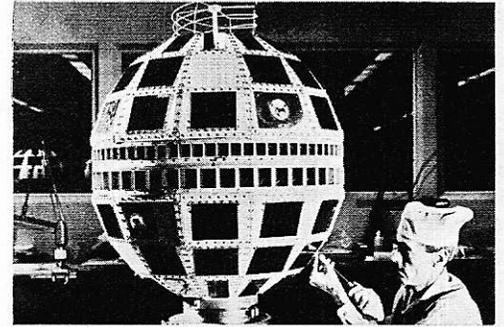
Figure 15

V - Les circuits imprimés et leur câblage

L'ensemble est câblé sur deux petits circuits imprimés, dont l'un porte le multivibrateur, et l'autre l'alimentation. Leurs dessins, et les schémas d'implantation correspondants, sont respectivement donnés dans les figures 10, 11, 12 et 13, complétées par les photographies des figures 14 et 15.

VI - Réalisation mécanique

Elle n'offre aucune difficulté, la seule précaution à prendre étant de réaliser un câblage aussi court que possible, notamment pour les fils de sortie.



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 ■ Radioréception - 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 Hertiens - Hyperfréquences - Radar ■ Radio-Télécommande ■ Téléphotographie - Piézo-Electricité - Photo Electricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique électronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation - Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automaton - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation ■ Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs 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 ■ Dessin Industriel en Electronique ■ 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 - ÉLECTRONIQUE

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. METHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE « Radio - TV - Service » Technique soudeuse - 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.	■ INGENIEUR Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
	COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE
24 RUE JEAN MERMOZ • PARIS 8^e • Tel 225 74 65
Metro Saint Philippe du Roule et F D Roosevelt Champs Elysées

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

infra
METRO SAINT PHILIPPE DU ROULE
R.P.

AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

Enseignement privé à distance.

Notre réalisation personnelle a été insérée dans un ensemble plus complexe de mesures. Toutefois, nous avons prévu la dimension des circuits imprimés pour que le montage complet (deux circuits, un transformateur, le commutateur K), tienne très à l'aise dans un coffret TEK0 modèle P/3. Les deux circuits ayant la même dimension, peuvent être fixés l'un au-dessus de l'autre, par des vis communes.

VII - Les résultats obtenus

Il nous semble plus intéressant, par contre, d'illustrer les résultats obtenus à l'aide de quelques oscillogrammes. Ceux-ci ont été relevés sur un oscilloscope ayant une bande passante de 100 MHz, et affecté d'un temps de montée propre de 7 nS.

La photographie de la **figure 16** montre les rectangulaires observées à la fréquence maximale, soit 10 MHz. On peut constater que leur allure est encore très convenable. Une part non négligeable des oscillations HF qui affectent les paliers, est d'ailleurs due à la synchronisation externe que nous avons dû prélever sur l'émetteur de T_1 , l'oscillogramme obtenu en synchronisme interne n'étant pas, à cette fréquence, suffisamment stable pour permettre une prise de vue photographique.

La **figure 17** montre, à 300 kHz, les créneaux rectangulaires pris sur le collecteur de T_2 , en même temps que les signaux d'émetteur de T_1 (il y a naturellement inversion de phase des créneaux par rapport à la figure 7, où ils étaient considérés sur le collecteur de T_1).

Enfin, la **figure 18** montre le signal d'émetteur de T_2 , à la fréquence maximale de 10 MHz : on voit que le montage pourrait être utilisé comme source de dents de scie à très haute fréquence, avec des performances dignes d'intérêt.

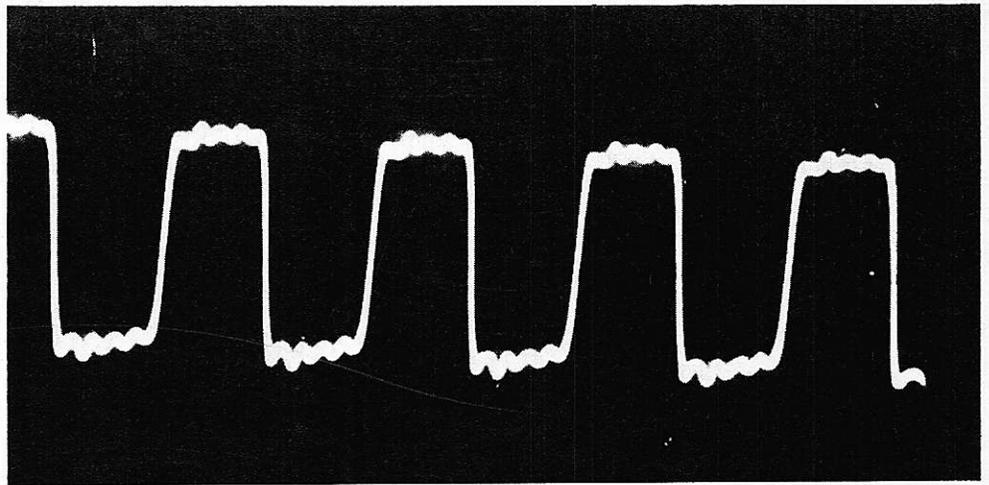


Figure 16

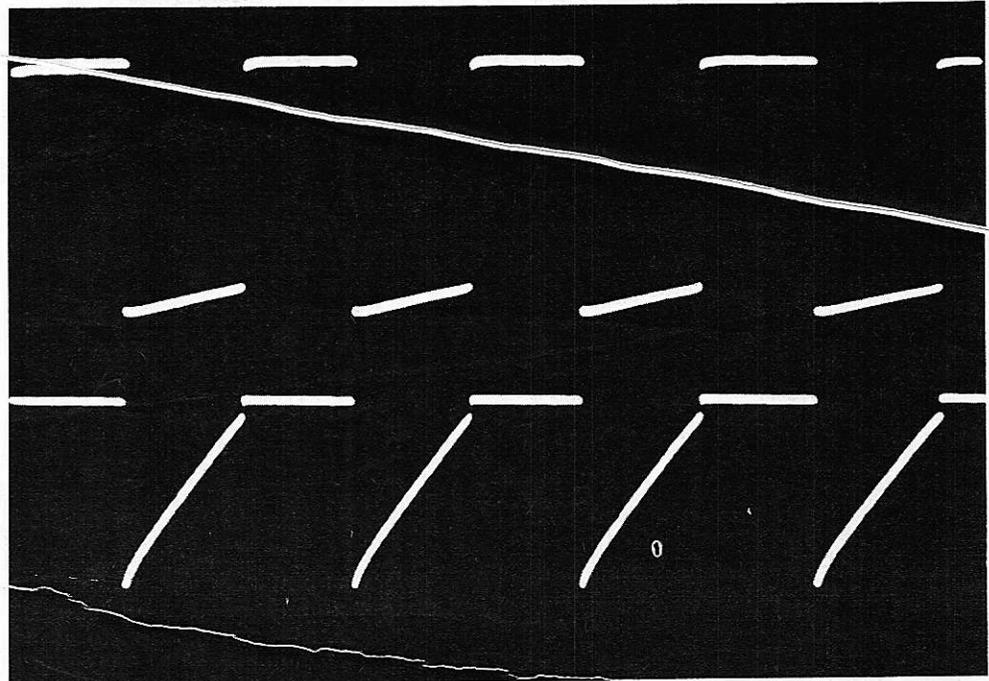


Figure 17

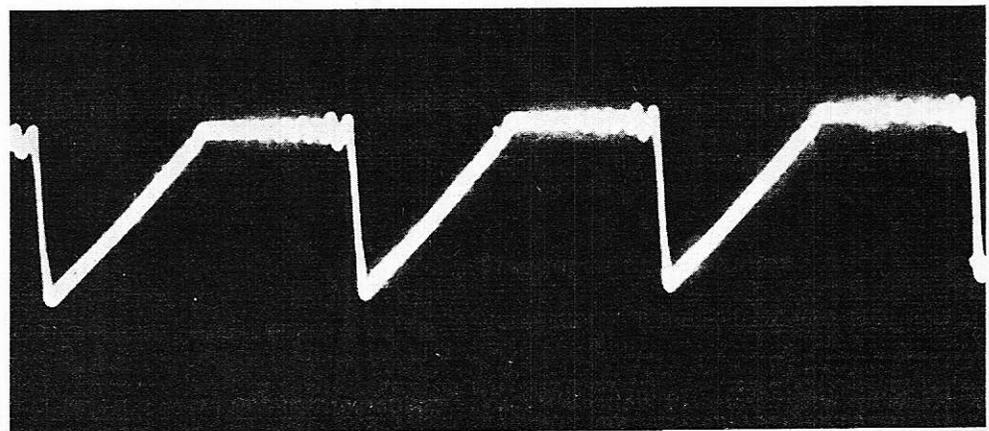


Figure 18

Nomenclature des composants

- 2 transistors 2N2368 (T_1 et T_2)
- 4 diodes 1N4004 (D_1 à D_4)
- 1 diode zener 12 V-0,4 W ($DZ1$)
- 1 diode zener 6,2 V-0,4 W ($DZ2$)
- 1 résistance 220 Ω -0,5 W (R_1)
- 1 résistance 3,3 k Ω -0,5 W (R_2)
- 1 résistance 180 Ω -0,5 W (R_3)
- 1 résistance 680 Ω -0,5 W (R_4)
- 1 résistance 470 Ω -0,5 W (R_5)
- 1 résistance 820 Ω -0,5 W (R_6)
- 1 résistance 120 Ω -0,5 W (R_7)
- 1 condensateur 22 nF céramique (C_1)
- 1 condensateur chimique 47 μ F/25 V (C_2)
- 1 condensateur chimique 10 μ F/12 V min. (C_3)
- 1 condensateur 330 pF (C_4)
- 1 condensateur 1 nF (C_5)
- 1 condensateur 3,3 nF (C_6)
- 1 condensateur 10 nF (C_7)
- 1 condensateur 33 nF (C_8)
- 1 condensateur 100 nF (C_9)
- 1 condensateur 220 nF (C_{10})
- 1 condensateur 470 μ F/25 V chimique (C_{11})

- 1 condensateur 0,47 μ F (C_{12})
- 1 condensateur chimique 2,2 μ F/25 V (C_{13})
- 1 commutateur 1 circuit - 6 positions
- 1 transformateur primaire 220 V - secondaire 2 fois 6,5 V (ou 2 fois 6,3 V ou

- un seul enroulement de 12 à 13 V). La puissance de ce transformateur sera de quelques VA
- 2 circuits imprimés
- Eventuellement 1 boîtier Teko référence P/3.



COURRIER DES LECTEURS

Amis lecteurs,

N'hésitez pas à nous écrire
Nous vous répondrons, soit dans les colonnes de la revue, soit
directement à la condition de joindre à votre demande une enve-
loppe timbrée

Compte tenu de l'abondance du courrier, nous vous demandons
d'être patients : un délai de trois semaines est une moyenne habi-
tuelle

Nous tenons cependant à vous préciser que nous ne répondons
qu'aux lettres nous demandant des renseignements complémen-
taires aux réalisations publiées dans la revue

Nous ne possédons pas de schémathèque d'appareils de com-
merce (en particulier, Hi-Fi, émission-réception) : tout au plus,
pouvons-nous vous communiquer les adresses des constructeurs
D'autre part, il est exclu dans le cadre du courrier d'établir des
études techniques particulières qui demanderaient en effet une
structure inhabituelle à une revue

Nous comptons sur votre compréhension et votre fidélité

**M. L. DEPAIX, 94600 Choisy-le-Roi. Arti-
cle : « Commutateur électronique d'oscil-
loscope à circuit intégré », n° 311, page 30 :
Où se procurer le transistor FET 2N5245, à
défaut un équivalent et où le trouver ?**

Il est toujours difficile de trouver une équi-
valence pour les transistors à effet de
champ. Le plus proche serait le type
2N3966 de SESCOSEM que vous pourriez
vous procurer à la GEDIS, 165/169, rue J.-
P.-Timbaud, 92400 Courbevoie.

**M. D. HUREAUX, 51100 Reims. Demande
des précisions sur le convertisseur conti-
nu/continu du n° 330.**

Comme il s'agit d'alimenter un auto-radio
6 V sur une voiture 12 V, vous êtes dans le
cas « augmentation du débit de sortie »
page 32, en conséquence :

C₁, C₂, C₃ et C₄ (tripleur) doivent avoir une
capacité de 4 700 µF. Pour C₇ il est bien
indiqué 0,47 µF.

C₅ est bon à 470 µF, mais qu'entendez-
vous par « avec la représentation C₅ » ?

C₈ et C₉ sont forcément de valeurs égales,
0,47 µF c'est donc bon.

Pour C₆, et c'est bien indiqué dans le texte,
il doit être porté à 4 700 µF s'il subsiste un
ronflement. Nous avons l'impression que
vous confondez un peu toutes ces valeurs
de condensateurs. N'écrivez pas uF, mais
µF vous serez mieux compris.

**M. P. KINKIN, 51100 Reims. Article : « Un
stroboscope pour spectacle », n° 319,
page 24 : 1° puissance des résistances 2 ×
100 Ω et 2 × 37 kΩ. 2° branchement du
voyant néon « circuit peu précis ». 3° ten-
sion des 8 condensateurs de 2,2 µF. 4°
branchement du thyristor (BT101500R).**

1° Pour chacune de ces résistances, vous
pouvez adopter une puissance d'un demi-
watt. 2° Nous ne voyons pas en quoi le
branchement du néon vous gêne, c'eût été
à vous de nous donner des précisions sur
vos difficultés ! 3° Minimum 250 V. 4° D'un
côté vous avez 2 électrodes, la plus courte
est la gâchette, la plus longue est la
cathode. De l'autre côté vous remarquez
une seule électrode (tige filetée) il s'agit de
l'anode.

**M. G. LEBLANC, 86000 Poitiers. A rem-
placé sur son téléviseur un tuner UHF à
système rotatif par un modèle plus prati-
que à sélection de programmes. Un incon-
vénient toutefois, avec le nouveau tuner il
lui est impossible d'avoir le son et l'image
en même temps. Pour avoir le son il faut
faire disparaître l'image et inversement.
Demande s'il y a une solution à une telle
anomalie ?**

Le fait de ne pas avoir le son en même
temps que l'image indique clairement que
vous êtes réglé sur un canal inversé, le
tuner n'est donc pas en cause. C'est par
commutation que l'on trouve les canaux
normaux et les canaux inversés. Vous
devez donc consulter le fabricant de votre
tuner UHF afin qu'il vous adresse le
schéma correspondant.

**M. J.P. CATHIARD, 69300 Caluire. Article
« Le stroboscope et flash électronique
télécommandé », n° 316, page 64. Ques-
tion : peut-on remplacer le « triac » 17T4
par un SCR141D.**

Le semi-conducteur 17T4 n'est pas un
triac mais un thyristor fabriqué par SES-
COSEM. En revanche le SCR141D est bien
un triac (nos documents ne font pas état
d'un SCR). Etant donné que le 17T4 est très
courant il est préférable de ne pas modifier
le montage. Vous pourrez vous procurer le
17T4 à la GEDIS, 165-169, rue J.-P. Tim-
baud, 92400 Courbevoie.

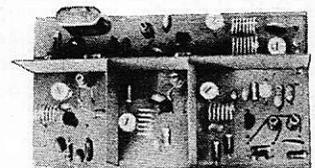
**M. J.L. FALCOU, 94240 L'Hay-les-Roses.
Article « Synchronisateur de diapositives »,
n° 325, p. 71. Questions : 1° Où se procurer
le transistor 2N2891. 2° Vous faites allu-
sion au réglage des filtres passe-bas, com-
ment faire ce réglage.**

1° Il s'agit d'un transistor fabriqué par SES-
COSEM que vous pourrez vous procurer à
cette adresse : GEDIS, 165-169, rue J.-P.-
Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788-67-
70. 2° Nous ne voyons pas dans l'article
d'allusion à ce réglage. A partir du moment
où le circuit imprimé a été bien réalisé et
que les résistances et capacités sont de la
valeur recommandée, les filtres, comme le

reste du montage, doivent fonctionner du
premier coup. D'ailleurs il faut qu'il en soit
ainsi car l'appareillage de réglage n'est pas
en possession des amateurs, tant s'en faut.

**M. G.M. BROUSSIER, Marseille (5°).
Demande les adresses de fabricants étran-
gers de transistors d'une puissance de
1 000 à 2 000 W.**

SILICON TRANSISTOR CORP Katrina
Rd. Chelmsford. Massachussetts 01824
(uSA) fabrique les types STC2500, 2501 et
2502 de 500 W, 150 A sous un Vce de
170 V, avec des groupages parallèles vous
pourriez obtenir la puissance désirée. Vous
pourriez consulter également : SILEC
semi-conducteurs, 69, rue de Monceau,
75008 Paris. Suivant votre demande, voici
l'adresse de représentant RTC pour Paris :
RADIO-VOLTAIRE, 150/155, avenue
Ledru-Rollin, 75011 Paris.



Convertisseur UKW BERICHTE

Si vous avez des fonds de tiroirs (condensateurs,
résistances), vous pourrez réaliser, à peu de frais,
le convertisseur 144 MHz UKW BERICHTE ci-dessus.
C'est l'un des nombreux montages décrits dans les
revues en français de VHF COMMUNICATIONS et
dont les kits sont disponibles. Par exemple, le kit
du convertisseur UKW réf. DL 6 SW 004, comprenant :
le circuit non percé, avec implantation des compo-
sants, le Qz 38.667 HC-6/U, les 5 trimmers, les
5 transistors, les 5 mandrins avec noyaux et les
blindages, ne coûte que 104,50 F T.T.C. (+ 6,00 F
de port).

Si vous voulez étudier le montage, commandez sans
attendre le numéro F 1 : 17,00 F (les schémas étant
publiés dans cette revue, ils ne sont pas joints aux
kits).

Les 3 numéros spéciaux EN FRANÇAIS sont toujours
disponibles : F 2 : 20 F ; F 3 : 31 F ; ou les
3 ensemble (F 1, F 2, F 3, avec reliure) : 70 F
(+ 4,00 F de port). Dans chacun, 120 pages de
technique, de montages vérifiés et essayés, de kits
réalisables.

Sommaire des 3 revues et liste des kits avec tarif
contre enveloppe à votre adresse, timbrée à 0,85 F.

**Mlle MICHEL Christiane, F 5 SM
89117 PARLY**

nouveautés informations

SGS-ATES Paires complémentaires de puissance

La nouvelle gamme de paires de transistors de puissance du BD533 au BD538 et du 2N6121 au 2N6126 a été créée pour satisfaire l'utilisation en matériel radio et HI-FI ainsi que dans le domaine industriel, pour les régulateurs et les circuits de commutation.

Ces paires complémentaires de puissance à courant de 4 A sont disponibles en boîtier plastique Versawatt (TO 220). Les caractéristiques maximales de ces NPN et PNP sont, suivant les modèles :

$V_{CBO} = 45 \text{ V}, 60 \text{ V}, 80 \text{ V}.$
 $V_{CEO} = 45 \text{ V}, 60 \text{ V}, 80 \text{ V}.$
 $I = 4 \text{ A}.$
 $I_B = 1 \text{ A}.$
 $f_t = > 3 \text{ MHz}.$
 $P_{tot} = 50 \text{ W}.$



Amplificateur modulaire

L'amplificateur se présente sous la forme d'un module complet comprenant le transformateur d'alimentation, le redressement, la carte de commande, les transistors de sortie sur radiateurs. Toutes les connexions sont faites par connecteur, ce qui permet un remplacement très rapide sans pour autant exiger des connaissances techniques de la part de l'utilisateur.

Caractéristiques :

- Entrée par jack mono au niveau de 400 mV pour 22 k Ω ; dans le cas où l'on désire un réglage de niveau, utiliser un potentiomètre de 10 k Ω en branchant l'entrée de l'ampli sur le curseur;
- Sortie par fiches bananes 4 mm standard : 75 W efficaces sur charge de 4 Ω ; 50 W efficaces sur charge de 8 Ω ;
- Distorsion harmonique inférieure à 0,25 % pour 50 W sur 8 Ω ;
- Gamme de fréquence : 25 à 50.000 Hz;
- Rapport signal/bruit supérieur à 80 dB;
- Protection par fusible secteur sur l'alimentation continue et limiteur électronique de courant;
- L'alimentation se fait sur secteur 220 V 50 Hz;
- Dimensions : hauteur : 115 mm; longueur : 320 mm; épaisseur : 180 mm hors tout;
- Poids : 3,75 kg environ;
- Distribué par ETELAC

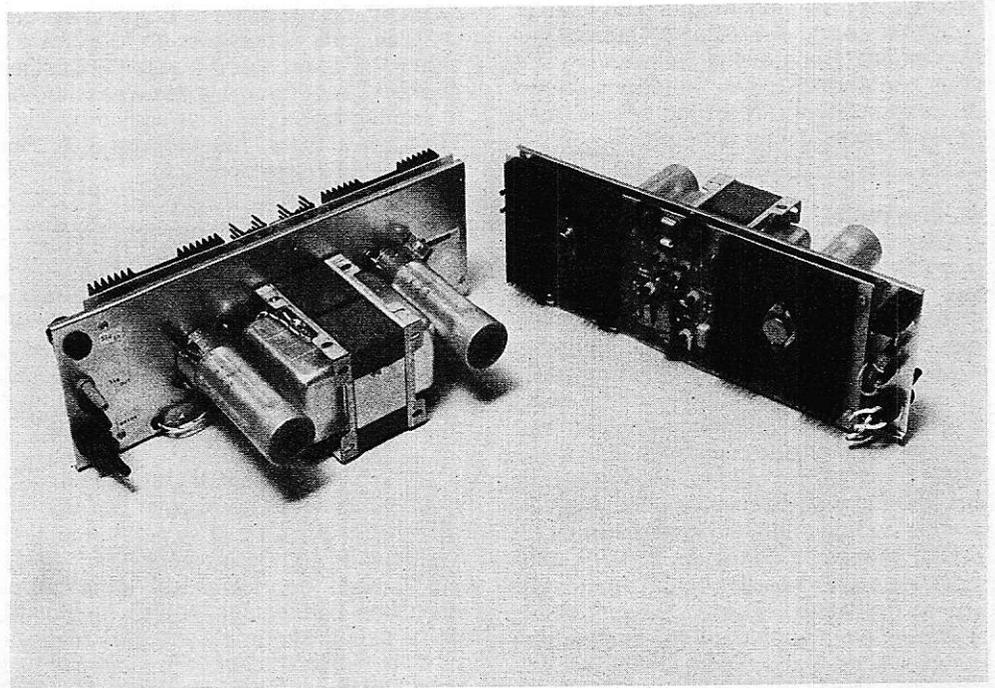
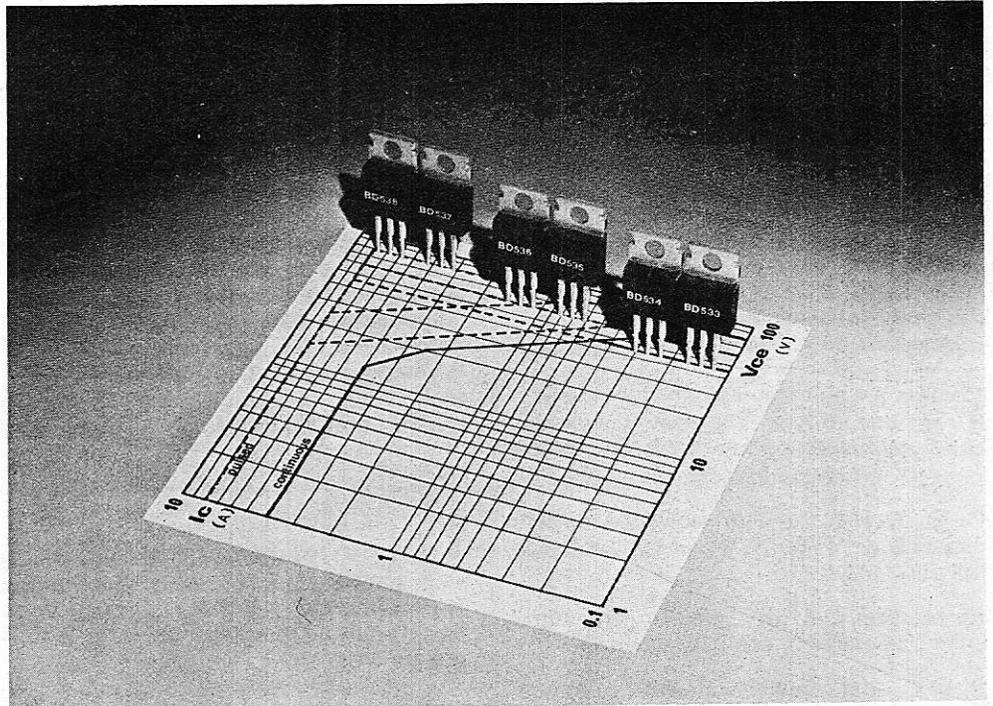


TEKTRONIX Oscilloscope Téléquipment D61A

La gamme d'oscilloscopes de cette firme s'agrandit avec la naissance du D61A de conception plus moderne que son aîné le D61.

Cet appareil est particulièrement destiné au dépannage TV, à l'enseignement et à différentes applications en laboratoire.

Double trace, sensibilité 10 mV, bande passante de 10 MHz. Les caractéristiques du circuit de déclenchement s'adaptent automatiquement à la vitesse de balayage choisie. Le D61A choisit automatiquement, en double trace, le mode découpé à

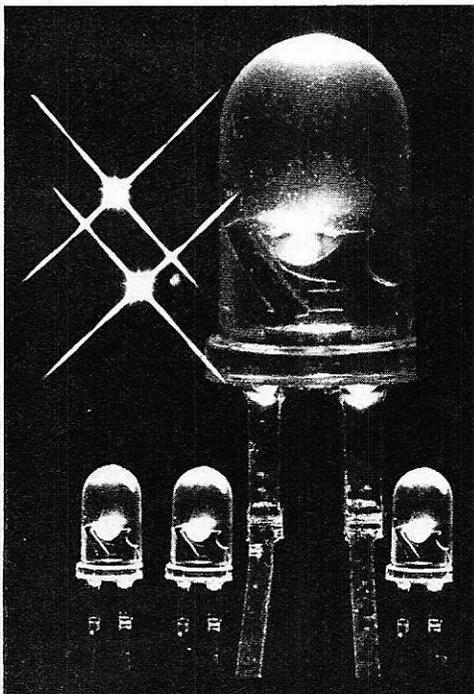
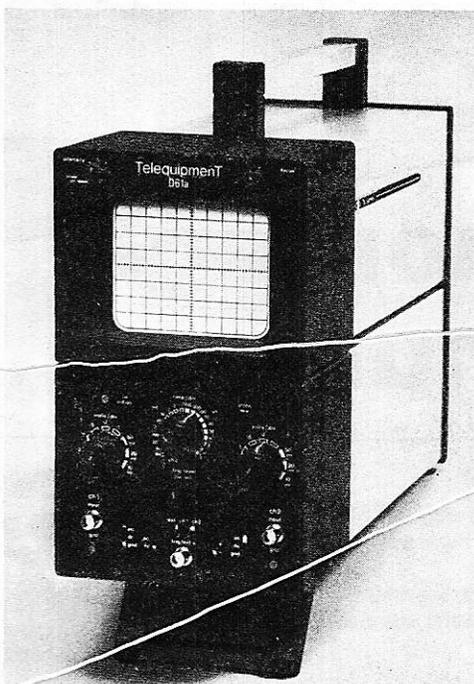


nouveautés informations

vitesse de balayage lente, et le mode alterné à vitesse de balayage rapide.

Surface de l'écran : 8 x 10 cm.

Possibilité, en version standard d'un mode de visualisation X-Y.



TF1 couleur

Après la mise en exploitation de TF1 couleur dans la région parisienne, ce sera vers la fin de 1976 que les régions de Lille et de Rouen seront couvertes : c'est-à-dire 28 % de la population.

Ce chiffre sera porté environ à 40 % fin 77, 50 % fin 78, 65 % fin 79, 75 % fin 1980 et 100 % en 1983.

TF1 couleur ainsi que A2 et FR3 sont diffusées en ondes décimétriques (UHF) avec des normes identiques.

Réception de TF1 couleur dans la région parisienne

Listes des émetteurs et réémetteurs avec leurs fréquences.

Emetteur principal : Paris-Tour Eiffel.

Canal 25 : fréquence image = 503,25 MHz ;
fréquence son = 509,75 MHz.

Emetteurs satellites :
Paris-Est Chennevières, canal 40 : fréquence image = 623,25 MHz, fréquence son = 629,75 MHz.

Paris-Nord Sannois, canal 45 : fréquence image = 663,25 MHz, fréquence son 669,25 MHz.

Paris-Sud Villebon, canal 49 : fréquence image = 695,25 MHz, fréquence son 701,75 MHz.

Les réémetteurs de Cachan, Marcoussis, Saclas, Le Plessis-Robinson, Melun, Nemours, Saint-Cyr-sur-Morin seront progressivement mis en service au cours du premier trimestre 1976.

SIEMENS Diode électroluminescente LD57C

Siemens lance sur le marché une nouvelle diode émettant dans le vert dont l'intensité lumineuse s'élève à 30 mcd pour un courant de service de 10 mA. L'intensité lumineuse de cette diode permet de répandre autour d'elle une certaine lumière pouvant éclairer les cadrans, les touches, etc. La longueur du boîtier en matière plastique incolore ne dépasse pas 8,6 mm et son diamètre est de 5,1 mm.

Rappelons que dans les modèles précédemment fabriqués par cette firme, l'intensité lumineuse se limitait à 5 mcd pour un courant de service de 20 mA.



un appareil dans le vent...
pour un prix abordable.



ZORKI 4 K

UN APPAREIL NOUVEAU BENEFICIANT
DE TOUS LES PROGRES DE LA TECHNIQUE

- 24 x 36 à télémètre couplé.
- Objectif interchangeable vissant Ø 39 mm Jupiter 8 6 lentilles 2/50 mm
- Réglage du viseur à la vue de l'opérateur (dioptrie)
- Retardement
- Obturateur à rideaux vit 1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/15, 1/60 1/125, 1/250, 1/500, 1/1000 et B
- Synchro flash élec. et magn
- Armement rapide par levier
- Bobine réceptrice fixe

PRIX : **475 F** (Franco **485 F**)

OPTIONS (selon disponibilités)		
Viseur universel	28, 35, 50,	ORION 6/28 420 F
85, 135 mm	218 F	JUPITER 12, 2,8/35 420 F
OBJECTIFS		JUPITER 11, 2,8/135 420 F
MR2 5,6/20 + viseur 1 051 F		JUPITER 9, 2/85 537 F

tous les objectifs du ZORKI s'adaptent sur les appareils LEICA, directement pour les modèles vissant.

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF
müller
ACHAT
VENTE
ECHANGE

17, rue des Plantes 75014 PARIS - Métro : Alésia
Téléphone 540.93.65

RP 2.76

POMMAREL ÉLECTRONIC

14, place Doublet - 24100 BERGERAC
Téléphone (53) 57.02.65

CATALOGUE : contre 3 F en timbres-poste
ENVOIS : contre-remboursement, + 12 F
contre chèque, + 9 F

Résistances 1/2 et 1/4 W à couche, 5 %	0,12
Plaques Epoxy 100 x 160	7,00
Plaques bakélite 210 x 160	4,50
Plaques bakélite 100 x 160	2,50
Plaques bakélite à bandes perforées (genre Veroboard)	3,90

Triacs 6 A 400 V	9,50	Par 10, pièce	6,90
Afficheur 7 segments, hauteur 11 mm	15,00		

Contrôleurs universels CdA :	
CdA 102	210,00
CdA 102 en kit	160,00

Transistors et Circuits Intégrés 1er choix :			
BC 107 AB	2,40	SN 7400	3,50
BC 108 ABC	2,40	SN 7420	3,50
BC 109	2,70	SN 7481	3,50
2N 708	4,90	SN 7440	5,90
2N 1711	4,80	SN 7473	5,90
2N 2222	2,90	TAA 861	12,50
2N 2646	9,60	LM 741	8,31
2N 2905	4,80	NE 555	11,30
2N 2926	1,90	MM 5313	99,00
2N 3053	5,88	MM 5314	99,00
2N 3055	8,50	MM 5316	99,00
2N 3819	6,90		

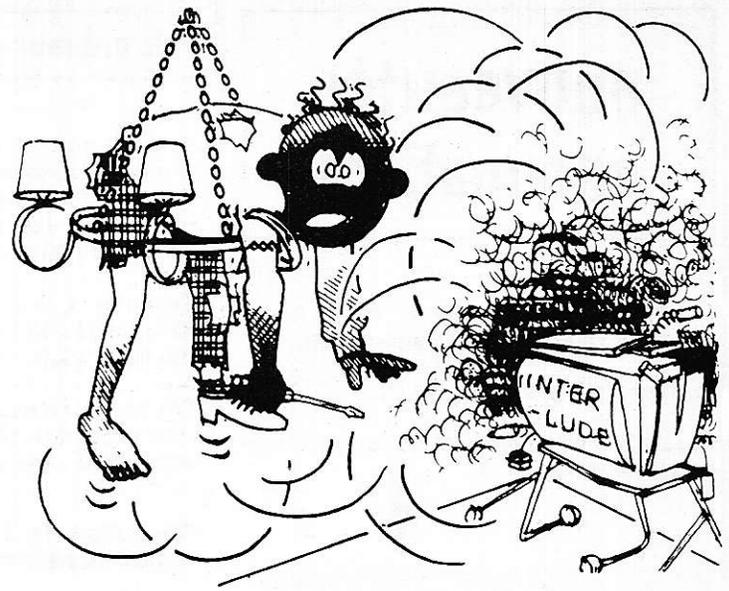
PLUS DE 120 TYPES TTL - CMOS
à des prix sans concurrence !

PL 259	8,20	SO 239	8,00
--------	------	--------	------

QUARTZ, bande des 27 MHz, E/R.	
Pièce	14,50

PRIX PAR QUANTITÉ, et
PRIX POUR PROFESSIONNELS :

Nous consulter.



100 expériences

les propriétés du montage « émetteur commun »

Les deux précédentes séries d'expériences (Radio-Plans n° et), nous ont permis d'étudier la structure, puis de mesurer expérimentalement le gain d'un étage amplificateur de tension utilisant un seul transistor.

Dans de tels montages, les signaux d'entrée étaient appliqués sur la base, et les signaux de sortie prélevés sur le collecteur. Il existe d'autres types de circuits, où les entrées et les sorties s'effectuent sur des électrodes différentes : nous les étudierons prochainement.

Le montage jusqu'alors utilisé est dit à « émetteur commun », expression que nous nous proposons aujourd'hui d'expliquer. Outre son gain en tension, il présente d'autres propriétés, liées aux valeurs des impédances d'entrée et de sortie. Nous mesurerons ces différentes grandeurs, à l'aide de méthodes très simples.

Le transistor en « émetteur commun »

Examinons le cas du circuit amplificateur polarisé par une unique résistance de base, et dont nous rappelons le schéma dans la figure 1.

Il convient de se rappeler que, du point de vue de l'alternatif, donc des signaux amplifiés, les condensateurs C_1 et C_2 peuvent être pratiquement considérés comme des courts-circuits. Ceci revient à dire que la tension d'entrée v_e est directement appliquée entre l'émetteur et la base du transistor, tandis que la tension de sortie v_s est directement prélevée entre l'émetteur et le collecteur. L'électrode « émetteur » est

donc commune à l'entrée et à la sortie de l'étage amplificateur, ce qui lui vaut son nom de montage à « émetteur-commun ».

Impédance d'entrée et impédance de sortie

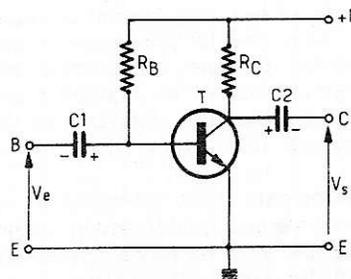


Figure 1

Dans tout circuit amplificateur, on peut définir une **impédance d'entrée** et une **impédance de sortie**. Nous choisissons volontairement le terme d'impédance, qui recouvre à la fois la notion de résistance, et celle de capacitance ou d'inductance. En fait, dans le domaine de la basse fréquence où nous nous cantonnons pour le moment, les selfs et les capacités parasites n'entrent pas en ligne de compte. Nous pourrions donc nous limiter à la considération des résistances d'entrée et de sortie.

Définition de la résistance d'entrée

Quel qu'il soit, un circuit amplificateur sur lequel on applique un signal d'entrée alternatif, consomme un certain courant. Dans le cas de la figure 1, il s'agit du courant alternatif pénétrant dans la base du transistor T.

D'une façon très générale, quelle que soit la structure interne de l'amplificateur considéré, tout se passe comme si, entre les deux bornes d'entrée, existait une résistance fictive R_E : nous l'avons figurée dans le schéma de la figure 2, où l'amplificateur, dont la disposition interne n'est pas connue, est simplement symbolisé par un rectangle.

Tout se passe, vis à vis du générateur, comme s'il débitait dans cette résistance d'entrée R_E . Si v_e est la tension alternative délivrée par le générateur, le courant alternatif qu'il débite dans l'amplificateur est donc :

$$i_e = \frac{v_e}{R_E}$$

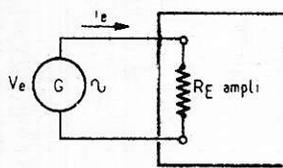


Figure 2

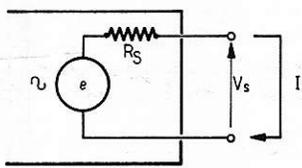


Figure 3

tie v_s disponible aux bornes de cette charge est inférieure à e , puisqu'il existe une chute de tension dans R_s . Elle prend pour valeur :

$$v_s = e - R_s I$$

On réglera le générateur pour qu'il délivre une amplitude e de 20 mV, mesurée directement à ses bornes. La tension d'entrée, réellement appliquée sur l'amplificateur, est la tension alternative v_e qu'on peut mesurer entre le point A et la masse du montage. Si i_e est l'intensité du courant d'entrée, et si r est la résistance de la partie utile du potentiomètre, on a :

$$v_e = e - r i_e \quad (1)$$

Or le courant d'entrée est celui qui traverse la résistance R_E . Il a donc pour intensité :

$$i_e = \frac{v_e}{R_E}$$

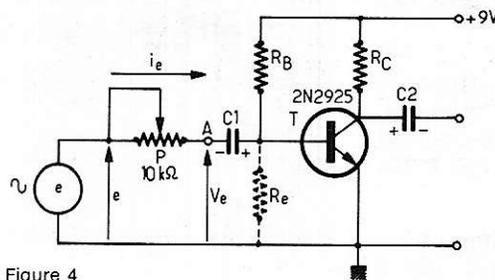


Figure 4

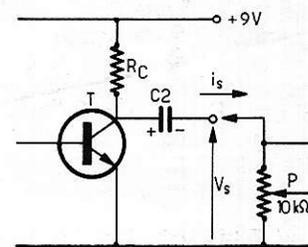


Figure 5

atiquement, pour mesurer R_c , il suffit donc de mesurer successivement v_e , e , et la résistance r du potentiomètre (mesure à l'ohmmètre). Remarquons qu'on obtient un résultat particulièrement simple en prenant $v_e = \frac{e}{2}$, ce qui est toujours possible en réglant la résistance r du potentiomètre. On a alors, en effet :

$$R_c = r$$

et la mesure de r l'ohmmètre donne directement la résistance d'entrée de l'amplificateur.

On pourra recommencer les mesures sur un amplificateur polarisé par pont de base, comme celui étudié dans le numéro de Radio-Plans. On constatera, dans tous les cas, que la résistance d'entrée est de l'ordre de quelques kilo-ohms.

Mesure de la résistance de sortie

Comme pour la résistance d'entrée, cette mesure découle directement de la définition donnée ci-dessus. Branchons en effet, à la sortie de l'amplificateur, le poten-

Définition de la résistance de sortie

La sortie d'un amplificateur ne reste jamais en l'air, mais est destinée à débiter dans un circuit d'utilisation : résistance de charge, haut-parleur, entrée d'un autre étage amplificateur. Vis à vis de cette charge, l'amplificateur se comporte donc à son tour comme un générateur, fournissant la force électromotrice de sortie v_s .

Or, l'expérience courante montre que la tension disponible aux bornes de tout générateur, diminue quand on lui demande un courant croissant : les automobilistes qui voient diminuer l'éclairage de leurs lanternes quand ils actionnent le démarreur, connaissent bien ce problème.

On peut alors montrer théoriquement — mais nous nous contenterons d'admettre ce théorème énoncé par Thévenin — que tout générateur est équivalent à une force électromotrice e , montée en série avec une résistance R_s dite « résistance de sortie ». C'est ce qu'illustre la figure 3, où le générateur considéré est symbolisé par un rectangle. Supposons alors que la charge branchée aux bornes de sortie consomme un courant d'intensité I : la tension de sor-

Mesure expérimentale des résistances d'entrée et de sortie

Nous appliquerons les définitions données ci-dessus au cas des amplificateurs à un transistor en émetteur commun, décrits et étudiés précédemment.

Mesure de la résistance d'entrée

Reprenons le circuit de la figure 1, où les valeurs numériques sont celles du montage proposé dans le n° de la revue. Entre le générateur d'entrée (générateur BF ou transformateur équipé d'un diviseur de tension), et l'entrée de l'amplificateur, branchons en série un potentiomètre de 10 kΩ comme le montre le schéma de la figure 4. La résistance R_c représentée en pointillés, et qui n'est pas matérialisée dans le montage, symbolise la résistance d'entrée de l'amplificateur.

Des relations (1) et (2), on déduit aisément la résistance d'entrée R_E en fonction de e , v_e et r . On trouve :

$$R_E = \frac{v_e}{e - v_e} r$$

tiomètre de 10 kΩ qui servira de charge : la figure 5 montre la partie correspondante du montage à réaliser. On mesure alors une tension de sortie v_s .

Débranchons maintenant le potentiomètre P, et mesurons la tension de sortie à vide, e : c'est la force électromotrice du générateur équivalent à l'amplificateur. Si i_s est le courant de sortie, et R_c la résistance de sortie, un calcul analogue au précédent montre que :

$$v_s = e - R_c i_s \text{ et } i_s = \frac{v_s}{r}$$

où r est la résistance du potentiomètre. On en déduit :

$$R_c = \frac{e - v_s}{v_s} r$$

En prenant comme précédemment $v_s = \frac{e}{2}$, ce qui s'obtient par le réglage du potentiomètre, on a $R_c = r$, et la mesure de la résistance de sortie se ramène à une mesure de r à l'ohmmètre.

Là encore, on trouvera une résistance de sortie de l'ordre de quelques kilo-ohms

Quelques alarmes électroniques

Alarme de température

De nombreux accidents ou inconforts peuvent être dus à une élévation de la température d'un local ou d'un endroit particulier de ce local.

Le plus classique des accidents est l'incendie et de nombreux dispositifs d'alarme ont été imaginés et réalisés pour détecter des variations indésirables de température ou de fumée.

Dans certaines applications, une précision peut être exigée. A noter que la température peut aussi s'abaisser au-dessous d'une valeur définie et donner lieu à des accidents ou inconforts.

Ainsi, dans un local où le chauffage s'arrête, les êtres vivants, les végétaux ou certaines substances chimiques (par exemple des produits chimiques ou des préparations biologiques) peuvent en souffrir.

Il s'agit par conséquent de concevoir un thermomètre électronique, assez précis, efficace, fiable et pas trop compliqué, pouvant se prêter à des applications multiples, aussi bien pour des locaux industriels, commerciaux, laboratoires, cliniques que pour des locaux familiaux, par exemple une chambre d'enfant ou de personne âgée ou de malade.

L'appareil qui sera décrit est un thermomètre électronique, auquel on a associé un dispositif avertisseur.

Le schéma

A la figure 1, on donne le schéma de l'appareil proposé par la R.C.A. et utilisant les composants fabriqués par cette société. Toutes les valeurs des éléments sont indiquées sur le schéma.

Les semi-conducteurs sont : $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_6 = SK 3005$; $Q_5, Q_7, Q_8 = SK 3020$; $L =$ Lampe n°47 Thermistance : RCA KD2108.

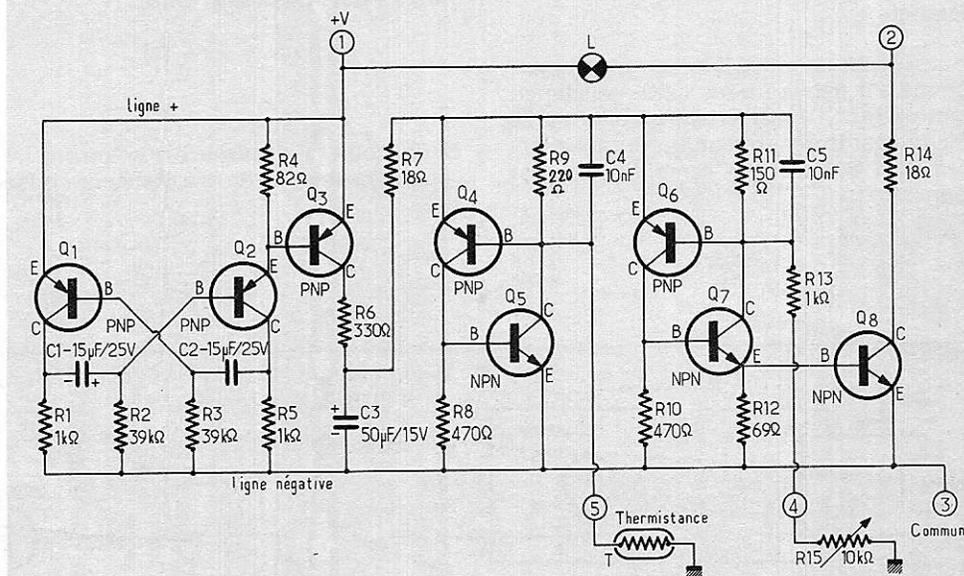


Figure 1

Cet appareil s'alimente sous 9 V obtenus à l'aide d'une alimentation régulée analysée plus loin. Un seul réglage : R_{15} de 10 k Ω .

On a utilisé plusieurs transistors PNP et NPN. L'examen du schéma permet de voir que les groupes Q_4 - Q_5 et Q_6 - Q_7 constituent chacun un commutateur régénérateur dépendant de la tension. Le niveau de déclenchement du groupe commutateur Q_4 - Q_5 est déterminé par la thermistance T tandis que la tension de déclenchement du groupe commutateur Q_6 - Q_7 est commandée par le réglage du potentiomètre de sensibilité, R_{15} et de la résistance montée en série, R_{13} .

Les deux commutateurs régénérateurs sont montés en parallèle et ils sont commandés tous les deux, par le transistor Q_3 , à partir de la même tension intermittente.

Q_3 est commuté vers les états conducteur et bloqué, par le multivibrateur, constitué par les deux transistors Q_1 et Q_2 , dont le montage est bien connu et analysé maintes fois dans nos articles et dans les ouvrages classiques d'électronique.

La tension rectangulaire, fournie par Q_1 - Q_2 et Q_3 permet le déclenchement des commutateurs une fois par seconde et de ce fait, le commutateur qui reçoit la tension la

plus basse est conducteur pendant la seconde suivante. Si cet effet ne se produit pas, le premier commutateur continue à être conducteur.

Tant que la résistance de la thermistance est inférieure à la somme $R_{13} + R_{15}$, la tension de déclenchement du commutateur Q_4 - Q_5 est inférieure à celle du commutateur Q_6 - Q_7 et par conséquent, le commutateur commandé par la thermistance est conducteur et court-circuite l'autre commutateur, Q_6 - Q_7 .

Si la résistance de la thermistance augmente, la tension de déclenchement de Q_6 - Q_7 diminue et devient finalement inférieure à celle de Q_4 - Q_5 .

Lorsque Q_6 - Q_7 est déclenché, le commutateur Q_4 - Q_5 est court-circuité et cela permet au courant de passer vers la base de Q_8 . Ce transistor passe alors à la conduction et la lampe est traversée par le courant.

Ce montage est indépendant des fluctuations de la tension d'alimentation.

L'appareil décrit a été conçu de manière à ce que la lampe s'allume lorsque la température s'abaisse au-dessous d'une valeur donnée.

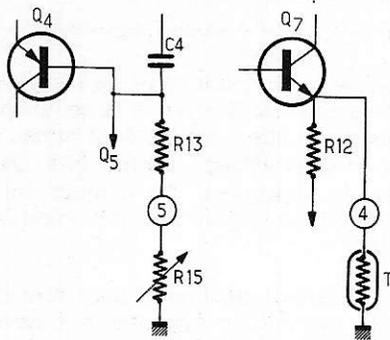


Figure 2

Si l'on désire obtenir l'effet contraire, il est nécessaire de permuter R_{15} et la thermistance. Dans ce cas, R_{13} sera connectée entre C_4 et le point terminal 5. Cette connexion sera faite avec un fil rectiligne (voir figure 2). Le courant consommé par cet appareil est de 20 mA.

Mise au point et utilisation

Il va de soi que l'on examinera soigneusement le câblage et que, avant montage, tous les composants auront été vérifiés.

L'appareil étant correct, la mise au point consiste dans le réglage permettant d'obtenir l'allumage de la lampe lorsqu'une température imposée a été atteinte. Celle-ci sera décelée par la thermistance, placée à l'endroit à surveiller.

Pour effectuer le réglage, on devra connaître cette température limite, mesurée pendant la mise au point, par un thermomètre. On réglera alors R_{15} de façon que la lampe s'éteigne dès que cette température est dépassée. Ce mode de réglage est valable pour les deux versions de l'appareil :

Version 1 : la lampe s'allume lorsque la température baisse au-dessous d'une valeur imposée.

Version 2 : la lampe s'allume lorsque la température croît au-dessus d'une valeur imposée.

Alimentation

La schéma de l'alimentation régulée est représenté à la figure 3. On utilise deux transistors : $Q_1 = SK3076$, $Q_2 = SK3020$ et trois diodes redresseuses $CR_1 = CR_2 = CR_3 = SK3030$, la diode zener CR_4 étant d'un type 10 V 1 W.

Le montage est classique. Dans le circuit de primaire de TA, on trouve un interrup-

teur S (125 V 3 A ou 250 V 1,5 A, selon le secteur) un fusible FUS de 1 A (125 V) ou 0,5 A (230 V).

On peut prévoir un primaire pour une seule tension ou un primaire à prises ou à plusieurs enroulements, pouvant s'adapter à la tension du secteur dont on dispose. Le secondaire doit donner 15 + 15 V sous 0,1 A ou plus. On a vu plus haut, que la consommation de l'alarme de température est de 20 mA.

Dans ce circuit de régulation Q_1 est le transistor ballast. Sa résistance est commandée par la variation de la tension de sortie. Cette dernière est de 9 V. Le + se branche au point +V (cercle 1, fig. 1) et le - à la ligne négative de masse (commun, cercle 3).

Les diodes redresseuses CR_1 et CR_2 effectuent un redressement bialternance donnant une tension dont le + est au collecteur de Q_1 et le - à la ligne de masse (commun).

Alimentation auxiliaire

Une batterie de 12 V peut être adjointe au montage. Le - de cette batterie est relié à la ligne négative et le +, à la ligne ++ c'est-à-dire au collecteur de Q_1 , par l'intermédiaire de CR_3 , dont on notera l'orientation : lorsque le secteur fonctionne, la tension sur la cathode de CR_3 est supérieure à 12 V tandis que l'anode de CR_3 est à + 12 V. De ce fait, CR_3 est bloquée, ce qui débranche la batterie du côté +.

Si le secteur ne fonctionne pas (panne) ou est débranché pour une raison quelconque, la tension sur la cathode de CR_3 est inférieure à celle de 12 V sur l'anode. La diode est alors, conductrice et la tension de 12 V est appliquée au régulateur qui donne à la sortie, 9 V régulés.

Les valeurs des éléments de l'alimentation sont indiquées sur la figure 3. Le potentiomètre R_{15} de l'alarme doit être linéaire et de 2 W. Toutes les résistances seront de 0,5 W à 10 % de tolérance.

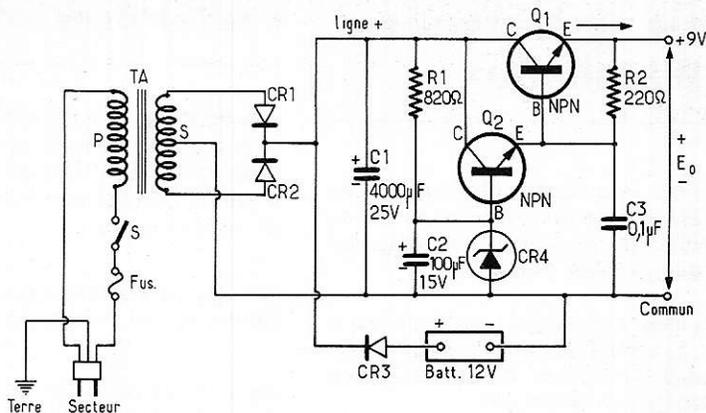


Figure 3

Equivalences

Voici quelques équivalents des semi-conducteurs cités :

SK3005 : transistor PNP équivalents : 2N 1954, 2N 1955, 2N 1956, 2N 1957,
SK3027 : transistor NPN, équivalent 2N 3055, à monter avec radiateurs.
SK3020 : transistor NPN, équivalent : 2N 3241-A,
 CR_1, CR_2, CR_3 : SK3030, équivalent : 1N 3755, 1N 3756.

En ce qui concerne la diode zener de 10 V, 1 W, on pourra utiliser la diode ITT du type ZY10 (9,4 à 10,6 V, 1,3 W) ou la diode SESCOSEM type BZX85 — C10 (9,4 à 10 V, 1 W) ou la 1N 4740 (10 V, 1 W) également de la SESCOSEM.

Le montage décrit a été proposé par la RCA et essayé et mis au point dans ses laboratoires.

ESSEN
revue

ES - 2
est paru !

Un ouvrage technique complet, traitant des ondes décimétriques, métriques et centimétriques. 60 pages à dévorer ! Des idées pour transformer une échelle double en pylône ! Des études sur la SSTV, la réalisation d'appareils VHF, un transceiver décimétrique sans oublier les rubriques classiques : Librairie et le Coin de l'Ancien.

ES-2 9,95
ES-1 (toujours disponible) ... 9,00

Port : 2,20 F pour un, 3,00 F pour deux.
Pas d'envoi contre-remboursement

SM ÉLECTRONIC
20, avenue des Clairions - 89000 AUXERRE

Alarme universelle : le « Watch Box »

L'appareil qui sera décrit a été proposé par Général Electric et on pourra trouver les composants qui le constituent, chez les agents de la G.E. en France.

Le **Watch Box** est un appareil d'alarme à multiples possibilités, car il peut servir d'avertisseur d'intrusion, de fumée, de feu et de température anormale.

A la **figure 4** on donne le schéma de principe du fonctionnement de cette alarme.

La batterie B de 22,5 V est connectée avec le - à la ligne négative et le + à R₁ par l'intermédiaire d'un interrupteur S₁. Lorsque S₁ est fermé, C₁ se charge à travers R₁ de sorte que la tension à ses bornes augmente avec le temps.

L'anode de la SCR (redresseuse commandée, au silicium) devient alors de plus en plus positive.

De même, la tension de l'électrode de commande EC (ou gachette), prélevée sur le curseur de R₂, augmente et à un certain moment, la SCR devient conductrice. Le condensateur C₁ se décharge alors, à travers la SCR, dans le haut-parleur, ce qui provoque un claquement.

La tension de commande de la SCR est réglable avec R₂. Si R₂ est réglée pour une polarisation de valeur légèrement inférieure à celle de déclenchement de la SCR, une très faible augmentation du courant peut provoquer la conduction de cette redresseuse commandée et par conséquent, la décharge de C₁.

La tension aux bornes de C₁ est alors réduite et le courant de polarisation est très faible.

Ensuite C₁ se charge à nouveau et la tension de commande augmente jusqu'à la valeur de déclenchement et C₁ se décharge. Les claquements se répètent et constituent un bruit à basse fréquence.

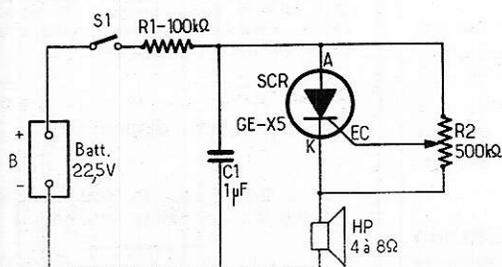


Figure 4

Insertion d'une cellule

A la **figure 5**, on a reproduit le montage de principe analysé en lui ajoutant une photo-résistance GE-X6 désignée par PC₁ sur un schéma. Cette photorésistance est montée en série avec R₂.

Lorsque la lumière appliquée à PC₁ augmente, sa résistance diminue.

Dans le cas de la GE-X6, la résistance est de 5 MΩ à l'obscurité et de 50 Ω à la lumière du soleil ou à une lumière proche très intense, en passant par 9000 Ω pour une illumination de 2 bougies-pied (21,5278 lux).

Bien entendu, le contact dans PC₁ augmente avec la lumière. Cette photorésistance est au sulfure de cadmium. Elle est montée dans un boîtier à deux fils, de branchement indifférent et peut être branchée à un courant continu ou alternatif.

Dans le cas du montage de la figure 5, sur laquelle on a indiqué toutes les valeurs des éléments, la fréquence du bruit à claquements (ou « clicks ») sera modifiée par la variation de la lumière appliquée à la photorésistance.

On pourra ajuster R₁ de façon que la polarisation soit juste au-dessous de celle de déclenchement. De cette manière, une légère augmentation de la lumière rendra l'électrode de commande plus positive et le bruit se produira. Sa fréquence sera de plus en plus élevée à mesure que la lumière augmentera, soit par augmentation de la luminosité de la source de lumière, soit par diminution de la distance entre la source et la photorésistance, soit encore, par l'orientation du faisceau lumineux ou par l'opacité du milieu (fumée par exemple).

La cellule GE-X6 n'est pas sensible aux rayons infra-rouges. Avec une cellule au sélénium de cadmium, une bonne sensibilité est atteinte dans l'infra-rouge proche, radiation produite par les flammes.

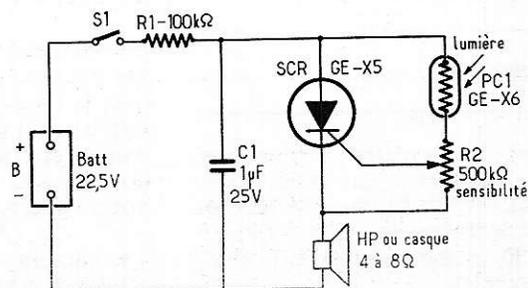


Figure 5

Détecteur de fumée

Lorsqu'il y a production de fumée, entre une source de lumière et la cellule photosensible, cette dernière sera moins éclairée et sa résistance augmentera. Dans ce cas, la fréquence du claquement sera diminuée et le bruit pourrait même disparaître.

Le détecteur de fumée peut être réalisé dans un boîtier cylindrique ouvert aux deux extrémités, comme celui de la **figure 6**. Le diamètre de ce cylindre est de 150 mm. La paroi intérieure est noircie. On y trouve : L = lampe de 15 W alimentée par le secteur disponible (ou accumulateur), D = disque de 100 mm de diamètre avec un trou circulaire de 3,1 mm de diamètre ; PC = GE-X6, la cellule, placée de manière à ce qu'elle reçoive, à travers le petit trou, la lumière de la lampe de 15 W. Hauteur du cylindre 1 m environ. L'air et la fumée circuleront de bas en haut.

Lorsqu'il y aura de la fumée, celle-ci pénétrera dans le cylindre et la lumière passant par la fente sera diminuée, d'où déclenchement de l'avertisseur.

A la **figure 7**, on donne une réalisation de « cheminée » de fumée plus élaborée : hauteur 1 m environ, diamètre A = 150 mm ; paroi intérieure F noircie ; G - H = fils reliant la lampe au secteur ; B = lampe de 15 W ; EC = entrée de l'air ; L - L' = circulation de l'air ou de la fumée ; I = cellule GE-X6.

Le détecteur de fumée de la figure 7 se réalisera avec le dispositif d'alarme de la figure 5 et celui de la figure 6 avec le dispositif de la **figure 8**. S'il y a deux alarmes à réaliser, on pourra construire deux montages distincts ou, un seul comme on le montrera plus loin.

A la **figure 9**, on donne l'aspect de l'ensemble de l'appareil. A gauche, on trouve la batterie de 22,5 V, à droite le haut-parleur, en haut le potentiomètre R₂ associé à l'interrupteur S₁ de marche-arrêt.

La diode commandée SCR est indiquée, ainsi que la cellule PC₁, le condensateur C₁ et la résistance R₁ (sur R₂).

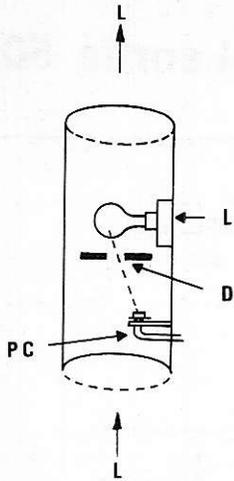


Figure 6

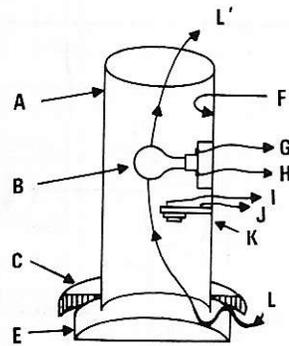


Figure 7

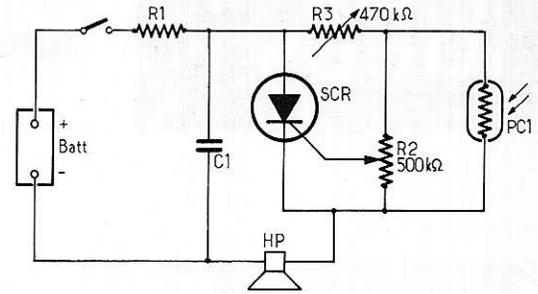


Figure 8

Montage universel suggéré

A la **figure 10**, on donne un schéma de montage d'appareil d'alarme à plusieurs dispositifs sensibles, par exemple quatre.

Le circuit électronique d'alarme est unique mais légèrement modifié par rapport à celui de la figure 2.

Tous les éléments capteurs sont montés de la même manière, en série avec une résistance variable de réglage (de l'ordre de quelques centaines de $k\Omega$) dont la valeur exacte sera déterminée expérimentalement en fonction des caractéristiques de l'élément capteur.

Toutes les diodes, CR₁ à CR₅ sont du type GE504A. De gauche à droite, on a disposé **sur le schéma** : PC = photorésistance sensible à la lumière, PC : détecteur de fumée, T = thermistance sensible à la température et H = élément sensible à l'humidité.

On se servira du potentiomètre P, de sensibilité, pour le réglage général de l'appareil.

Chaque capteur sera placé à l'endroit convenable. Rien ne s'oppose à ce qu'il y ait un choix différent de capteurs, par exemple quatre ou plusieurs capteurs de fumée disposés en divers endroits.

Alarmes diverses

A la **figure 11**, on donne une variante du montage dans lequel le capteur est un microphone servant, évidemment de capteur de bruit. Il est évident que le HP sera placé à l'endroit où s'effectuera la surveillance, assez loin du microphone et les deux transducteurs devront être isolés acoustiquement.

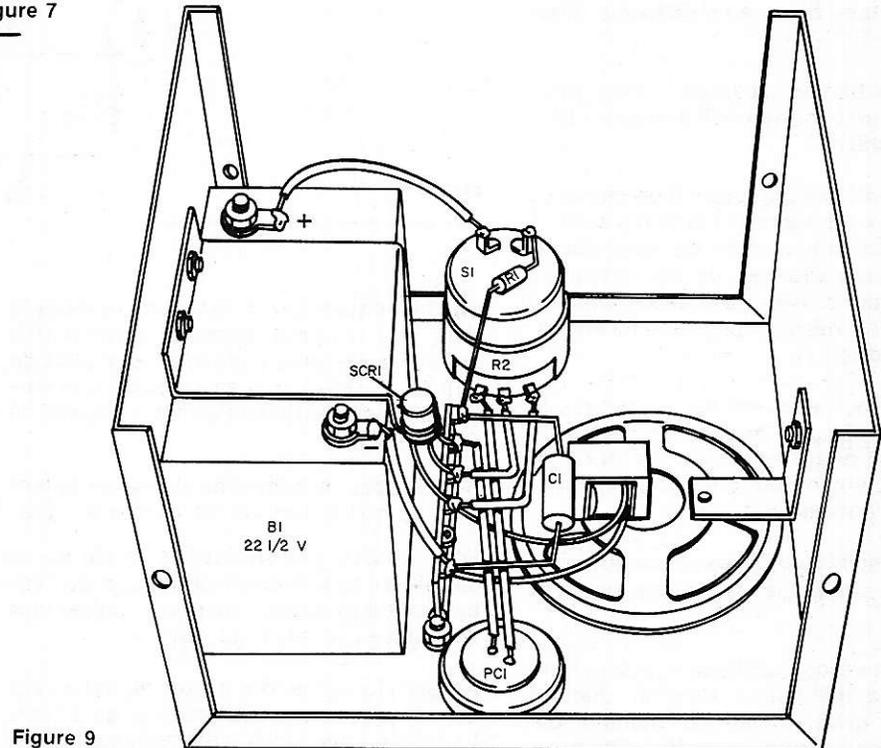


Figure 9

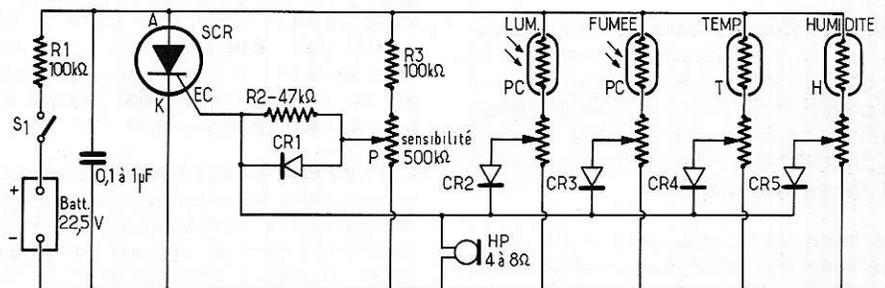


Figure 10

Comme microphone, conviendront des modèles piézoélectriques. Le HP pourrait être remplacé par un transducteur non acoustique. Ainsi, à la place du HP, on montera une résistance de l'ordre de 8Ω aux bornes desquelles sera branché un voltmètre.

Pour déceler les vibrations, le microphone sera du type « capteur de vibration » ou bien remplacé par un PU phonographique.

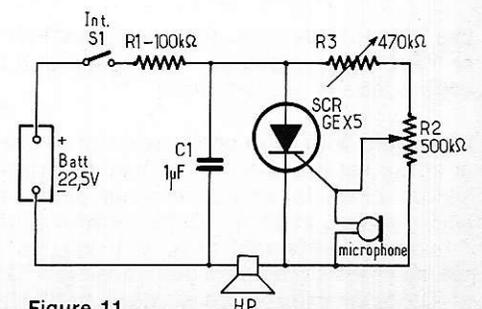


Figure 11

Ce montage a été proposé par William A. Palm de la Control Data Corp. de Minneapolis, Minn. U.S.A. et publié dans «Electronica» sept. 4. 1975).

L'emploi d'un amplificateur à gain unité et à sortie de 50 Ω est très étendu. L'appareil possède également une entrée à haute impédance et de ce fait, on peut considérer ce montage comme un **adaptateur d'impédance**.

De plus sa bande est large, ce qui augmente encore le nombre de domaines où il peut être utilisé.

Très souvent, le concepteur d'un montage est amené à connecter un circuit à sortie à haute impédance, comme par exemple un opérateur opérationnel, un oscillateur ou un instrument de mesure et de vérification, à un circuit à basse impédance à l'entrée, de l'ordre de 50 Ω.

Dans ce cas, cette entrée court-circuitée presque la sortie à haute impédance du dispositif et peut l'empêcher de fonctionner correctement ou même, l'empêcher complètement de fonctionner.

Ainsi, un oscillateur par exemple qui serait shunté par une faible impédance cesserait d'osciller.

La solution de ce problème est dans l'emploi d'un amplificateur tampon, disposé entre les deux appareils, comme par exemple celui proposé par W.A. Palm.

Cet amplificateur nécessite deux alimentations de 15 V chacune, connectées en série comme indiqué sur la **figure 1**. Leur point commun est relié à la ligne de masse. On utilise deux transistors NPN, Q₂ et Q₄ du type 2N2222 et deux transistors PNP, Q₁ et Q₃ du type 2N2907.

Remarquons le montage en symétrie complémentaire des deux étages, chaque liaison étant directe : émetteur de Q₁ à la base de Q₂ et émetteur de Q₃ à base de Q₄.

Les courants de base des transistors PNP et NPN de ce montage sont égaux et de sens contraire et s'annulent.

De ce fait, la tension continue entre entrée et sortie est presque nulle. Avec les transistors cités, la tension d'offset peut se situer entre 0 et 50 mV. Cette tension peut être équilibrée en réglant R₅ de 10 kΩ montée entre les collecteurs des transistors Q₁ et Q₃ du premier étage de cet amplificateur.

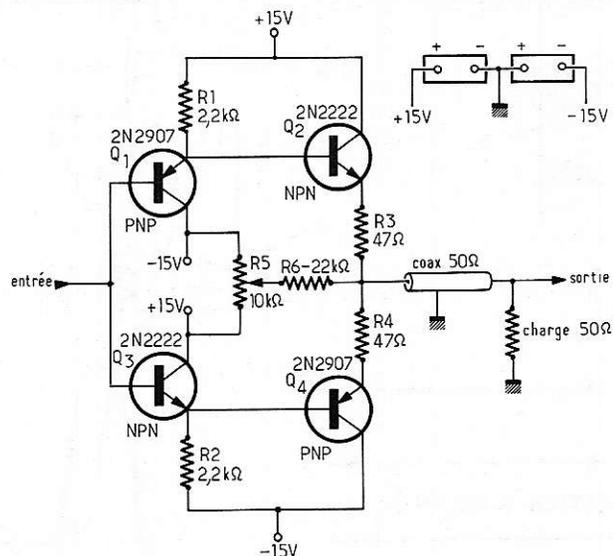


Figure 1

En l'alimentant sur ± 15 V comme indiqué plus haut, on peut obtenir à la sortie 10 V crête-à-crête sans distorsion, sur 50 Ω de charge. Celle-ci peut être montée à la sortie par l'intermédiaire d'un câble coaxial de même valeur.

Si toutefois, on supprime la charge, la tension de sortie sera de 20 V crête à crête.

Pour obtenir une protection totale de ce circuit, contre le court-circuitage de l'entrée et de la sortie, on devra utiliser des résistances R₃ et R₄ de 4 Ω.

A l'état de repos, donc sans signal à l'entrée, le courant consommé est de 17 mA. La tension de ± 15 V n'est nullement critique. Le montage peut fonctionner sous toute tension comprise entre ± 5 V et ± 20 V. Les résistances R₁ et R₂ doivent être de 680 Ω si la tension d'alimentation est de ± 5 V et augmenter jusqu'à 2,2 kΩ pour la tension de ± 15 V.

L'impédance d'entrée doit être élevée dans un montage de ce genre. Elle est fonction des gains des transistors utilisés. Pour des transistors dont le gain est compris entre 50 et 100 fois (il s'agit du gain h_{21}) l'impédance d'entrée se situe entre 50 kΩ et 100 kΩ à 1 kHz et diminue jusqu'à 25 kΩ à 50 kΩ, à $f = 1$ MHz.

Ces valeurs peuvent être considérées comme bonnes pour le branchement à l'entrée de la sortie d'un amplificateur opérationnel, qui sera ainsi peu amorti.

L'impédance d'entrée ne variera que de 4 % jusqu'à 1 MHz, si l'entrée est shuntée par un potentiomètre de 2 kΩ.

La bande du montage est supérieure à 10 MHz lorsque l'impédance de la source

du signal d'entrée est de 50 Ω et égale à 10 MHz environ, si l'impédance de la source est de 1 kΩ.

Emploi d'un CI

Une variante intéressante du montage pratique de cet amplificateur consiste dans l'emploi d'un circuit intégré MPQ6502 (Motorola) qui contient quatre transistors, tous accessibles, dont deux NPN équivalents au 2N2222 et deux PNP équivalents au 2N2907.

Ce CI est monté dans un boîtier à 14 broches comme indiqué à la **figure 2**. Les broches 11 et 4 sont inutilisées.

On dispose des deux NPN aux broches 1-2-3, 14-13-12 et des deux PNP aux broches 5-6-7 et 8-9-10.

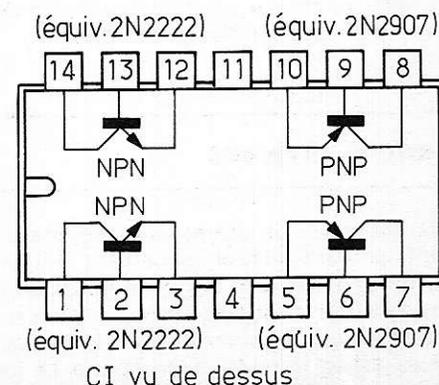


Figure 2

Un circuit intégré fabriqué par Siemens, le UAA180, permet de commander 12 diodes électroluminescentes (LED) de la manière suivante : un montage électronique comme celui de la **figure 3** reçoit à l'entrée une tension U_{17} variable. Des diodes LED sont branchées à la sortie.

Si U_{17} est inférieure à une certaine valeur, aucune LED n'est allumée. Si U_{17} dépasse cette valeur, une première LED s'allume, ensuite U_{17} croissant, une deuxième LED s'allume mais la première reste allumée. En continuant à augmenter U_{17} par un procédé quelconque, on allumera successivement jusqu'à 12 LED. Cet affichage est comparable à celui d'un thermomètre.

Il sera possible d'allumer une LED brusquement ou d'une manière progressive.

Montage de mesures

Voici à la **figure 4** un montage pratique de mesure dans laquelle se trouve indiqué avec son ordre réel de branchement, le CI UAA180.

On peut voir que ce CI est monté dans un boîtier à 18 broches, de forme rectangulaire habituelle, long de 23 mm maximum et large de 7,6 mm broches comprises. Sur la figure 4, le boîtier est vu de dessus.

Les 12 diodes sont du type LD461. On voit qu'elles sont branchées en série : anode de l'une à la cathode de la suivante.

Deux réglages sont inclus dans ce montage :

(a) P_1 qui commande l'allumage du ruban à douze diodes. Ce potentiomètre de 10 k Ω est monté entre les broches 3 et 17,

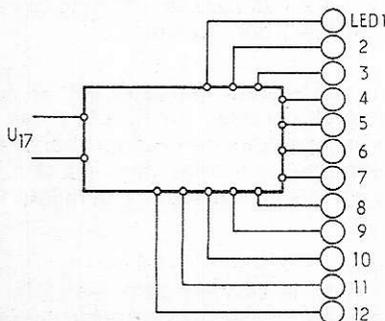


Figure 3

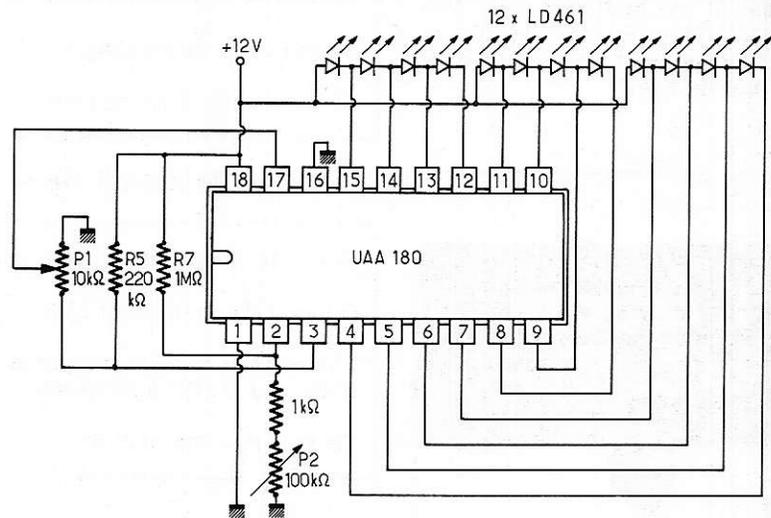


Figure 4

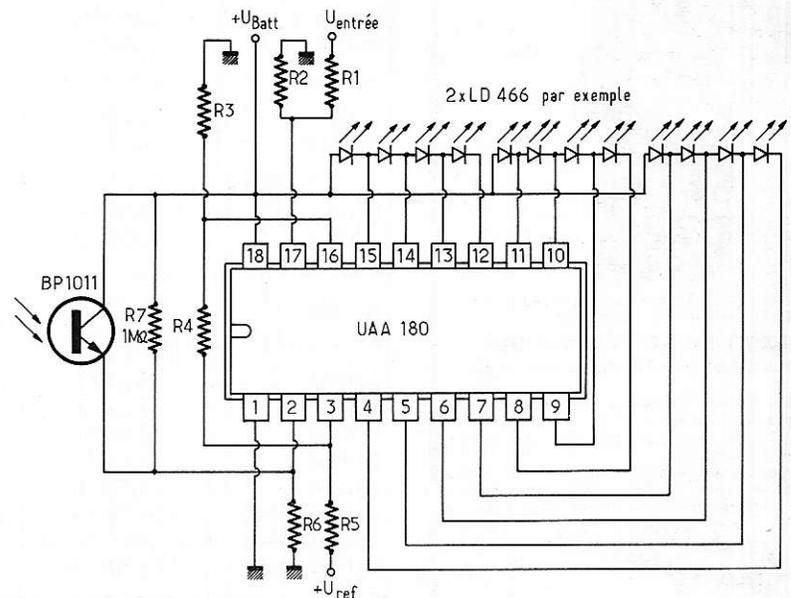


Figure 5

avec une extrémité à la masse. R_5 de 220 k Ω est connectée entre +12 V et la broche 3, R_7 de 1 M Ω entre +12 V et broche 2, la broche 16 étant reliée à la masse.

(b) P_2 est un potentiomètre de 100 k Ω monté en série avec une résistance de 1 k Ω , l'ensemble étant disposé entre masse et la broche 2. P_2 commande la luminosité des LED. Il est clair que la tension U_{17} est la tension positive entre la broche 17 et la masse.

Elle dépend, évidemment de la position du curseur de P_1 . Lorsque celui-ci est à la masse, $U_{17} = 0$ V.

Bien que le montage de la figure 4 soit un montage de mesures, il peut être utilisé

dans toutes sortes d'applications dans lesquelles il s'agit de réaliser un indicateur lumineux d'une tension variable, celle-ci représentant une grandeur quelconque.

Soit par exemple un amplificateur. Sa puissance de sortie peut être prélevée sous forme de tension aux bornes d'une charge et redressée.

La tension continue sera alors appliquée au point 17 du CI directement ou par l'intermédiaire d'un diviseur de tension afin de ne pas dépasser la valeur maximale admissible pour U_{17} qui est de 6 V.

Le courant d'entrée I_{17} doit être inférieur à 300 nA.

Caractéristiques

Voici au tableau I, les caractéristiques de ce CI, indispensables à connaître pour son emploi correct.

Sur le tableau II, on peut voir que pour obtenir un allumage progressif des LED, il faut que la tension entre les broches 3 et 16 : U_3-U_{16} , soit de 0,5 V.

Tableau I Caractéristiques limites

Tension d'alimentation	$+U_{Batt} = U_{18}$	18	V
Tension d'entrée	U_3, U_{16}, U_{17}	6	V
Température ambiante lors du fonctionnement	T_{amb}		
Température de stockage	T_S	- 40 à + 125	°C
Tension de fonctionnement	$+U_{Batt} = U_{18}$	10 à 18	V

Tableau II Caractéristiques à $T = 25^\circ\text{C}$ et $U = +12\text{V}$

Consommation propre (sans courant dans les LED'S)	I_{18}	5,5	mA
Courant d'entrée (pour $U_3-U_{16} < 2\text{V}$)	I_3, I_{16}, I_{17}		
Différence de tension pour passage en « douceur » d'une diode LED à sa voisine	U_3-U_{16}	0,5	V
Courant maximal par LED	I_D		



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

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

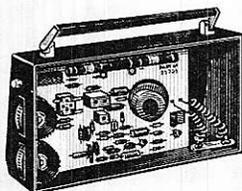
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez **Montage, Construction et Dépannage** de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel de qualité qui restera votre propriété.

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

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous ferez plus tard des versements minimes à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité. Si vous habitez en France possibilité d'études gratuites au titre de la Formation Continue



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

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLÉMENT

Documentation seule gratuite sur demande.

- Documentation : 1^{re} leçon gratuite : — contre 2 timbres à 0,80 F pour la France.
- contre 2 coupons-réponse pour l'Étranger.

INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

Etablissement privé
Enseignement à distance tous niveaux
(Membre du SNEC)

27 BIS, RUE DU LOUVRE, 75002 PARIS
Métro : Sentier Téléphone : 231-18-67

Lumière rouge	Lumière verte	Lumière jaune	Nombre de composants à utiliser par UAA180	Boîtier fig. 6
LD30 I LD30 II	LD37 I LD37 II	LD35 I LD35 II	12 12	A
LD41 I LD41 II	LD57 I LD57 II	LD55 I LD55 II	12 12	B
CQY26	CQY28	CQY29	12	C
LD461 LD462 LD463 LD464 LD466 LD469 + 463 LD467 + 465 LD460 + 462	LD471 LD472 LD473 LD474 LD476 LD479 + 473 LD477 + 475 LD470 + 472	LD481 LD482 LD483 LD484 LD486 LD489 + 483 LD487 + 485 LD480 + 482	12 6 4 3 2 1 + 1 1 + 1 1 + 1	D E

La consommation totale, sous 12 V, est la somme du courant propre, $I_{18} = 5,5\text{ mA}$, du CI et des courants des LED allumées, chacune nécessitant un courant de 15 mA, ce qui donne un total de $12 \cdot 15 = 180\text{ mA}$ + 5,5 mA lorsque toutes les LED sont allumées.

tion U_{BATT} déterminent la valeur de U_{17} . Un autre diviseur de tension est composé de $R_3-R_4-R_5$. Il est monté entre masse et $+U_{Péf}$ et détermine les tensions des points 16 et 3 du CI.

La luminosité des LED est réglable à l'aide de R_7 de 1 M Ω par exemple.

Montage avec phototransistor

Une variante du montage précédent est donnée à la figure 5. Les diodes lumineuses LED sont montées de la même manière, ainsi que les points (ou broches) 1 (à la masse) et 18 (au +12 V).

La tension d'entrée U_e est appliquée entre les extrémités libres de R_1 et R_2 dont le point commun est relié au point 17. Les valeurs de R_1 et R_2 et la tension d'alimenta-

On voit que le phototransistor BP101-I est connecté en parallèle sur R_7 . De ce fait, si la lumière appliquée à ce phototransistor augmente, sa résistance diminue et il en est de même de l'ensemble parallèle R_7 -BP101-I.

Pour limiter le courant dans les LED, au maximum de 15 mA, on a monté le diviseur R_6-R_7 et des valeurs de ces deux résistances dépend leur courant maximal qui peut être choisi inférieur à 15 mA.

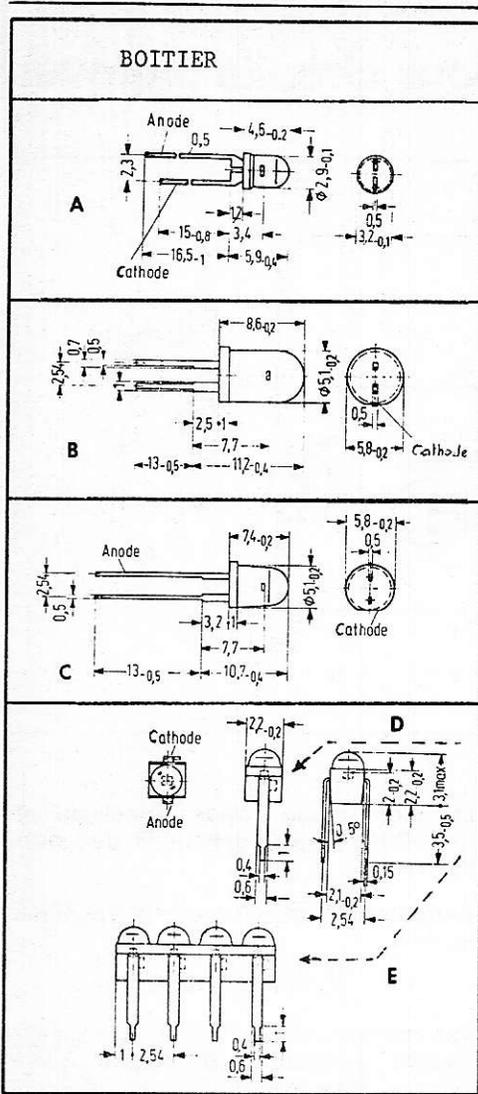


Figure 6

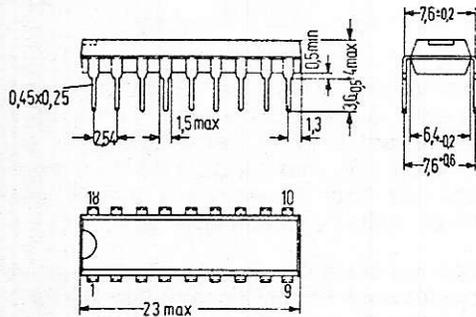


Figure 7

Afin d'obtenir un affichage homogène, n'utiliser que des LED de qualité ayant une faible dispersion de leur tension directe.

Le CI peut fonctionner entre -25°C et $+80^{\circ}\text{C}$.

Avec le montage de la figure 5, on réalise une adaptation de la luminosité des LED à l'éclairage ambiant qui commande l'action du phototransistor.

Pour une progression « en douceur » de l'allumage de chaque LED, adopter les valeurs suivantes, des éléments du montage de la figure 5.

$R_3 = 820 \Omega$, $R_4 = 56 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 220 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 2,2 \text{ à } 100 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 1 \text{ M}\Omega$ par exemple.

La tension U_{ref} sera stabilisée et permettra de fixer les seuils inférieur et supérieur des tensions U_3 et U_{16} des broches 3 et 16 respectivement.

La tension d'entrée est $U_{\text{entrée}}$ et proportionnelle à celle-ci, et de la lumière ambiante

Plus celle-ci est intense, plus la luminosité des LED sera grande grâce à l'action du photo transistor. Utiliser par exemple des LED du type LD466. Ainsi, chaque LD466 contient six LED, il faut donc, pour avoir douze LED, deux LD466.

Diodes LED Siemens

Voici un tableau des caractéristiques des diodes électroluminescentes Siemens qui rendra les plus grands services aux expérimentateurs pour leur permettre de choisir les modèles qui leur conviennent dans toutes sorties d'applications.

Les différents boîtiers utilisés sont représentés à la figure 6.

Le brochage Dual in line du circuit intégré UAA180 de Siemens est indiqué à la figure 7 avec ses dimensions et sa forme.

EQUIPEMENT DE MESURE

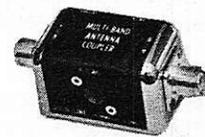
GLC - 1086 Adaptateur d'antenne



Idéal pour récepteurs toutes ondes (13-78 MHz, 500 W) ou émetteur - transceiver. Maxi 500 W. Diminue les pertes de puissance. TOS ramené à 1,1 : 1.

Prix TTC 98 F

GLC - 1079 Coupleur d'antenne multi-bande.



Permet l'adaptation d'une antenne voiture standard pour l'écoute des fréquences 20-70 MHz, 148-175 MHz, 250-470 MHz. Livré avec câbles.

Prix TTC 103 F

GLC-1087 - Adaptateur TOS-Mètre 500 W, 13-78 MHz

GLC - 1088 - 1000 W, 144-220 MHz



Permet un accord parfait. Peut demeurer branché sans perte. Lecture facile.

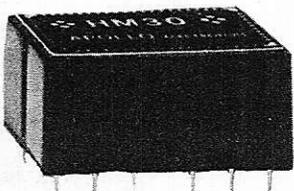
Prix TTC 192 F et 226 F

Ceci n'est qu'un petit extrait de notre catalogue CEM-75 (mis à jour au 30.12.75). Nombreux appareils : TOS-METRES, WATTMETRES, FILTRES TVI, ainsi que Connecteurs, Schémas synoptiques, Antennes, Accessoires, etc. Catalogue CEM-75 8 F (Chèque, virement postal ou mandat). Montant récupérable à la 1ère commande par chèque-catalogue.

ETS PIERRE MICHEL

20 bis, avenue des Clairions - 89000 AUXERRE
Tél. 86/52.38.51 (du mardi au samedi)

COMPRESSEUR HYBRIDE HM30



taille réelle

région RHONE-ALPES
O.D.E.S.E LYON 69000
34 rue Ste Helène

- COMPRESSION : 34 dB - ATTAQUE : 50 uSec. - RELEASE: 50 ms - 60 S
- DISTORTION : 0,25 % - BOITIER 24 PINS DIL - PRIX : 180 FRs HT

PAR LA SEULE ADJONCTION DE 2 POTENTIOMETRES, UN COMPRESSEUR D'UNE QUALITÉ PROFESSIONNELLE PERMETTANT LES MEILLEURES PERFORMANCES.

..... CATALOGUE SUR DEMANDE 357 16 97

ACOUSMAT - APOLLO ELECTRONICS 22 RUE ST AMBROISE 75011

L'appareil très simple qui sera analysé ci-après a été proposé par T. Kelly Buttler du « Applied Research Lab » de l'Université de Texas Californie, U.S.A. et décrit par son auteur dans Electronics (sept. 4 - 1975).

A la **figure 8**, on donne le schéma de cet appareil. Son emploi est utile pour identifier rapidement les points de niveau bas et ceux de niveau haut des montages logiques TTL.

Rappelons que ces niveaux sont désignés par L (ou 0) = niveau bas de 0,8 V ou moins et par H (ou 1) = niveau haut de 3 V ou plus, en logique positive.

Lorsque la pointe d'essai de cet appareil branché à l'entrée touche le point considéré (les masses étant réunies par une pince crocodile) un indicateur sonore fonctionne et donne :

- (a) un son bref à fréquence basse pour le niveau bas ;
- (b) un son bref à fréquence plus élevée pour le niveau haut ;
- (c) aucun son si la pointe ne touche rien où un point qui est à haute impédance par rapport à la masse.

On utilise dans le montage de T. Kelly Buttler, cinq transistors dont deux NPN type 2N4401 et trois PNP du type 2N4403, respectivement Q₂-Q₄ et Q₁-Q₃-Q₅.

L'alimentation se fait avec deux piles de 1,5 V chacun, ce qui permet d'obtenir une source de 3 V et une de 1,5 V, selon le schéma de la figure 8.

Comme haut-parleur, n'importe quel type de 8 Ω conviendra. Pour un faible encombrement, choisir un modèle miniature.

Fonctionnement

Les transistors Q₄ et Q₅ constituent un oscillateur de relaxation dont la fréquence du signal engendré est proportionnelle au courant de charge I, indiqué sur le schéma.

Si une tension « logique » de bas niveau est appliquée à la pointe de touche, Q₁ devient conducteur et C se charge à travers la résistance R₃ de 220 kΩ.

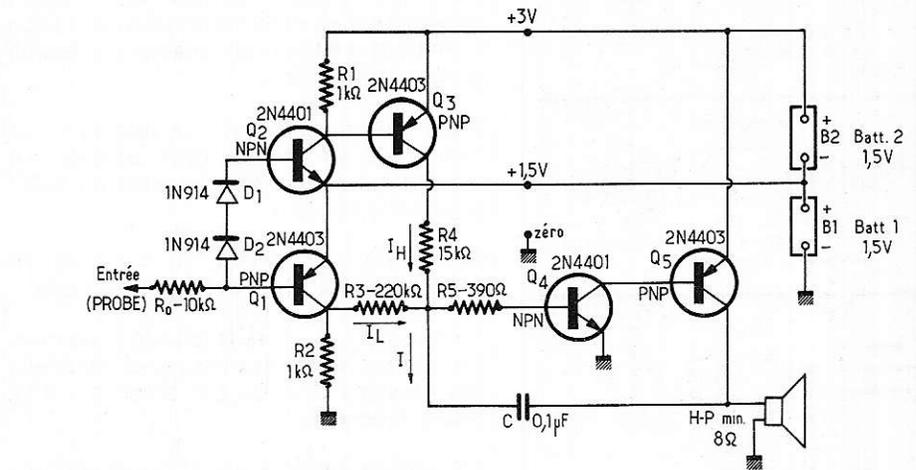


Figure 8

Il en résulte un courant I qui a pour effet l'oscillation de Q₄-Q₅ à basse fréquence, ce qui produit le son grave « boop » correspondant, dans le HP.

Si la tension de niveau logique haut est appliquée à la pointe, l'ensemble Q₂-Q₃ devient conducteur. De ce fait, le courant I_H circule dans R₄ de 15 kΩ.

Comme I_H > I, la charge de C sera supérieure à celle correspondant au niveau bas et l'oscillation de Q₄-Q₅ donnera un son aigu : un « Beep ».

Ces sons sont en fait des claquements, se distinguant entre eux par la hauteur des sons.

Si aucun signal n'est appliqué à la pointe de touche reliée à l'entrée, tous les transistors sont bloqués et le courant débité par les batteries est pratiquement nul.

Les résistances de charge R₃ et R₄ peuvent aussi être ajustables afin de modifier la hauteur du « boop » et du « beep ».

Avec les valeurs indiquées : 220 kΩ et 15 kΩ, les fréquences des sons sont 60 Hz et 2 000 Hz approximativement.

Variante

L'appareil peut être modifié pour indiquer des niveaux différents de ceux des circuits TTL, pour des familles de circuits autres que ceux-ci.

La modification réside principalement dans l'emploi de la batterie B₁ de tension différente.

Cette tension est, d'une manière générale, égale à :

$$V_B = (V_L + V_H)/2$$

Par exemple, si V_L = 1 V et V_H = 3,6 V, la tension de la batterie B₁ (celle dont le — est à la masse) sera :

$$V_{B1} = \frac{1 + 3,6}{2} = 2,3 \text{ V}$$

D'autre part, si avec les TTL on utilise une batterie B₁ de tension supérieure à 1,5 V (B₂ restant à 1,5 V), par exemple 2 V, on diminuera V_L max. jusqu'à 0,8 V en montant une diode en série dans le fil de base de Q₁. Même procédé pour V_H.

Ces modifications du circuit d'entrée et des tensions des batteries sont montrées à la **figure 9**. Le nombre des diodes sera déterminé expérimentalement.

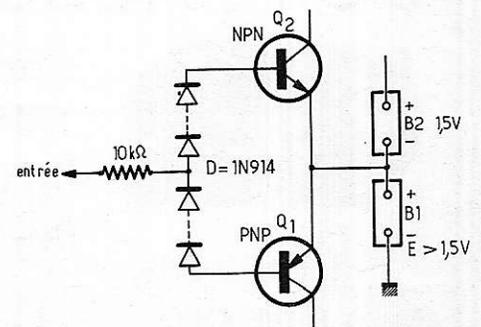


Figure 9

Le montage de la **figure 10** est proposé par Siemens. C'est un amplificateur aperiodique à très large bande couvrant les signaux de fréquences comprises entre 1 MHz (300 m) et 1 000 MHz, donc un peu au-dessus de la limite supérieure des émissions de TV.

C'est grâce aux excellentes caractéristiques du transistor NPN du type BFT65 (Siemens) qu'il a été possible de réaliser ce montage qui peut être utilisé dans diverses applications, comme par exemple : préamplificateur d'antenne pour radio (PO-GO-OC) FM, TV, mesures, oscilloscopes.

Avant de l'adopter il convient toutefois de tenir compte de ses caractéristiques dont la plus importante est le rapport signal/souffle qui, exprimé en décibels est :

$F < 5 \text{ dB}$
valable avec une entrée et une sortie de 60Ω , dans toute la gamme.

Un facteur F en décibels correspond à un rapport :

$$r = \frac{\text{signal}}{\text{souffle}} \quad \text{tel que : } F = 20 \log r = 5$$

lorsque les signaux sont exprimés par des tensions appliquées sur une même valeur d'impédance.

Dans le cas présent, $r = 1,7782$. On a en effet :

$$\log_{10} 1,7782 = 0,25$$

$$F = 20 \log 1,7782 = 5 \text{ dB}$$

Le gain est de 20 dB. Comme l'entrée et la sortie sont de 60Ω , le gain de tension est égal à 10 fois ($20 \log_{10} 10 = 20$).

On indique une tension de sortie de 130 mV, ce qui correspond à 13 mV à l'entrée.

Le premier transistor fonctionne avec un courant de 8 mA et le deuxième avec un courant de 20 mA donc, la consommation totale est de 28 mA sous 12 V.

D'autre part, l'examen du schéma montre qu'il y a contre-réaction dans les circuits d'émetteur par les résistances de 15Ω shuntées par des capacités de 12 pF .

Il faut que la self-induction parasite des circuits d'émetteur (fils, capacité, résistance) soit très faible.

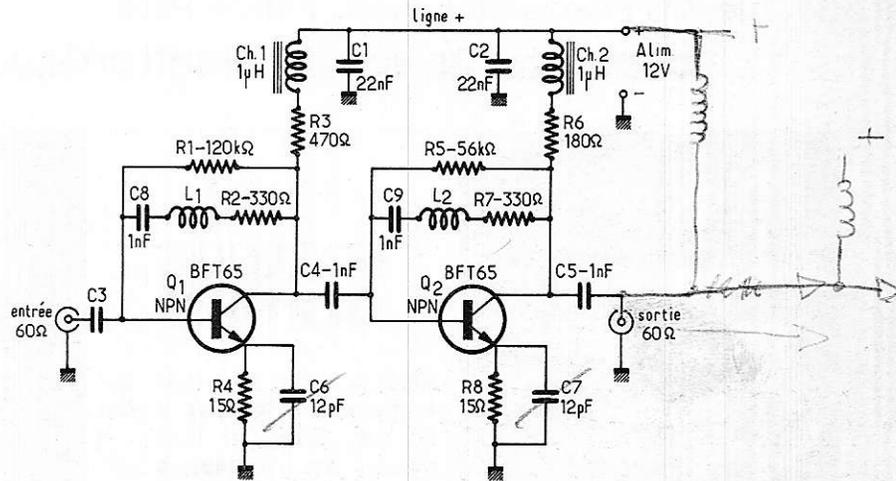


Figure 10

A 1 MHz, la réactance d'un condensateur de 12 pF est égale à :

$$x_c = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 12} \text{ ohms}$$

ce qui donne $x_c = 13\,269 \Omega$, valeur très grande par rapport à 15Ω . La contre-réaction s'exerce pleinement et la réduction de gain est maximale.

A $f = 1\,000 \text{ MHz}$, la réactance de x devient très faible :

$$x_c = 13\,269 / 1\,000 = 13,2 \Omega \text{ environ.}$$

La mise en parallèle de $R = 15 \Omega$ et $x_c = 13,2 \Omega$ donne une impédance de 7Ω environ et le gain est moins réduit qu'à 1 MHz, d'où linéarisation du gain.

Cette linéarisation est complétée par les circuits de correction à bobines ch 1 et ch 2 insérées dans les circuits de collecteurs. Entre collecteurs et bases on a disposé des bobines L_1 et L_2 qui améliorent la réponse en phase aux fréquences supérieures à 600 MHz.

Les caractéristiques générales de cet amplificateur sont : $V_{al} = 12 \text{ V}$, $I = 28 \text{ mA}$ environ, gain de puissance $> 20 \text{ dB}$ (avec $R_{entrée} = R_{sortie} = 60 \Omega$, $f = 1$ à $1\,000 \text{ MHz}$) ; $F < 5 \text{ dB}$ (dans les mêmes conditions que pour le gain) ; rapport des ondes stationnaires : $S < 2$ (mêmes conditions) ; tension de sortie (à 800 MHz et $R_{entrée} = R_{sortie} = 60 \Omega$) = 130 mV. L'atténuation d'intermodulation est $d > 60 \text{ dB}$.

Voici la nomenclature et les caractéristiques des composants :

$$Q_1 = Q_2 = \text{BFT65 ;}$$

$ch\ 1 = ch\ 2 = 1\mu\text{H}$: 2 spires de fil de $0,25 \text{ mm}$ sur support B62152-A0007-X001 (Siemens).

$L_1 = L_2 =$ trois spires sur air, réalisées avec les fils de connexion des résistances R_2 et R_7 .

Les condensateurs de 1 nF (C_4 , C_8 , C_9) sont du type disque, tension de service 30 V ; C_1 et C_2 de 22 nF sont du même type ; les capacités de 12 pF , C_6 et C_7 sont à disque trapézoïdal. Les résistances de 15Ω , R_4 et R_8 doivent être à très faible self-induction et à couche métallique. Remarquons que R_4 sera traversée par un courant de 8 mA environ et R_8 de 20 mA environ.

Pour R_8 , la puissance dissipée sera :

$$P_1 = 15.400 / 10^6 \text{ W}$$

ou

$$P = 0,006 \text{ W} = 6 \text{ mW},$$

et un modèle de 250 mW conviendra très bien.

En raison de sa très large bande, cet amplificateur donnera plus de souffle qu'un amplificateur accordé ou un amplificateur à bande moins large, la tension de souffle étant proportionnelle à la racine carrée de la bande passante.

Une construction extrêmement soignée, du type « professionnel » est recommandée et on munira cet amplificateur de fiches coaxiales de qualité, à l'entrée et à la sortie, pour le branchement de câbles coaxiaux de 60Ω (à la rigueur 70 à 75Ω) à très faibles pertes.

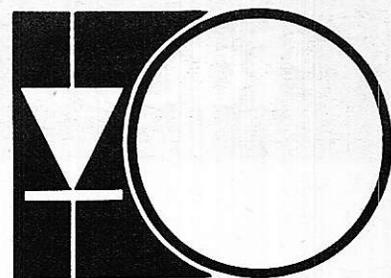
Le câblage sera très compact à connexions aussi courtes que possible.

composelec

Le spécialiste du « prêt à poster »

31, rue des Francs-Bourgeois, 75004 Paris

composants et kits électroniques



<p>- CK 1001 -</p> <p>MODULATEUR DE LUMIÈRE</p> <p>3 canaux de 1 200 W</p> <p>En kit..... 120 F</p>	<p>- HZ 1000 -</p> <p>HORLOGE DIGITALE</p> <p>Affichage heures et minutes par 4 afficheurs, 7 segments, hauteur 11 mm. Remise à l'heure et remise à zéro par bouton-poussoir.</p> <p>En kit..... 149 F</p>	<p>- CK 1007 -</p> <p>AMPLIFICATEUR 4 W eff.</p> <p>à circuit intégré avec son correcteur de tonalité</p> <p>En kit..... 70 F</p>	<p>- CK 1009 -</p> <p>DOUBLE PREAMPLI POUR CELLULE MAGNÉTIQUE STÉRÉO (courbe RIAA)</p> <p>En kit..... 60 F</p>
<p>- CK 1002 -</p> <p>CHENILLARD 3 voies de 1 200 W à fréquence réglable</p> <p>En kit..... 200 F</p>	<p>- CK 1004 -</p> <p>CADENCEUR D'ESSUIE-GLACES à vitesse réglable Fonctionne en 12 V</p> <p>En kit..... 80 F</p>	<p>- CK 1008 -</p> <p>AMPLIFICATEUR 10 W eff.</p> <p>à circuit intégré avec son correcteur de tonalité</p> <p>En kit..... 105 F</p>	<p>Diode zener 0,4 W 2,50 F (4,7; 5,1; 6,2; 10; 12 et 24 V).</p> <p>Diode zener 1 W 3,50 F (4,7; 5,1; 9; 12 et 24 V).</p> <p>Pont 1 A/400 V 8 F</p> <p>Thyristor 0,6 A/60 V 7 F</p> <p>Thyristor 4 A/400 V 10 F</p> <p>Triac 6 A/400 V 9 F</p> <p>Triac 10 A/400 V 11 F</p> <p>Diac 32 V 4 F</p> <p>Amplis opérationnels</p> <p>709 (boîtier DIL) 7 F</p> <p>741 (boîtier DIL) 9 F</p> <p>LM 3900 (4 amplis) 12 F</p>
<p>- CK 1003 -</p> <p>GRADATEUR DE LUMIÈRE puissance 1 200 W</p> <p>En kit..... 65 F</p>	<p>- CK 1005 -</p> <p>TEMPORISATEUR ELECTRONIQUE UNIVERSEL</p> <p>Réglable de 20 secondes à 2 minutes Avec son relais de sortie</p> <p>En kit..... 85 F</p>	<p>- CK 1006 -</p> <p>PRÉAMPLI CORRECTEUR DE TONALITÉ à circuit intégré</p> <p>En kit..... 60 F</p>	<p>Opto-électronique</p> <p>LED rouge Ø 5 2,80 F</p> <p>LED verte Ø 5 4,50 F</p> <p>LED jaune Ø 5 6 F</p> <p>LED orange Ø 5 9 F</p> <p>Afficheurs 7 segments H = 8 mm</p> <p>DL707 (anode com.) 26 F</p> <p>FND357 (cathode com.) . 28 F</p> <p>Afficheur H = 11 mm .. 30 F</p> <p>Afficheur H = 8 mm, rouge avec décodeur, mémoire et driver incorporés, avec notice 70 F</p> <p>Afficheur de polarité (+ - 1)</p> <p>DL701 (H = 8 mm) 26 F</p> <p>Tube fluorescent 7 segm. vert 12 V - DG10 A 25 F</p>

Vente par correspondance exclusivement

Pas d'envoi contre remboursement

Forfait port et emballage : 8 F à ajouter à votre commande

Pas de montant minimum à respecter - Expédition rapide - Qualité garantie

le circuit intégré TCA 440 et ses applications aux radios AM

Introduction

Les circuits intégrés (CI) deviennent de plus en plus intéressants dans les montages des radiorécepteurs, car ils permettent une réalisation simple avec peu de composants distincts, de caractéristiques équivalentes à celles d'un appareil à grand nombre de composants, actifs et passifs.

La plupart des parties complexes sont incluses dans un seul circuit intégré.

Dans le cas du TCA440 de Siemens, le dispositif est monté dans un boîtier à 16 broches rectangulaire de forme et dimensions habituelles (voir figure 1).

Ce CI comprend les parties suivantes d'un radiorécepteur à modulation d'amplitude alimenté sur piles ou secteur ou les deux : étage d'entrée HF réglable, mixer (mélangeur ou modulateur) oscillateur séparé, amplificateur FI réglable. Un circuit de stabilisation interne est prévu, rendant toutes les parties indépendantes de la tension d'alimentation de l'appareil.

Un appareil radiorécepteur utilisant un TCA440 peut fonctionner avec une tension d'alimentation de 4,5, 9 ou 15 V, la tension de 15 V étant la limite maximale à ne pas dépasser. Les températures ambiantes limites sont -15°C et $+80^{\circ}\text{C}$ et celles de stockage, -30°C et $+125^{\circ}\text{C}$.

Toute tension de 4,5 V à 15 V peut convenir, par exemple 8 V lorsque la source de 9 V ne donne plus que 8 V. Une valeur recommandée est 9 V.

Schéma intérieur du TCA440

A la figure 2 on donne le schéma intérieur simplifié du CI, ainsi que le détail des composants extérieurs, ce qui permet une analyse sommaire du fonctionnement d'un récepteur réalisable avec ce CI.

On peut voir que les composants extérieurs sont des condensateurs fixes, le condensateur variable à deux sections, des résistances, des bobinages, une diode de détection AM, un résonnateur piézo-électrique remplaçant un bobinage complexe et un instrument de mesure servant d'indicateur d'accord.

A l'intérieur, le TCA440 possède deux circuits de commande indépendants, l'un pour la HF et l'autre pour la FI.

Un excellent comportement de la CAG est obtenu pour l'étage présélecteur HF.

Le CI peut recevoir un signal de 2,6 V crête à crête, sans qu'il y ait distorsion.

D'autre part, le mélangeur est en push-pull et fonctionne comme multiplicateur.

Il en résulte peu d'harmonique produits par le mélange. Grâce à l'oscillateur séparé du mélangeur, la réception des ondes courtes est favorisée.

De la tension de CAG appliquée à l'étage HF, on peut prélever une tension appliquée à l'indicateur d'accord qui est monté d'une manière très simple.

La CAG permet une régulation de 100 dB ou plus. Le montage push-pull du mélangeur empêche les signaux HF de passer dans l'amplificateur FI.

Montages d'application

Voici quelques schémas proposés par le fabricant du CI, pour faciliter la construction des radiorécepteur AM.

Un premier exemple est le montage représenté par le schéma de la figure 3.

Le TCA est représenté sous forme de triangle ; les broches ne se succèdent pas dans leur ordre naturel.

Ce montage convient pour la réception des ondes moyennes (PO). Le signal HF provenant de l'antenne est appliqué à L_1 , primaire accordé d'un transformateur HF. Le condensateur d'accord doit avoir une variation de capacité, $\Delta C = C_{\text{max}} - C_{\text{min}}$ de 370 pF et être shunté par un ajustable de quelques dizaines de pF.

Le secondaire non accordé L_2 est connecté aux points 1 et 2 du CI (voir aussi la figure 2).

En ce qui concerne l'oscillateur, on a prévu un bobinage dont l'enroulement non accordé L_3 est connecté aux points 4 et 5. L'enroulement accordé est $L_3 - L_4$ dont la prise est reliée au point 6.

L'enroulement $L_3 - L_4$ est accordé par un ajustable aux bornes duquel on trouve le condensateur variable avec $C = 320$ pF en série avec le padding de 330 pF, ce qui réduit de moitié environ, la capacité la plus élevée d'accord de $L_3 - L_4$.

Remarquons le condensateur de découplage de 100 nF monté entre la masse et le point 4 du CI.

Amplification FI

La partie FI nécessite des bobinages extérieurs. Le premier part du point 15. Il se compose de $L_8 - L_9$ accordé par un condensateur fixe de 1,5 nF et du secondaire L_{10} non accordé couplé, par une résistance de 2,2 k Ω au résonateur de la marque MURATA du type SF4550 qui est réglé sur 455 kHz.

Ce résonateur fournit le signal FI au CI, par le point 12.

Après amplification par plusieurs étages, le signal FI est prélevé au point 7 et appliqué au bobinage L_{11} accordé par un condensateur de 47 pF. La détection AM est assurée par la diode AA118 dont la

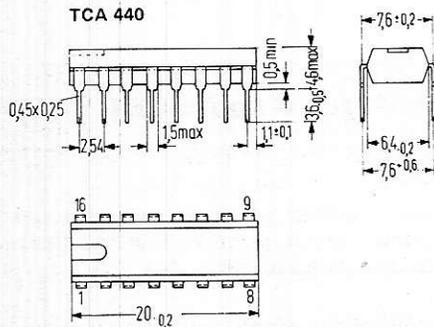


Figure 1

cathode fournit le signal BF, à appliquer à un amplificateur d'un type convenant au niveau du signal de sortie, fourni par le détecteur.

Remarquons le filtre RC, connecté entre la cathode de la diode détectrice et le point 9 du CI.

D'autre part, au point 16 du CI, on trouve une bobine L_6 accordé couplée à une

bobine secondaire, L_7 , dont le signal est transmis à la diode AA118.

Le signal redressé apparaît aux bornes de la résistance de 8,2 k Ω montée entre la masse et la cathode. De ce fait, le + est du côté cathode et le - à la masse. Ce signal de CAG est appliqué au point 3 du CI qui permet de polariser l'étage HF intérieur.

A noter que $L_7 - L_8$ est un bobinage FI.

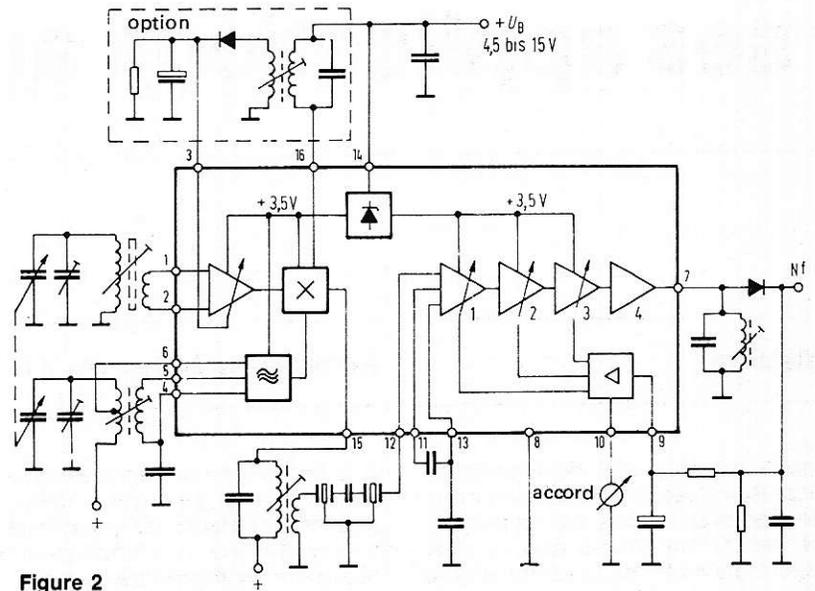
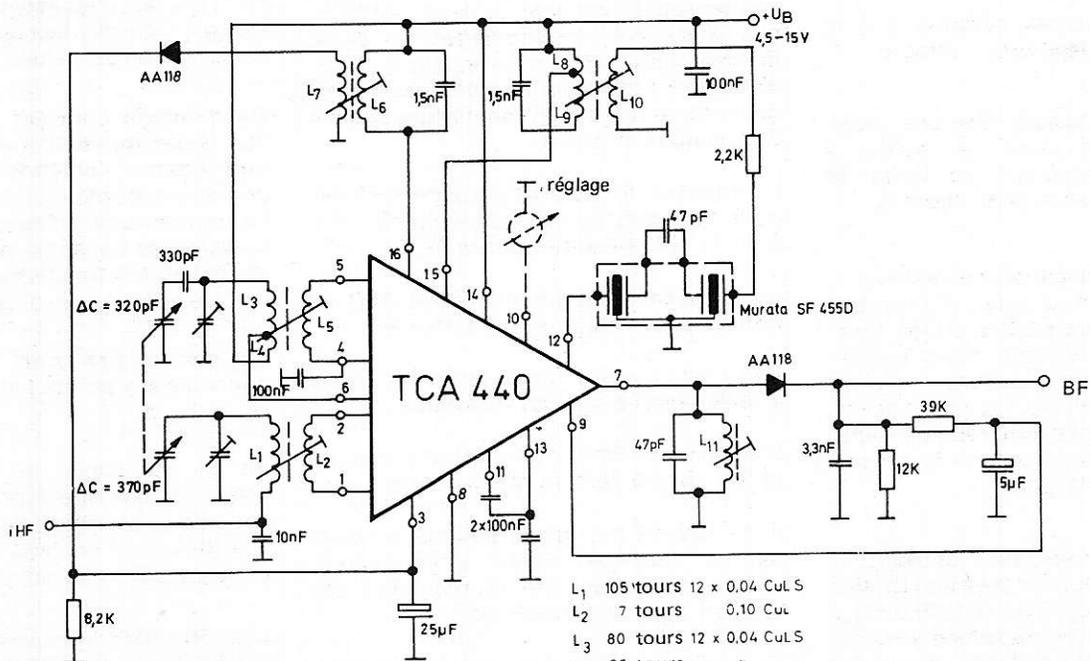


Figure 2



Exemple d'application pour ondes

moyennes avec le TCA 440

L_1	105 tours	12 x 0,04 CuL S
L_2	7 tours	0,10 CuL
L_3	80 tours	12 x 0,04 CuL S
L_4	35 tours	"
L_5	15 tours	0,10 CuL
L_6	70 tours	12 x 0,04 CuL S
L_7	35 tours	"
L_8	20 tours	"
L_9	50 tours	"
L_{10}	22 tours	"
L_{11}	400 tours	0,06 CuL

Figure 3

Indicateur d'accord

Au point 10, se branche le galvanomètre indicateur d'accord. Celui-ci est un microampéremètre de 0 à 370 μA et dont la résistance est de 1,7 k Ω .

Des valeurs **voisines** de celles-ci sont admissibles; par exemple un courant maximum supérieur à 370 μA et une résistance inférieure à 1,7 k Ω . Si tel est le cas, on pourra aisément monter en série une résistance complémentaire d'appoint pour obtenir 1,7 k Ω .

Bobinages

Comme toujours, les difficultés de réalisation surgissent, pour un amateur, lorsqu'il s'agit de trouver ou de réaliser les bobinages convenant au montage en étude.

Dans le cas présent on a la choix entre des bobinages commerciaux et des bobinages à réaliser d'après les indications données ci-après :

L_1 = 105 spires fil divisé à 12 brins de fil de 0,04 mm de diamètre cuivre — soie ;
 L_2 = 7 spires fil de 0,1 mm de diamètre ;
 L_3 = 80 spires, fil comme L_1 ;
 L_4 = 35 spires même fil ;
 L_5 = 15 spires fil de 0,1 mm ;
 L_6 = 70 spires fil divisé comme celui de L_1 ;
 L_7 = 35 spires même fil ;
 L_8 = 20 spires même fil ;
 L_9 = 50 spires même fil ;
 L_{10} = 22 spires même fil ;
 L_{11} = 400 spires fil de 0,06 mm.

En consultant ce schéma, il est facile de voir que :

L_4 et L_5 constituent une seule bobine de 50 spires avec prise ;
 L_8 et L_9 constituent une seule bobine de 70 spires avec prise.

Tous les bobinages étant à un seul circuit accordé, le couplage entre les deux enroulements, doit être très serré. Les capacités d'accord étant fixes, l'accord se fera par réglage des noyaux de ferrite des tubes-supports.

Comme le type de support n'est pas indiqué, on devra procéder comme suit : utiliser un support à noyau réglable disponible et prévu pour les circuits FI et AM. Réaliser un bobinage accordé par exemple L_1 avec 70 spires et un condensateur fixe de 1,5 nF.

Mesurer à l'aide d'un self-mètre l'accord obtenu en faisant varier la position du noyau. Si l'accord sur 455 kHz est réalisable avec le noyau à demi-enfoncé, le support convient. Si tel n'est pas le cas, soit la fréquence d'accord obtenue avec le noyau à demi-enfoncé.

Si $f < 455$ kHz, enlever des spires,
Si $f > 455$ kHz, ajouter des spires.

Ayant trouvé le nombre des spires nécessaires à un accord sur 455 kHz, soit n ce nombre.

On fera le rapport $r = \frac{n}{70}$

et on multipliera par r les nombres des spires indiqués plus haut pour toutes les autres bobines.

Soit par exemple $n = 80$ spires. De ce fait $r = 80/70 = 1,14$ et on devra multiplier par ce nombre tous les nombres des spires indiquées plus haut.

Plus simplement, on pourra se procurer le bobinage dans la marque VOGT :
 $L_1 - L_2$: kit VOGT D 21 — 2375 1,
 $L_3 - L_4$: kit VOGT D 41 — 2519.

La marque VOGT (allemande) est représentée en France par NATIONAL (A ne pas confondre avec National Semiconductor).

Réglage de l'appareil en PO

En raison du résonateur MURATA à accord fixe, réglé sur 455 kHz, tous les réglages s'effectueront en fonction de cette fréquence.

Effectuer l'alignement selon les procédés classiques, avec un générateur à l'entrée et un indicateur à la sortie choisie.

1°. Régler d'abord $L_8 - L_9 - L_{10}$ suivi du MURATA.

Pour cela connecter le générateur aux bornes de $L_8 + L_9$ (par l'intermédiaire d'une capacité d'isolation) et régler le générateur sur 455 kHz ou dans le voisinage de cette fréquence, pour trouver la fréquence exacte de résonance du Murata. Soit f , cette fréquence (ce sera en général très proche de 455 kHz).

2°. Brancher le générateur, accordé sur f , au point 16 (par un condensateur isolateur) et accorder $L_3 + L_4$.

3°. Effectuer l'alignement HF en connectant le générateur sur L_1 , (point opposé à celui relié au condensateur de 10 nF) par une capacité très faible, par exemple 10 pF. Aligner sur le haut de la gamme PO, vers 1500 kHz (200 m) et régler l'accord de l'oscillateur avec les CV au minimum de capacité, en agissant sur les deux « trimmers » (ajustables). Aligner ensuite sur le bas de la gamme, par exemple vers 600 kHz (500 m) avec les CV vers le maximum de capacité et en agissant sur les noyaux de L_1 et de $L_3 - L_4$.

Répéter l'opération d'alignement.

Montage avec diode Varicap

La partie HF à accord variable peut être réalisée en remplaçant les condensateurs variables par des diodes Varicap, c'est-à-dire des diodes à capacité variable, commandées par des tensions continues.

Le schéma de ce montage est donné à la figure 4.

La partie FI est analogue à celle du montage décrit plus haut. Dans la partie HF, remarquons l'entrée du signal d'antenne au point U, (U_i = tension du signal HF).

Notons que la bobine L_1 constitue avec le condensateur de 10 nF et la résistance de 100 k Ω , un système adaptateur d'impédance permettant de réaliser une entrée à faible impédance. Ce montage est aussi un couplage par capacité « de base » (à l'opposition du couplage par capacité « en tête »).

On retrouve le trimmer (ajustable) mais le CV (condensateur variable) est remplacé par deux diodes Varicap BB113 montées en parallèle afin de pouvoir atteindre une capacité maximum suffisante.

Commande par une tension

Il est intéressant de voir comment ces diodes sont commandées par une tension.

On sait qu'une diode de ce genre, montée à l'inverse (cathode positive par rapport à l'anode) se comporte comme une capacité dont la valeur dépend de la tension inverse U_D .

En faisant varier U_D , on fait varier la capacité de la diode.

Dans le cas présent et avec les bobinages proposés (voir plus loin leur nomenclature) on aura un accord sur :

800 kHz environ avec $U_D = 8,5$ V,
1620 kHz environ avec $U_D = 30$ V.

Le maximum de tension inverse correspond au minimum de capacité (donc au maximum de fréquence).

On constate que l'accord par diodes à capacité variable, présente l'avantage de supprimer les condensateurs variables mais on doit noter l'inconvénient de l'emploi d'une source de 30 V pour la commande d'accord.

Pratiquement, on pourra choisir ce mode d'accord lorsque l'appareil sera alimenté à partir du secteur. Son circuit d'alimentation, en particulier celui donnant 30 V devra être stabilisé.

La commande se fait en appliquant les 30 V à un potentiomètre de 50 kΩ et en reliant son curseur au point + U_D. Le - de la tension de 30 V sera à la masse de manière à ce que la tension + U soit toujours positive par rapport à la masse étant donné qu'elle est appliquée à la cathode de la diode Varicap, tandis que l'anode est au potentiel de la masse, étant connectée à celle-ci par L₂ et la résistance de 100 kΩ.

L'oscillateur est monté comme celui décrit précédemment, on trouve la diode BB113 à la place du CV et la tension de commande U_D est appliqué à la cathode tandis que l'anode est à la masse par la résistance de 270 kΩ.

La capacité d'accord de l'oscillateur est donnée par la relation :

$$C_t = \frac{C_d \cdot 330}{C_d + 330} \text{ pF}$$

qui est la résultante de la mise en série de C_d = capacité de la diode pour le réglage choisi et 330 pF = capacité du condensateur fixe servant de padding.

L'ajustable subsiste et vaut quelques dizaines de picofarads.

Bobinages : comme ceux décrits plus haut. A noter la suppression des bobines L₆ - L₇, le point 16 du CI étant relié à la ligne + U_B.

La tension d'alimentation recommandée pour ce montage est à choisir entre 4,5 et 15 V.

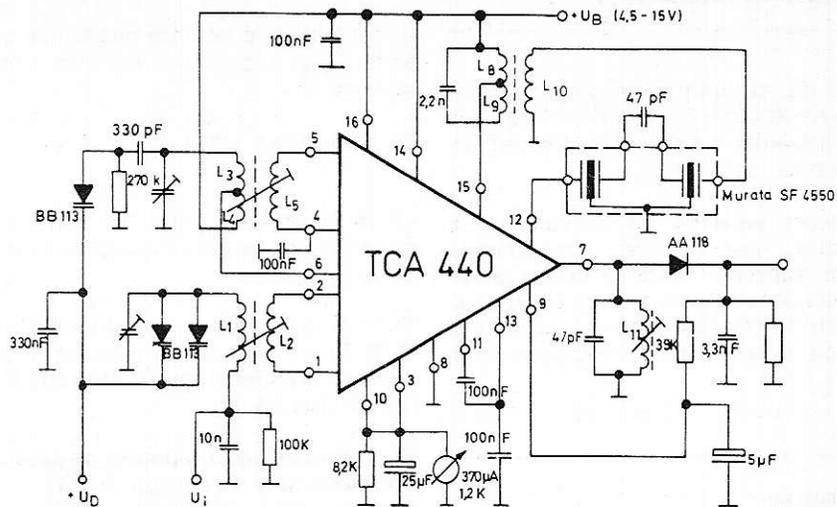


Figure 4

TABLEAU I

Gamme	Circuit	C	C	Valeur en L
OC1	HF	—	68 pF + trimmer 3 à 12 pF	environ 2,9 μH
	OSC	—	15 pF + trimmer 3 à 12 pF	environ 2,9 μH
OC2	HF	150 pF	22 pF + trimmer 3 à 12 pF	environ 1,3 μH
	OSC	150 pF	22 pF + trimmer 3 à 12 pF	environ 1,2 μH

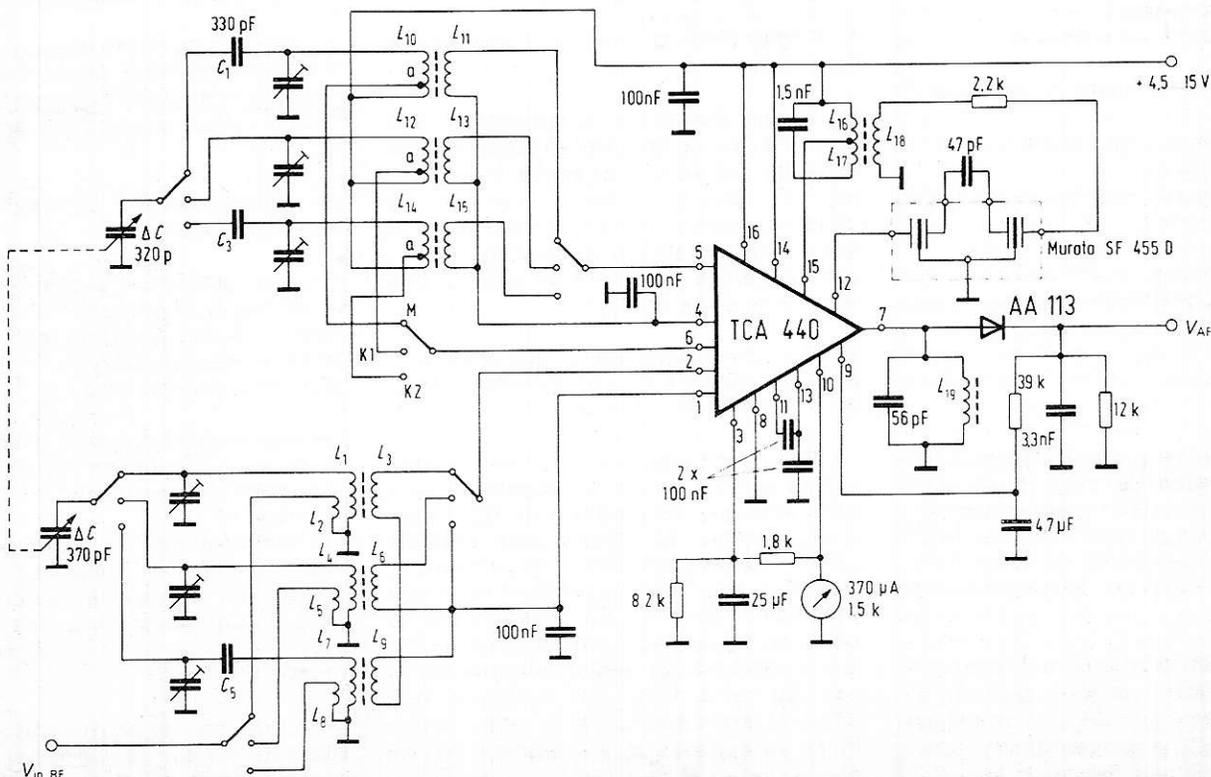


Figure 5

Montage PO — OC 1 — OC 2

Si l'on s'intéresse à un appareil à trois gammes, on pourra adopter le montage de la figure 5.

On a adopté la version avec accord par condensateurs variables. Il en faut deux, constituant un CV double, l'élément d'accord ayant une variation totale de capacité $\Delta C = 370$ pF et l'élément oscillateur, $\Delta C = 320$ pF.

Le commutateur est à quatre pôles et trois positions.

Voici les caractéristiques des bobinages.

$L_1 = 115$ spires fil divisé 12 brins de 0,04 mm de diamètre cuivre émail-soie ;
 $L_3 = 7$ spires fil de 0,1 mm ;
 $L_{10} = 125$ spires fil comme L_1 ;
 $L_{17} = 20$ spires fil comme L_1 ;
 $L_{18} = 22$ spires fil comme L_1 ;
 $L_{19} = 500$ spires fil de 0,04 mm ;
 $L_{10} = 35$ spires fil comme L_1 ;
 $L_{11} = 15$ spires fil de 0,1 mm ;
 $L_{16} = 50$ spires fil comme L_1 ;
 $L_1 - L_3 =$ kit Vogt D 21 — 2375 . 1 ;
 $L_{10} - L_{11} - L_{16} - L_{19} =$ kit Vogt D 41 — 2519.

A ceux qui désireraient expérimenter ces montages, nous conseillons de s'assurer avant tout achat de composants, qu'ils trouveront les bobinages et le résonateur conseillés (et non d'autres !).

Sur le commutateur la position de contact indiquée sur le schéma est la position PO pour laquelle on a donné les caractéristiques des bobinages, ci-dessus.

Les deux autres positions de commutateur sont, dans l'ordre, OC 1 et OC 2.

Ces gammes ont les limites suivantes :
OC 1 : 4,5 à 12,5 MHz (66 m à 24 m) et
OC 2 : 12 à 20 MHz (25 m à 15 m).

Les bobinages seront déterminés d'après les données du tableau I.

$C_s = C$ série. Il s'agit du padding C_3 . $C_p =$ condensateur parallèle. C'est celui indiqué comme ajustable (trimmer). On le réalise avec un ajustable de 3 à 12 pF et un condensateur fixe dont la valeur est indiquée sur le tableau.

Les valeurs indiquées des bobines OC sont celles des enroulements accordés. Au sujet des prises à effectuer sur les enroulements accordés des oscillateurs, elles sont approximativement au tiers inférieur (côté commun + alim.) de chaque enroulement. Par exemple, pour la bobine PO L_{10} , de 125 spires, la prise A est à 35 spires à partir de la ligne +. Il en sera de même en OC avec des rapports supérieurs à 3/1.

Les bobines secondaires non accordées seront fortement couplées aux primaires et auront un nombre de spires dans le rapport abaisseur $125/15 = 8,3$ fois environ.

Pour les bobines OC d'accord HF, on voit qu'il y a trois ensembles chacun à trois bobines.

La bobine accordée est L_1 ou L_4 ou L_7 .

En PO, le rapport des spires de L_1 à L_3 est $115/7 = 16,4$ fois. On adoptera également des rapports abaisseurs pour les bobines OC.

Les enroulements d'antenne L_2 , L_5 et L_8 auront un nombre réduit de spires par rapport à ceux des bobines accordées. On pourrait simplifier les bobinages en attaquant les bobines accordées, par l'intermédiaire d'une capacité, de l'ordre de 50 pF en PO et plus faibles en OC.

Sélecteur OC avec varicap

Voici à la figure 6 un exemple de montage de sélecteur OC (bloc d'accord HF — oscillateur) utilisant deux transistors PNP et des diodes varicap par l'accord en OC.

Ce sélecteur servira de tête pour un radio-récepteur spécial OC et il sera suivi d'un amplificateur FI.

On devra alimenter ce sélecteur sur trois alimentations :

1°. 30 V par rapport à la ligne zéro voit pour les transistors BF324 (oscillateur) et BF324 (mélangeur) ;

2°. — 30 V par rapport à la masse pour la polarisation inverse des diodes à capacité variable BB113 ;

3°. ± 30 V c'est-à-dire une alimentation de 30 V qui sera inversée, pour être à + ou — 30 V par rapport à la ligne zéro.

A noter que la BB113 est en réalité un ensemble de trois diodes varicap, dont on utilisera un élément en oscillateur et les deux autres, en parallèle, à l'accord.

Dans ce montage, on trouve un BF324 comme mélangeur et un BF450 comme oscillateur.

La bobine L_2 est réalisée sous forme cylindrique en une couche connectée à deux diodes varicap en parallèle de BB113 par une capacité série de 220 pF shuntée par une résistance de 100 k Ω ce qui réduit la valeur maximum de la capacité d'accord.

La résistance de 100 k Ω permet de polariser les anodes des diodes au potentiel de commande — V_0 .

Dans ce montage, la polarisation inverse est obtenue en montant les cathodes à la ligne zéro et en polarisant négativement les anodes.

Remarquons le trimmer de 6 à 22 pF en parallèle sur les diodes.

D'autre part, le signal à amplifier est transmis à L_3 fortement couplée à L_2 , par le circuit parallèle constituée par une diode BA182 et une résistance de 560 Ω et par un condensateur isolateur de 0,1 μ F.

Une tension de ± 30 V est transmise par la résistance de 10 k Ω à l'anode de la diode tandis que sa cathode est au potentiel zéro de la ligne correspondante.

Un commutateur permettra d'appliquer la tension de +30 V ou celle de — 30 V à l'anode.

Si c'est la tension de +30 V qui est appliquée, la diode BA182 est conductrice, la résistance du circuit $D_1 - 560 \Omega$ est négligeable et le signal est transmis directement à L_4 .

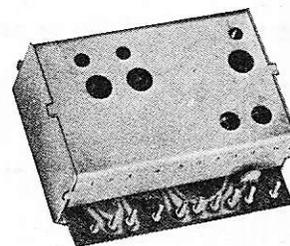
Si la tension de — 30 V est appliquée à l'anode de la diode, celle-ci se bloque et la résistance de 560 Ω se monte en série avec L_1 , ce qui atténue le signal appliqué à cette bobine.

On obtient, avec la BF324, un gain de conversion de 10 à 12 décibels, valeur relativement élevée permettant d'obtenir un rapport signal/bruit suffisant.

L'oscillateur fonctionne le mieux avec un courant d'émetteur de 7 mA et la tension d'oscillation sera de 350 mV crête à crête sur la base de ce transistor.

On pourra choisir les gammes 5,8 à 10,5 MHz, qui couvre la bande de 49 m (6 à 6,2 MHz), 41 m (7,2 à 7,3 MHz) et 31 m (9,5 à 9,7 MHz).

**Ecoutez la bande Aviation,
avec le TUNER VT01**



- 118 à 150 MHz
- Négatif à la masse
- Alimentation 10-12 V, 10 mA.
- Tension d'accord : 2,5 V - 24 V.
- MF 10,7 MHz, 300 ohms.
- Gain 22-26 dB - Bruit : 9,5 dB.

PRIX : 99 F TTC (Franco pour règlement à la commande).

Documentation contre 2 timbres

SM ELECTRONIC
20, avenue des Clairions - 89000 AUXERRE

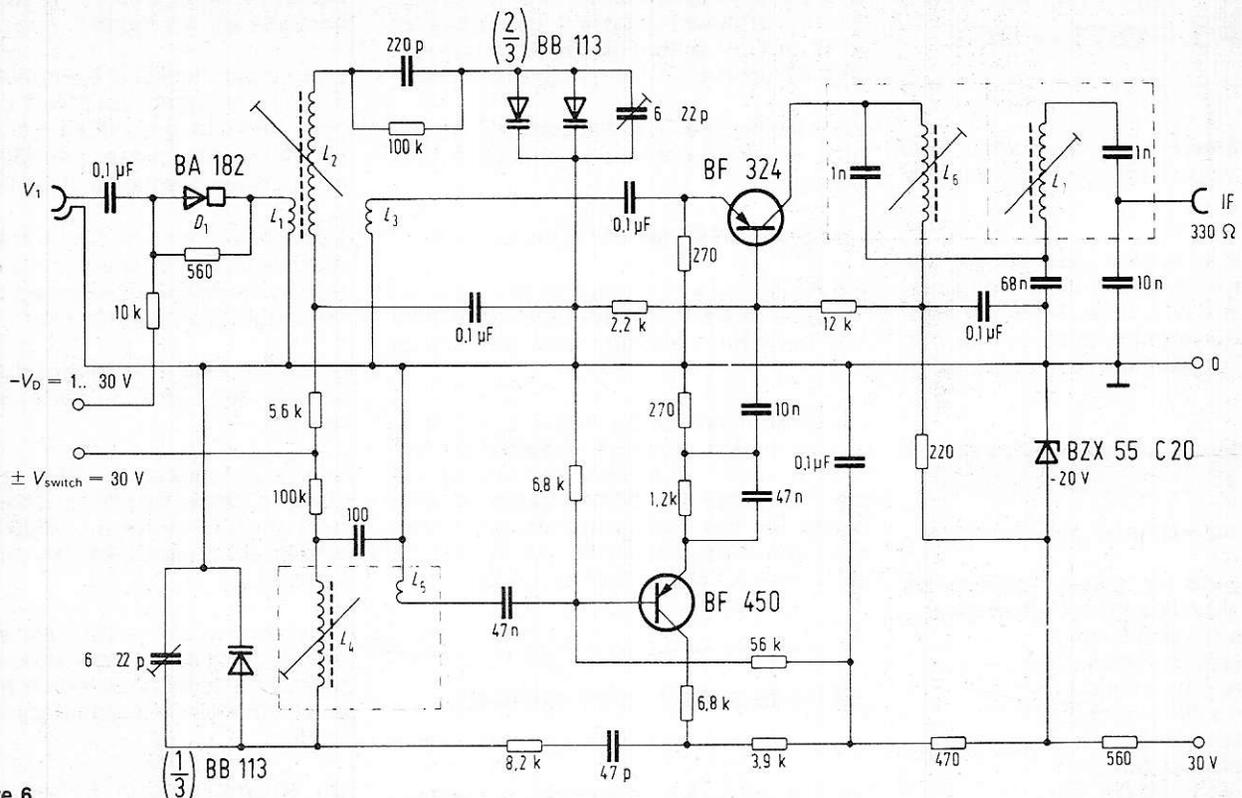


Figure 6

Caractéristiques générales

Tension d'alimentation : 30 V
 Tension d'accord : 0,5 à 30 V (négative)
 Tension de commutation : ± 30 V

Bobines : pour antenne de 60 Ω, $L_1 = 8$ spires fil cuivre émail de 0,12 mm de diamètre; $L_2 = 26$ spires fil divisé 12 fois 0,05 mm de diamètre.

Distance entre L_1 et L_2 : 5 mm.

$L_3 = 2$ spires fil de 0,25 mm de diamètre.

Distance entre L_2 et L_3 : 3 mm.

La bobine L_3 permet le couplage et l'adaptation de L_2 au circuit à basse impédance de la base du transistor mélangeur.

Quant à l'oscillateur, la bobine accordée est L_4 de 25 spires fil divisé de 15 fois 0,05 mm de diamètre; $L_5 =$ bobine de réaction, 5 spires fil de 0,12 mm de diamètre.

L_6 - $L_7 =$ transformateur FI.

On pourra utiliser pour les bobines HF, les supports, type 20K12 de 5 mm de diamètre et longs de 10 à 20 mm. Pour l'oscillateur adopter le bobinage VOGT D41 2520 et pour la FI, le bobinage VOGT D41 2519.

On déterminera expérimentalement le couplage des deux enroulements de l'oscillateur, travail délicat mais instructif.

Voici au **tableau II** ci-après quelques valeurs numériques caractérisant le fonctionnement de cet appareil.

La stabilité de la tension d'accord est donnée en « pour mille » par rapport à la tension maximale de 30 V, par exemple 3,3 ‰ correspond à $3,3 \cdot 30/1000 = 0,099$ V = 10 mV environ.

On pourra simplifier le dispositif de commutation ± 30 V en montant à la place de $D_1 =$ BA182, un interrupteur ou encore plus simplement, en reliant le condensateur de 0,1 μF directement à L_1 et en supprimant la diode, les deux résistances et la tension de ± 30 V.

G. BLAISE

TABLEAU II

f signal (MHz)	R entrée (Ω)	Gain Gp (dB)	V entrée max. m = 30 % mV crête à crête		V osc mV crête à crête sur base mélang.	- Vacc (V)	- V acc pour Δf osc = 1 kHz (mV)	Stabilité de la tension d'accord ‰
			D ₁ cond.	D ₁ n. cond.				
6	45	10	170	3 700	300	1,54	5,1	3,3
8	67	11,1	170	4 400	350	12,58	9,4	0,75
10	85	12,3	160	2 500	300	22,76	29,2	1,28

Vous avez apprécié cette revue, suivez le guide et partagez les vôtres...

Comment faire le vide dans vos placards, contribuer à la collecte du vieux papier et emmener votre bibliothèque (Et celle des autres) en vacances sans payer de surtaxe à l'aéroport.

Chapitre I : Découpage.

Pas le choix, un bon massicot capable de couper 100 pages (Ca existe ?) ou une latte, de préférence en métal, un bon cutter et un support pour épargner votre table de cuisine...

Chapitre II : Scannage.

Si vous ou votre patron avez un scanner **recto-verso** qui converti en pdf passez au chap. III.

Sinon il vous faut au minimum un scanner avec chargeur (Ou être insomniaque). Il est important que le programme de gestion du scanner soit convivial. Pour éviter/réduire les images fantômes du verso de la page qui apparaissent par transparence augmenter lumière et contraste de 10-15 %, ça aide beaucoup.

Scannez toutes les pages (1 pdf par page) impaires dans la directory 1 et renommez le début du fichier (FileRenamer fait ça très bien, increment, step 2, start from 1) : 001, 003, 005... **055**. (Par exemple). Retournez le paquet, scannez dans la directory 2 (A l'envers, la première page scannée sera la dernière du livre!) et renommez à l'envers (FileRenamer : decrement, step 2, start from **56**) : 056, 054, 052... 002. Transférez les deux directories dans une directory commune et fusionnez toutes les pages en un seul fichier avec votre prg favori. (PDF Tools de Tracker Soft fait ça très bien).

Tous les prg cités sont en version d'essai sur eMule ;-)

Chapitre III : Partagez.

Sur Rapidshare & co c'est bien mais encore faut-il trouver les liens et avoir la chance que les fichiers n'aient pas été effacés... à la demande des éditeurs ! Torrent faut chercher beaucoup aussi, eMule il faut un peu de patience mais on trouve tout et tout de suite. Merci de soutenir eMule. Si vous avez des (vieilles) séries genre : Bateaux, Voile Magazine, Motor Boat, Neptune... merci ôssi, ça se fait rare.

Au boulot...

Pour lire les revues un programme léger et très complet : pdfXchange viewer (Pro). A configurer par défaut dans « affichage » : Afficher 2 pages en vis-à-vis + Afficher la couverture en mode vis-à-vis. Vous aurez ainsi à chaque fois les pages paires à gauche et impaires à droite + F12 = plein écran. Pour feuilleter les couvertures sous forme de vignettes un explorateur pas mal : XnView (Affiche à peu près tout ce qui existe.)

Un programme qui fait les deux : Koobit, mais nombre de vignettes limité à 2 lignes.

En ligne prochainement plusieurs centaines de Radio Plans & Elektor depuis les années '70.

Faites une recherche avec « index radio plans electronique maj » ou « index elektor electronique maj » pour la liste complète des sommaires.