

# RADIO PLANS

Revue mensuelle  
d'électronique appliquée

N° 316 - Mars 1974

## Sommaire

**AIDE-MÉMOIRE 61** Les bobinages électroniques - 3<sup>e</sup> partie :  
bobinages pour tuners FM.

**DOSSIER TECHNIQUE 70** Amplificateurs "Public address".

**ÉMISSION - RÉCEPTION 57** Initiation à la BLU.

**INITIATION 53** La photographie et la réalisation des circuits imprimés.

**MESURES 36** Structure et fonctionnement d'un oscilloscope - 2<sup>e</sup> partie :  
les alimentations.

**MODULES RADIO-PLANS 50** Pupitre de mixage : 6<sup>e</sup> partie.

**MONTAGES PRATIQUES 24** Construction d'un tuner FM stéréophonique : "Stéréo 2000".  
**64** Le stroboflash, stroboscope et flash électronique télécommandé.

**MUSIQUE 74** Application générale des diviseurs de fréquence dans les  
orgues électroniques.

**RADIO-COMMANDE 29** Théorie : la modulation des émetteurs.

**32** Rappel : mise au point du mesureur de champ.

**33** Pratique : émetteur 27, 12 MHz.

**RENSEIGNEMENTS 41** Caractéristiques et équivalences des transistors.

**TECHNIQUES 83** Réseaux de distribution.

**DIVERS 80** Nouveautés - Informations.

**82** Courrier des lecteurs.

**86** Cases spécialistes et répertoire des annonceurs.

**Notre cliché de couverture :** Composition réalisée avec des transistors à boîtiers métalliques de  
SESCOSEM. (Cliché THOMSON-CSF)

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.

Président-directeur général - Directeur de la  
publication :  
**Jean-Pierre VENTILLARD.**

Directeur technique :  
**André EUGÈNE.**

Rédacteur en chef :  
**Jean-Claude ROUSSEZ**

Secrétaire de rédaction :  
**Jacqueline BRUCE**

Les manuscrits publiés ou non  
ne sont pas retournés.

Tirage du précédent numéro :  
88 000 exemplaires



Copyright © 1974  
Société Parisienne d'Édition.

Publicité : **Jean BONNANGE.**  
44, rue Taitbout, 75009 Paris.

Abonnements :

2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

France : 1 an 32 F

Etranger : 1 an 38 F

C.C.P. 31.807-57 La Source.

Pour tout changement d'adresse, envoyer la  
dernière bande accompagnée de 1 F en timbres.

# MONTAGES PRATIQUES

## Réalisation d'un tuner FM stéréophonique

### "stéréo 2000"

Voici la description d'un tuner AM-FM stéréophonique, dont la réalisation, sans être d'une extrême simplicité, est tout de même facilitée par l'emploi de deux circuits intégrés réalisant des fonctions complexes, évitant ainsi beaucoup de câblage et de mise au point. Mis à part les éléments se trouvant sur les faces avant et arrière (entrées, sorties et commandes diverses), les composants sont implantés sur trois circuits imprimés.

On peut recevoir les trois gammes d'ondes en modulation d'amplitude (GO, PO et OC), ainsi que les émissions en modulation de fréquence (FM) en stéréophonie.

### Principe

On peut voir à la figure 1 le schéma complet de l'appareil.

En haut à gauche se trouvent réunies toutes les commutations :

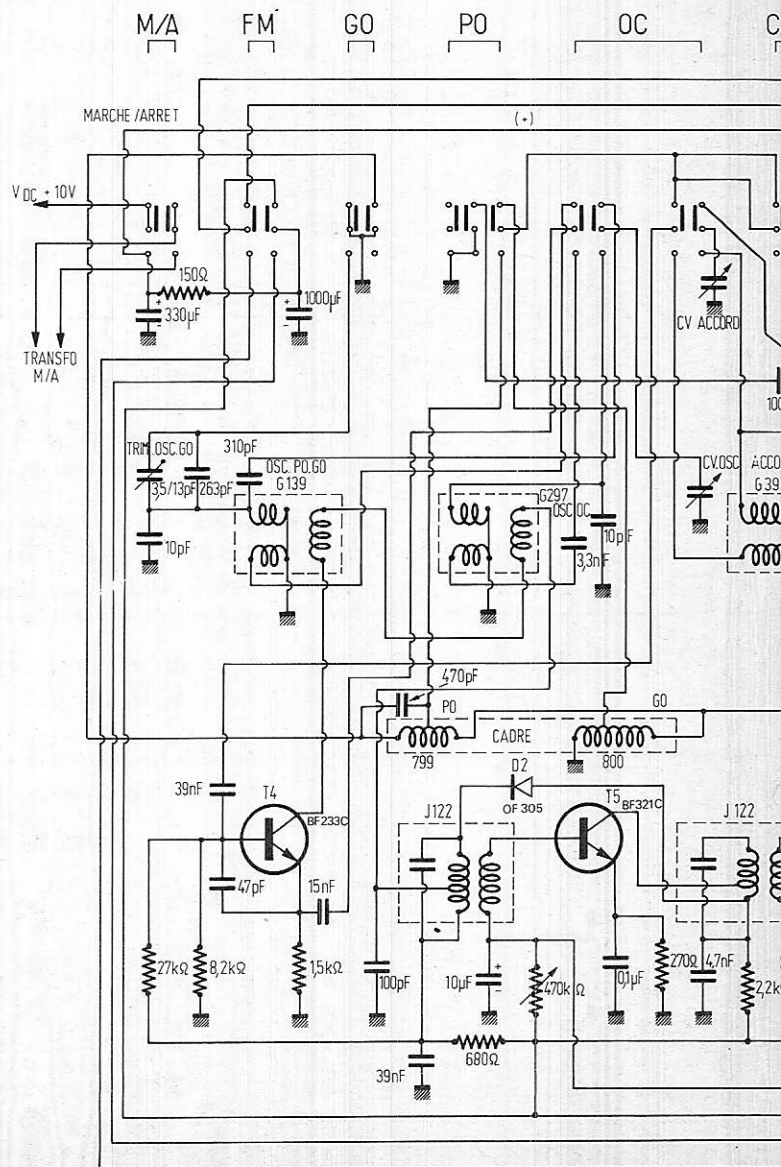
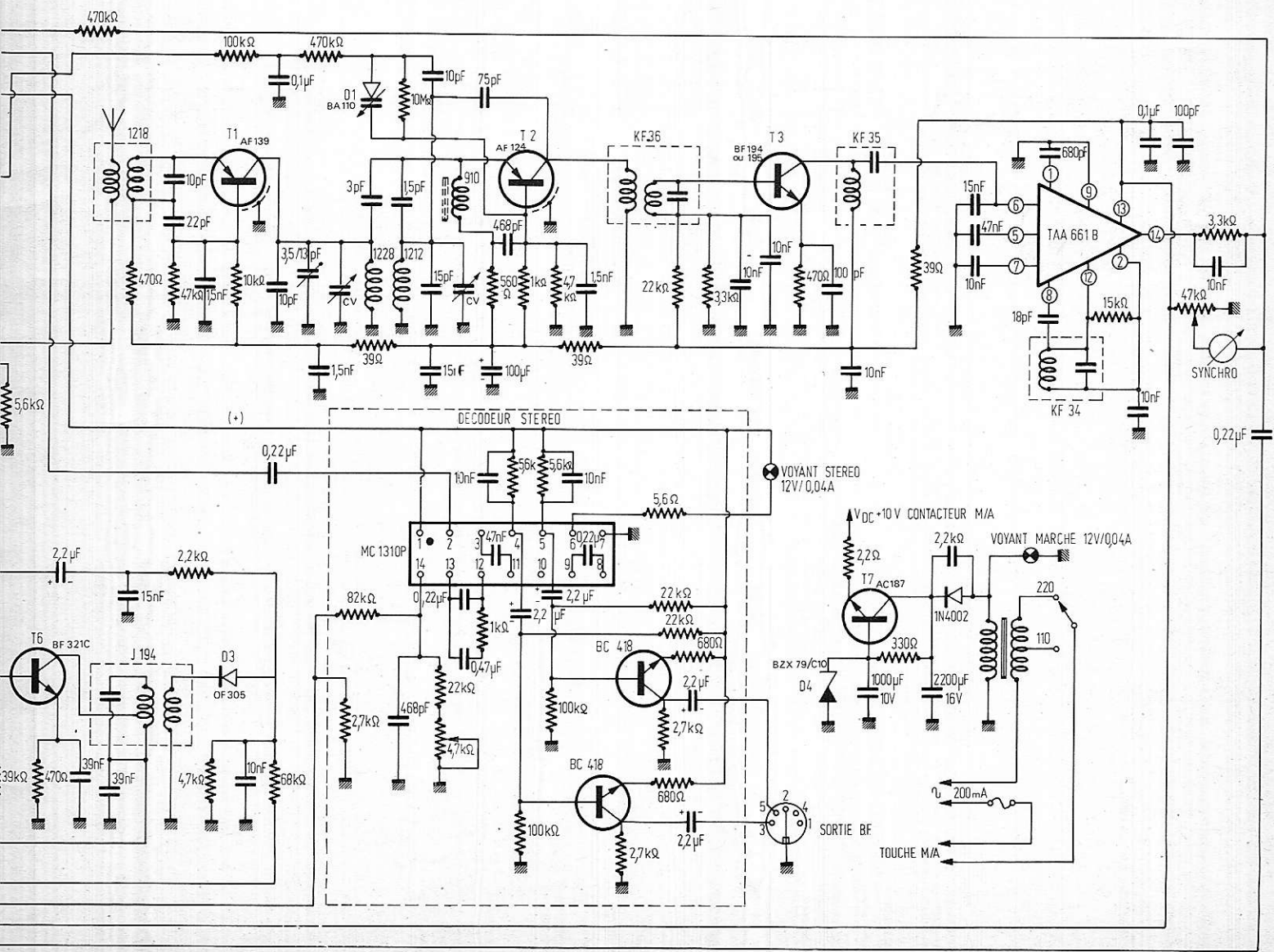
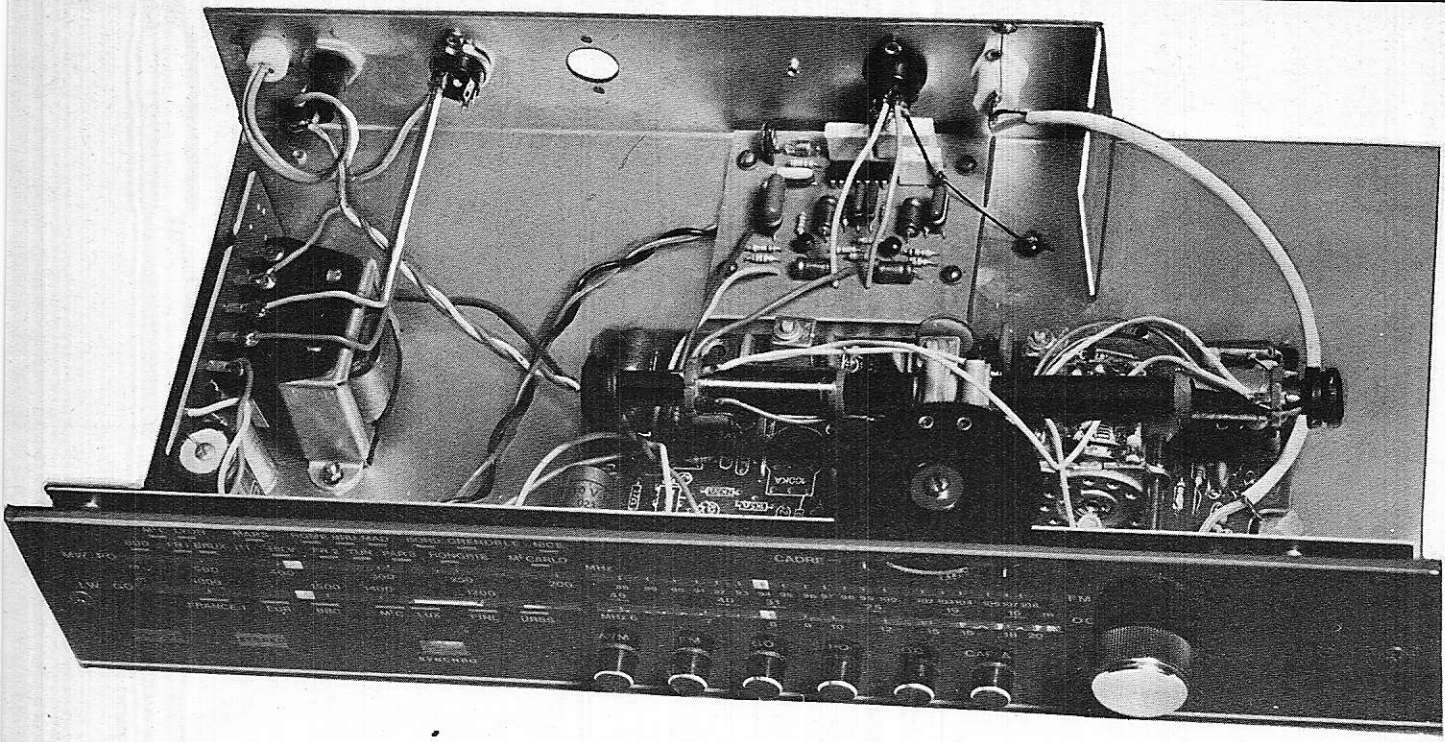


Figure 1



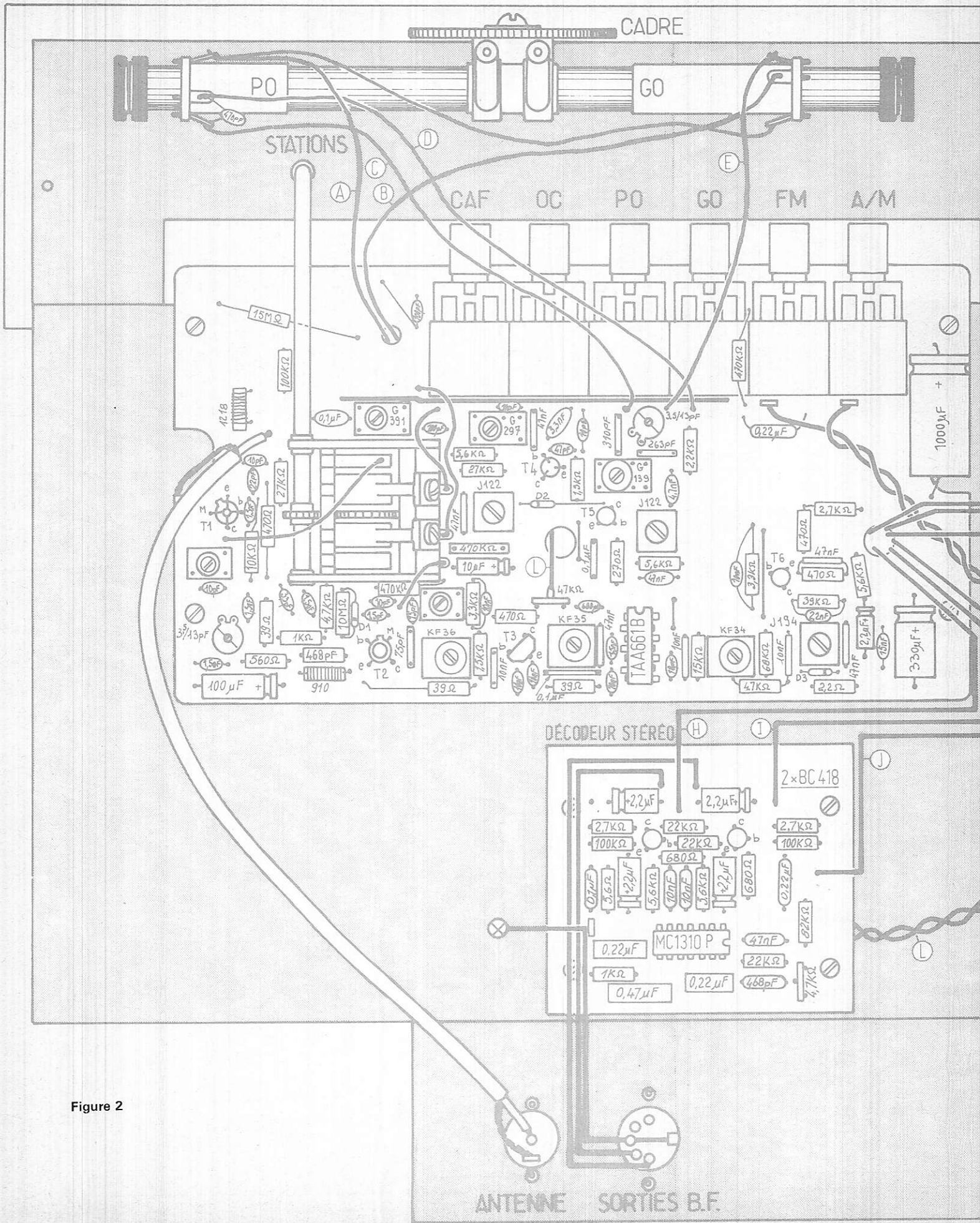
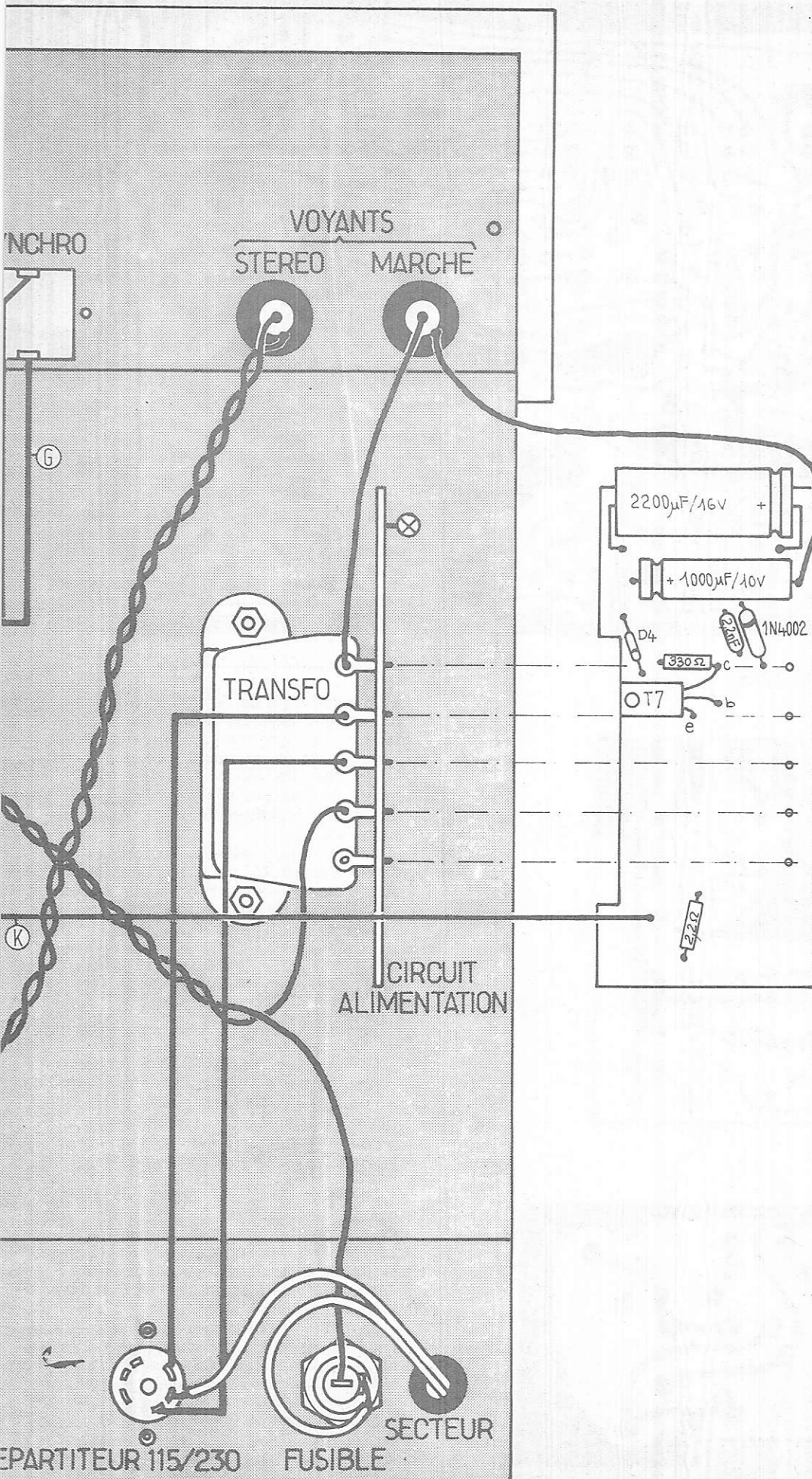


Figure 2



Marche-arrêt du tuner (M/A);  
Sélection de la modulation de fréquence (FM);  
Sélection des grandes ondes (GO);  
Sélection des petites ondes (PO);  
Sélection des ondes courtes (OC);  
Commande automatique de fréquence (CAF).

La partie modulation d'amplitude (AM) utilise pour ses étages haute-fréquence et fréquence intermédiaire les transistors T<sub>4</sub>, T<sub>5</sub> et T<sub>6</sub>, le transistor T<sub>4</sub> fonctionnant en oscillateur-mélangeur. Le signal AM est ensuite détecté après T<sub>6</sub> par la diode D<sub>3</sub>. On voit que la réception des GO et PO se fait sur un cadre ferrite orientable par manœuvre d'un bouton moleté situé en face avant. Le CV d'accord est à 4 cages dont 2 sont utilisées pour la partie AM (oscillateur local et accord) et les 2 autres pour la partie FM.

Cette dernière utilise T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> et le circuit intégré TAA661B.

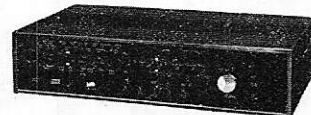
T<sub>1</sub> amplifie le signal venant de l'antenne à travers le bloc 1218. T<sub>2</sub> est un oscillateur mélangeur. On récupère sur la sortie collecteur de T<sub>3</sub> le signal FI à 10,7 MHz qui est appliqué au circuit intégré TAA661B de la SGS, élément complexe qui comporte un amplificateur FI-limiteur, un discriminateur de fréquence (détection FM) et un préamplificateur BF.

Le circuit déphaseur est situé entre les bornes 8, 12 et 2, et la désaccentuation est obtenue sur la borne 1 par branchement d'un condensateur de 680 pF.

On trouve donc sur la sortie 14 de ce circuit intégré, le signal BF multiplex qui va servir à alimenter dans le cas d'une commutation en FM, le décodeur stéréophonique dont la fonction est réalisée elle aussi par un circuit intégré, le MC 1310P de Motorola.

Ce circuit sort donc deux signaux stéréo dans le cas d'une émission FM de ce genre, mais préamplifie néanmoins les signaux BF en modulation d'amplitude ou même en modulation de fréquence sur un canal.

### TUNER AM/FM « STEREO 2000 »



Coffret en bois verni « Noyer d'Amérique »  
Dimensions : 380 × 800 × 90 mm

★ 4 gammes d'ondes :  
OC : 20 à 6 MHz  
PO : 1 600 à 540 kHz  
GO : 280 à 165 kHz  
FM : 87 à 108 MHz

★ Sensibilité FM : 2 µV.

★ Niveau de sortie : 500 mV.  
— CAF pour Modulation de Fréquence.  
— CAG pour Modulation d'Amplitude.  
7 transistors - 5 diodes - 2 circuits intégrés.  
— Cadre ferrite 200 mm orientable.  
— Modulomètre pour réglage visuel en FM.  
— Voyant lumineux, allumage automatique lors d'une réception stéréophonique.

Alimentation : 110/220 volts.

COMPLET, en « Kit » 520,00  
précablé .....

C'EST UNE REALISATION

**CIBOT**  
★ RADIO

1 et 3, rue de REUILLY  
75012 PARIS  
Téléphone : 343-66-90  
M<sup>o</sup> : Faidherbe-Chaligny  
C.C.Postal 6.129-57 PARIS

• Voir notre publicité 3<sup>e</sup> et 4<sup>e</sup> p. de couverture

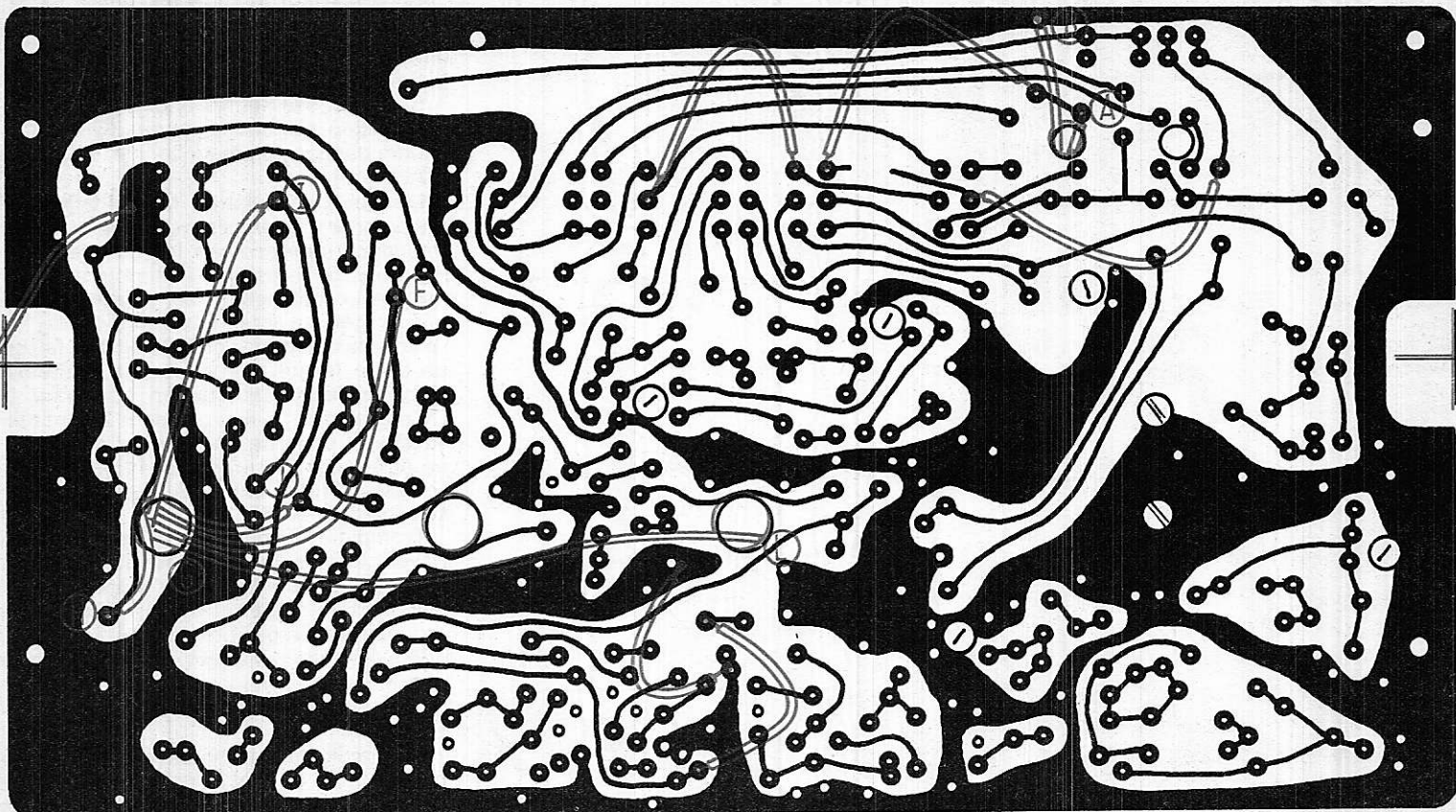


Figure 3

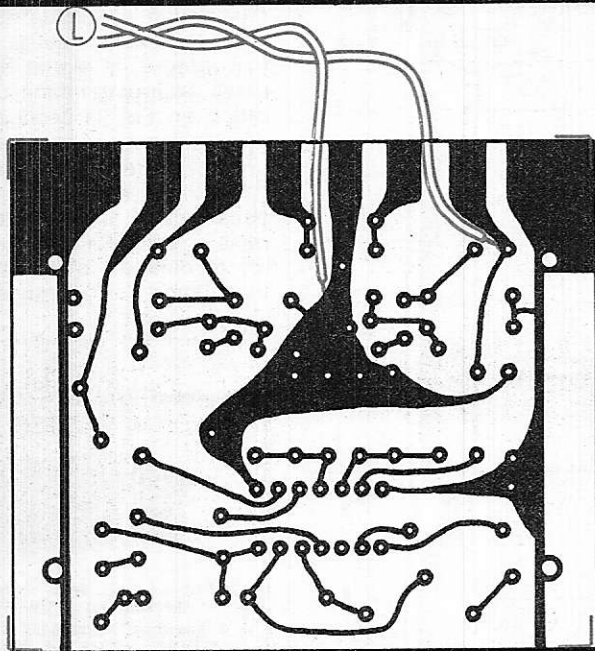
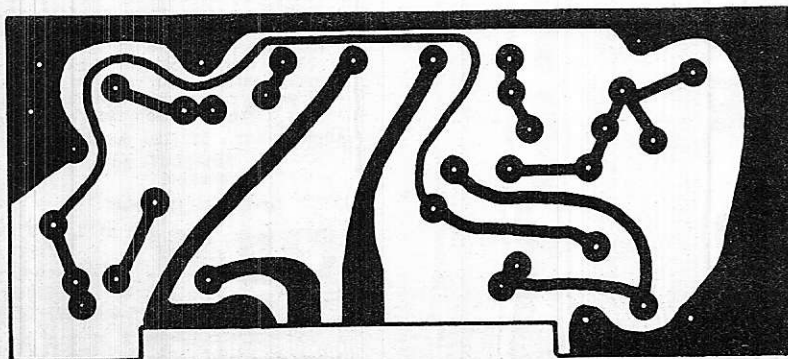


Figure 4

Figure 5



Une sortie (6) de ce circuit permet d'alimenter une ampoule basse tension (12 V - 0,04 A) qui signalera en s'éclairant la présence d'une émission stéréophonique.

Les deux transistors BC418 sortent sur leurs collecteurs les signaux BF qui pourront être amplifiés par un amplificateur de puissance séparé.

L'alimentation est simplement régulée par le transistor T7 (AC187) dans la base duquel se trouve la diode zener D4 (BZX 79C10); la tension de sortie est de 10 volts.

## Réalisation

Le tuner est implanté dans un coffret comportant une ébénisterie dans sa partie supérieure et un châssis pour la partie inférieure sur lequel seront implantés les différents éléments. La photographie donne l'aspect du montage lorsque l'ébénisterie est enlevée.

La **figure 2** est le schéma de câblage complet de l'appareil. On voit que les éléments sont câblés sur trois circuits.

Le circuit imprimé principal dont on donne à la **figure 3** le dessin vu « côté cuivre » à l'échelle 1 réunit les parties HF, FI et détections AM et FM.

Le circuit de la **figure 4** (vue côté cuivre à l'échelle 1) est celui du décodage stéréo et de la préamplification BF. Le circuit de la **figure 5** (toujours à l'échelle 1) est celui de l'alimentation 10 volts continus.

On remarquera que l'arrivée de câbles d'interconnexions sur le circuit principal a été notée pour faciliter le repérage. ■



# radiocommande

## La modulation des émetteurs

Nous n'envisagerons, ici, que la modulation en amplitude, la seule pratiquement utilisée en radiocommande (voir Radio-Plans n° 315). Dans l'article cité, nous avons indiqué déjà qu'il était possible de moduler soit directement l'oscillateur HF, soit l'amplificateur HF de puissance excitant l'antenne. Nous allons maintenant revenir plus en détail sur ces deux procédés de modulation, après quoi nous étudierons les différents types d'oscillateurs BF pratiquement utilisables.

### I — Modulation directe des oscillateurs HF

Dans un oscillateur comme celui de la figure 5 (Radio-Plans n° 315), l'amplitude du signal sinusoïdal à haute fréquence disponible sur le collecteur du transistor T croît avec la tension d'alimentation appliquée. Afin de préciser cette notion, nous avons relevé expérimentalement la courbe donnant les variations de l'amplitude du signal HF en fonction de la tension. Les résultats de cette mesure sont indiqués dans la figure 1.

L'oscillation était observée sur un oscilloscope à large bande (50 MHz), couplé très lâchement au circuit oscillant de façon à ne pas perturber ce dernier. Les tensions lues, données en millivolts crête à crête, sont donc très inférieures à l'amplitude du signal à 27 MHz sur le collecteur du transistor, mais elles lui sont proportionnelles. La tension nominale d'alimentation de l'oscillateur expérimenté était de 13,5 volts.

On constate que l'amplitude du signal de sortie n'est pas proportionnelle à la tension d'alimentation, mais décroît beaucoup plus rapidement que cette dernière. L'oscillateur décroche d'ailleurs, c'est-à-dire que toute oscillation cesse, si la tension d'alimentation descend à 2,8 volts environ. Si on essaie, par conséquent, de moduler un émetteur en alimentant l'oscillateur pilote par le signal BF, la distorsion sera considérable, à moins de se limiter à des taux de modulation suffisamment faibles, 20 % à 30 % au minimum. Cette solution n'est donc applicable qu'à des émetteurs très simples, auxquels on demande une portée réduite.

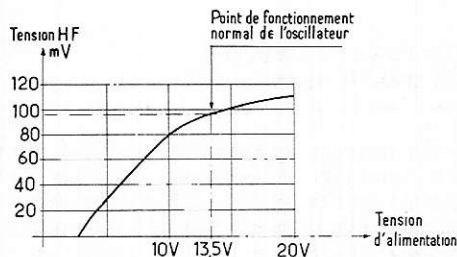


Figure 1

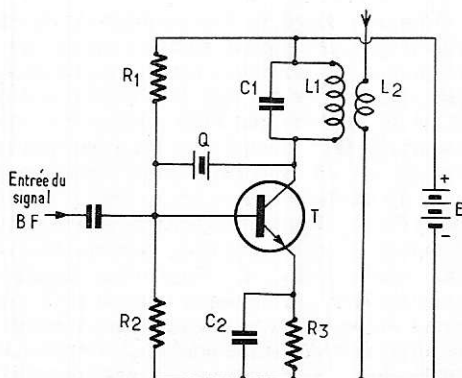


Figure 2

Une autre technique de modulation directe de l'oscillateur HF, consiste à appliquer le signal BF sur la base du transistor oscillateur, où il se superpose à la tension continue de polarisation (figure 2). De cette façon, on change le point de fonctionnement, donc la valeur moyenne du courant de collecteur, au rythme de la basse fréquence.

Comme le gain est une fonction croissante du courant de collecteur, il en résulte une variation de l'amplitude du signal HF.

L'avantage de ce procédé réside dans la très faible puissance demandée au modulateur, qui doit simplement commander le courant de base du pilote. Les inconvénients sont ceux de la modulation par le collecteur, et notamment une distorsion très importante si on dépasse un taux de modulation de 30 %.

### II — Modulation de l'amplificateur de puissance

Nous avons vu que si l'amplificateur de sortie fonctionne en classe C, l'amplitude de l'oscillation HF disponible sur le collecteur est voisine de 2E, en appelant E la tension continue d'alimentation.

Remplaçons alors E par une tension variable, fournie par un amplificateur BF : l'amplitude du signal HF lui est à chaque instant proportionnelle, et on peut obtenir une modulation quasi parfaite jusqu'à des taux de modulation de 90 % à 95 %.

Au lieu de commander la tension fournie au transistor de sortie HF, on peut d'ailleurs agir sur son courant moyen de collecteur. Celui-ci est alors pris sur le collecteur du dernier transistor BF fonctionnant en amplificateur, et dont la base est excitée par le signal BF. On aboutit au schéma de principe de la figure 3, qui est celui de beaucoup de montages de radiocommande, et mérite une analyse un peu détaillée.

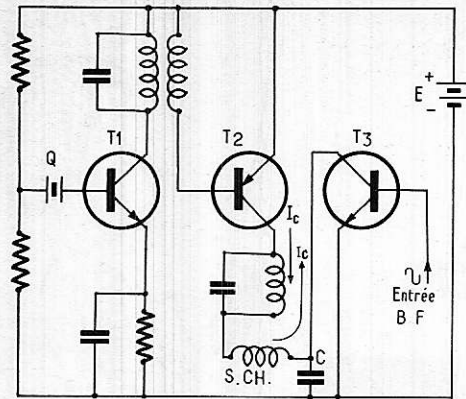


Figure 3

On reconnaît en T<sub>1</sub> l'oscillateur pilote travaillant en émetteur commun, et dont la fréquence est stabilisée par le quartz Q établissant une réaction entre collecteur et base. T<sub>1</sub> est alimenté sous une tension continue constante E, dont le + est relié au collecteur puisqu'il s'agit d'un transistor NPN.

Le transistor amplificateur T<sub>2</sub> fonctionne en classe C, selon un schéma maintenant connu. On remarquera que T<sub>2</sub> est un PNP : c'est la raison pour laquelle son émetteur et sa base sont connectés au + de l'alimentation. Le courant I<sub>c</sub> qui sort par le collecteur de T<sub>2</sub>, est fourni par le transistor amplificateur T<sub>3</sub>, et doit entrer dans le collecteur de ce dernier : T<sub>3</sub> est donc un NPN, dont la base reçoit les tensions de modulation BF.

Le fonctionnement de la partie BF de l'émetteur ne doit pas être perturbé par les signaux HF. Ceux-ci sont donc arrêtés par un filtre passe-bas constitué par la self de choc S. CH. et par le condensateur C. La fréquence de coupure de ce filtre est déterminée de façon à arrêter presque totalement le 27 MHz, mais à laisser passer sans atténuation les fréquences de modulation de quelques centaines ou quelques milliers de hertz.

### III — Les oscillateurs BF sinusoïdaux

En radiocommande, on utilise généralement comme signal BF de modulation, soit une tension sinusoïdale, soit une tension en créneaux rectangulaires. Nous commencerons par l'étude des oscillateurs sinusoïdaux.

La structure fondamentale d'un tel oscillateur ne diffère pas de celle que nous avons analysée en HF, et on y rencontrera un amplificateur A associé à un quadripôle de réaction B, le déphasage total de ces deux éléments étant nul à la fréquence d'oscillation, et le gain alors égal à 1. Toutefois, la différence des fréquences mises en jeu permet d'adopter d'autres structures pour la réalisation du quadripôle de réaction. Nous nous limiterons à celles qui font appel à un réseau déphaseur du type résistances-capacités, et à celles qui utilisent un transformateur BF.

### Les oscillateurs à résistances et capacités

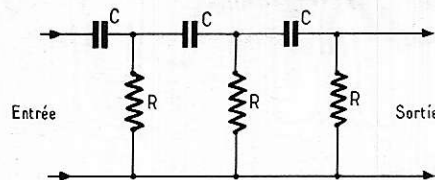


Figure 4

Considérons le quadripôle représenté en figure 4 : il se compose de trois condensateurs et de trois résistances. Chaque cellule RC introduit un déphasage, et en même temps un affaiblissement, qui sont fonctions de la fréquence du signal sinusoïdal d'entrée. On peut montrer que, pour le quadripôle complet, le déphasage atteint 180° pour une fréquence et une seule, donnée par la relation :

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

Pour cette fréquence, l'atténuation introduite par le quadripôle est de 29. Si on l'associe alors à un amplificateur BF fonctionnant en émetteur commun, et dont on sait

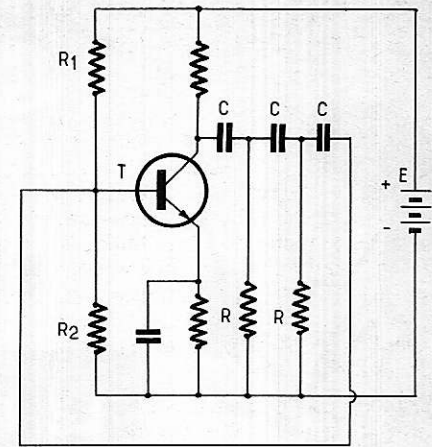


Figure 5

qu'il déphase lui aussi de 180°, le déphasage total est nul (ou 360°, ce qui revient au même). On obtiendra donc un oscillateur, conformément au schéma type donné dans un précédent article, si le gain A de l'amplificateur associé au quadripôle est égal à 29.

La figure 5 montre un exemple de réalisation d'un tel oscillateur à déphasage. La dernière résistance R du quadripôle de réaction y est en fait constituée par la résistance du transistor T, mise en parallèle sur les résistances R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub> du pont de base.

### Oscillateurs utilisant un transformateur BF

On rencontre assez fréquemment, dans les schémas d'émetteurs de radiocommande, des oscillateurs BF conçus selon le principe illustré par la figure 6. Le transformateur TR, monté dans le collecteur du transistor oscillateur T, est un modèle miniature couramment utilisé comme driver dans les récepteurs radio.

De prime abord, le fonctionnement de ce type d'oscillateur peut sembler assez hermétique, et on en trouve rarement une analyse convenable. En fait, tout s'éclaire dès qu'on se rappelle que l'enroulement E<sub>1</sub> du transformateur, comportant un grand nombre de spires, présente une importante capacité parasite C, que nous faisons apparaître dans la figure 7. Le primaire du transformateur se comporte donc comme un circuit oscillant E<sub>1</sub>, C. Pour une tension sinusoïdale v<sub>e</sub> appliquée à la base de T, on trouve sur le collecteur de ce même transistor une tension sinusoïdale v<sub>s</sub>, déphasée par rapport à v<sub>e</sub> d'un angle ψ qui dépend de la fréquence.

Le problème se complique encore par la présence de l'ensemble C<sub>1</sub> r<sub>1</sub>, si on suppose le contacteur S<sub>1</sub> fermé, tandis que S<sub>2</sub> est ouvert. En effet, ce circuit résistance capacité introduit un déphasage supplémentaire, qui dépend à la fois de la fréquence et de la valeur de r<sub>1</sub>. Finalement, on voit que l'oscillation peut être obtenue si l'ensemble du transistor T, du transformateur TR et de sa capacité C, du condensateur C<sub>1</sub> et de la résistance r<sub>1</sub>, introduit un déphasage total

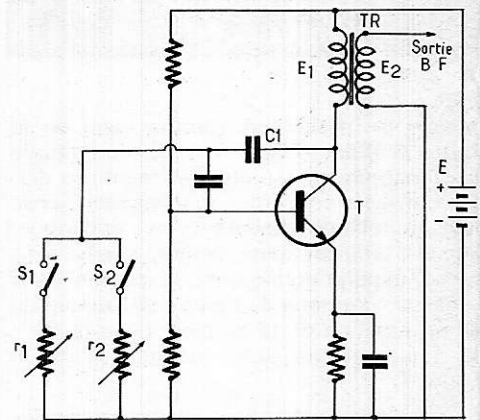


Figure 6

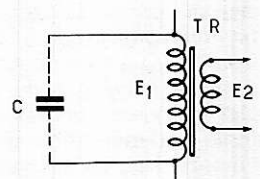


Figure 7

nul. Cette condition fixe la fréquence d'oscillation.

L'intérêt du montage réside dans la facilité de modifier la fréquence d'oscillation, en modifiant la valeur de r<sub>1</sub>. Ainsi, dans la figure 6, on peut obtenir un modulateur à 2 canaux, chacun étant sélectionné par la fermeture du contacteur S<sub>1</sub> ou du contacteur S<sub>2</sub>. On peut régler chacune des deux fréquences à une valeur prédéterminée, en prenant pour r<sub>1</sub> ou r<sub>2</sub> des résistances ajustables.



## IV — Les oscillateurs de relaxation

Il est souvent avantageux de moduler les étages HF d'un émetteur de radiocommande par des tensions BF rectangulaires, qui permettent une modulation par tout ou rien si le taux atteint 100 %, donc un excellent rendement. Cette technique est d'ailleurs nécessaire en commande proportionnelle, où on sait que la tension continue finalement appliquée au servomécanisme du récepteur, dépend du rapport cyclique des créneaux de modulation.

Deux types d'oscillateurs BF de relaxation se prêtent bien à l'obtention de signaux rectangulaires : ce sont les multivibrateurs, et les relaxateurs à transistor unijonction. Nous les passerons en revue tous les deux, en précisant les avantages et les inconvénients de chaque solution.

### Les multivibrateurs

Le schéma type d'un multivibrateur, dans sa version la plus simple, est représenté dans la **figure 8**. Les deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  sont montés en émetteur commun, leurs charges de collecteurs étant constituées respectivement par les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Les bases sont polarisées, à partir du + de l'alimentation, par les résistances  $R_3$  et  $R_4$ .

L'oscillation est obtenue grâce au couplage énergétique établi entre le collecteur de chaque transistor et la base de l'autre, par l'intermédiaire des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . On montre alors que le système ne peut prendre que deux états :

— dans l'état 1, le transistor  $T_1$  est bloqué, tandis que  $T_2$  est saturé. Le potentiel du collecteur de  $T_1$  est alors égal à + E, tandis que celui de  $T_2$  est pratiquement nul.

— dans l'état 2, la situation s'inverse,  $T_1$  étant saturé et  $T_2$  bloqué.

Le passage d'un état à l'autre s'effectue spontanément et très rapidement, comparativement à la durée de chaque état. Celle-ci est fixée par les constantes de temps  $R_3 C_2$  et  $R_4 C_1$ . Si  $R_3 = R_4 = R$  et si  $C_1 = C_2 = C$ , on obtient finalement sur chaque collecteur des créneaux symétriques, dont la fréquence est voisine de :

$$f = \frac{1}{1,4 RC}$$

### Application à la commande proportionnelle

Pour ce type de commande, on doit pouvoir faire varier le rapport cyclique des créneaux, mais sans changer la fréquence. On parvient aisément à ce résultat en modifiant le multivibrateur de la **figure 8**, comme indiqué dans la **figure 9**.

On voit que les résistances de bases  $R_3$  et  $R_4$ , au lieu d'être ramenées directement au + de l'alimentation, aboutissent aux deux

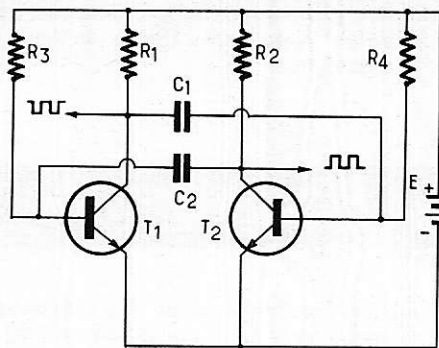


Figure 8

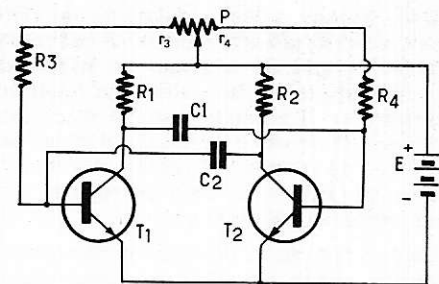


Figure 9

extrémités d'un potentiomètre P dont le curseur est au plus. Si on note  $r_3$  et  $r_4$  la résistance de chaque partie de ce potentiomètre, les résistances de bases sont maintenant  $R_3 + r_3$  pour le transistor  $T_1$ , et  $R_4 + r_4$  pour  $T_2$ .

En modifiant la position du curseur, on change la durée de chaque demi-créneau, sans modifier la durée totale de la période.

### Avantages et inconvénients des oscillateurs à multivibrateurs

Ce type d'oscillateur engendre directement, de façon très simple puisque deux transistors suffisent, un signal rectangulaire ayant pour amplitude la tension d'alimentation, et capable d'attaquer l'amplificateur de modulation, c'est-à-dire la transistor  $T_3$  de la **figure 3**. D'autre part il s'adapte très aisément, comme nous venons de la voir, aux exigences de la commande proportionnelle.

Son inconvénient réside dans une médiocre stabilité en fréquence, qui oblige souvent à retoucher les réglages. Sinon, avec des circuits très sélectifs dans la partie BF du récepteur, on sortirait très vite de la plage de résonance.

### Les relaxateurs à unijonction

Le schéma très classique d'un oscillateur à transistor unijonction, est donné dans la **figure 10**. On dispose de trois types de signaux de sortie : des impulsions négatives sur la base  $B_2$ , des impulsions positives sur la base  $B_1$ , et des dents de scie à montées exponentielles sur l'émetteur. Pour une tension d'alimentation E donnée, la fréquence d'oscillation est fixée par la valeur du

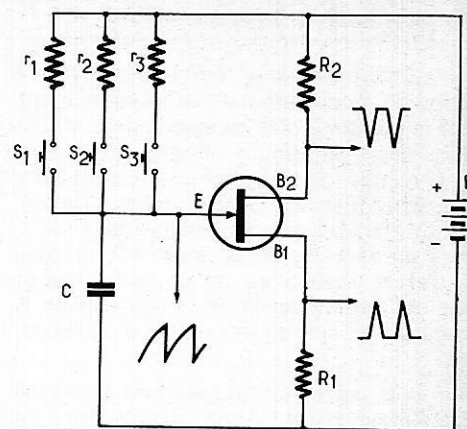


Figure 10

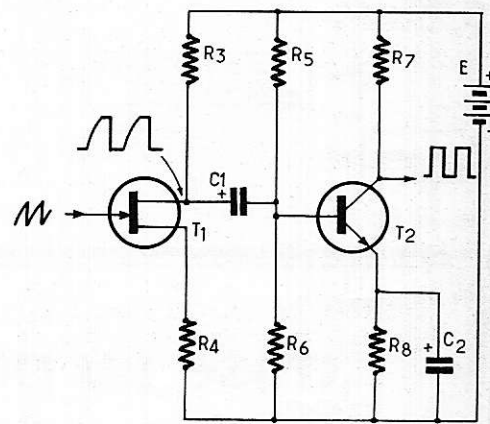


Figure 11

condensateur C et de sa résistance de charge r. On peut aisément obtenir plusieurs fréquences en commutant r, comme le montre la **figure 10** où les résistances  $r_1$ ,  $r_2$  ou  $r_3$  sont mises en jeu par les commutateurs  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ .

A part certaines utilisations pour la commande digitale, sur lesquelles nous reviendrons ultérieurement, seules les dents de scie sont utilisées. Toutefois leur forme ne se prête pas à un emploi direct, non plus que l'impédance de sortie élevée sous laquelle elles sont délivrées. Il est donc nécessaire d'abaisser cette impédance, puis d'amplifier et d'écarter les dents de scie pour en faire des signaux quasi-rectangulaires.

Une solution élégante à ces deux problèmes, nous semble fournie par le circuit de la **figure 11**. Les dents de scie sont prélevées à très haute impédance par le transistor à effet de champ  $T_1$ , qui les amplifie. Un premier écrêtage intervient donc sur le drain de  $T_1$ . Le transistor  $T_2$ , polarisé par les résistances de base  $R_5$  et  $R_6$ , fournit une nouvelle amplification avec écrêtage, et le signal finalement recueilli sur son collecteur est voisin d'une tension rectangulaire parfaite.

En modifiant la polarisation de  $T_2$ , on peut déplacer l'écrêtage vers le sommet ou vers la base des signaux en dents de scie, donc modifier le rapport cyclique des créneaux : le montage est alors utilisable pour une commande proportionnelle.

## Avantages et inconvénients des oscillateurs à unijonction

L'avantage principal tient dans l'extrême facilité de modification de la fréquence, qui rend le montage tout indiqué pour la modulation des émetteurs multicanaux. Une autre qualité des oscillateurs à transistor unijonction est leur bonne stabilité en fréquence. Par un choix convenable de la résistance de base  $R_2$  de la figure 10, on peut assurer la constance de cette fréquence pour des variations importantes soit de la température, soit de la tension d'alimentation.

On peut reprocher en revanche à ce type d'oscillateur d'être d'une construction un peu plus complexe, et un peu plus coûteuse,

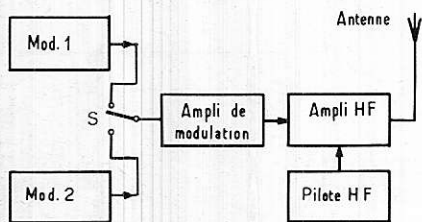


Figure 12

que celle des multivibrateurs. Il ne faut cependant pas surestimer la différence, qui se maintient à quelques francs au niveau des composants.

## V — La commande en simultané

Pour terminer cette revue des méthodes et des techniques de modulation des émetteurs, il nous reste à dire quelques mots de la commande en simultané.

Dans la plupart des modulateurs que nous avons étudiés jusqu'à présent, il est relativement simple de changer la fréquence d'oscillation, donc de réaliser un émetteur multicanal. Toutefois, chaque fréquence étant sélectionnée à son tour, il n'est pas possible de passer plusieurs ordres en même temps, ce qui peut se révéler utile dans certaines applications.

Le principe de la commande simultanée consiste à faire travailler en même temps deux modulateurs, donc à transmettre simultanément deux ordres au récepteur. En

fait, cette simultanéité n'est qu'apparente, comme on pourra s'en rendre compte sur le schéma de principe de la figure 12. Si  $MOD_1$  et  $MOD_2$  sont les deux modulateurs considérés, on les fait effectivement osciller en même temps. Toutefois, les tensions BF délivrées sont appliquées l'une après l'autre à l'amplificateur de modulation, à travers le commutateur à deux positions S.

Si S passe rapidement de la position 1 à la position 2, une dizaine de fois par seconde par exemple, l'émetteur est modulé à la fréquence  $F_1$  pendant un dixième de seconde, puis à la fréquence  $F_2$  pendant le dixième de seconde suivant, et ainsi de suite. Grâce à l'inertie des organes d'exécution du récepteur, tout se passe vis-à-vis des servomécanismes, comme si chaque fréquence  $F_1$  ou  $F_2$  était transmise en permanence, et deux ordres sont exécutés à la fois.

Naturellement, dans la pratique, le commutateur S est un circuit purement électronique jouant le rôle d'interrupteur à deux voies. Il peut être commandé, par exemple, par un multivibrateur comme celui de la figure 8, fonctionnant à une fréquence d'une dizaine de hertz.

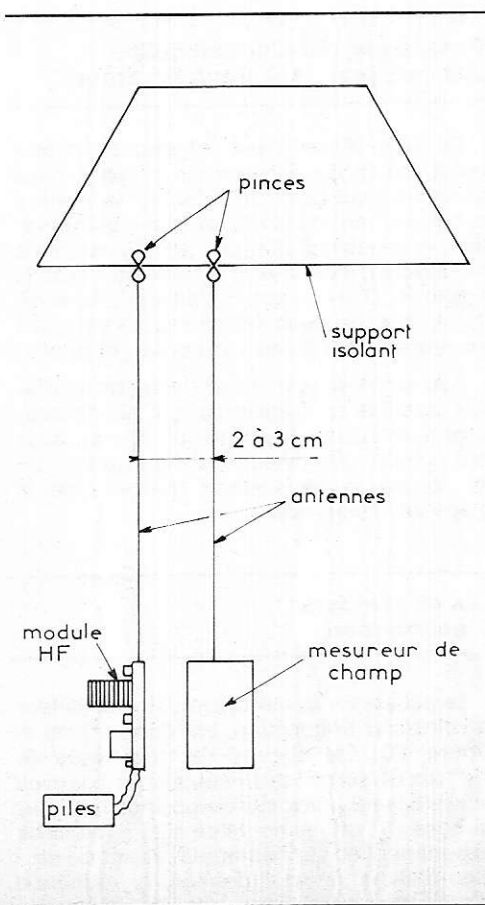
# mise au point du mesureur de champ décrit dans le n° 314

Après câblage du mesureur de champ (voir le n° 314 page 70), il restait pour terminer sa mise au point, à accorder exactement le circuit oscillant d'antenne sur la fréquence de 27,12 MHz. Cette opération implique la possession d'un oscillateur étalon fonctionnant lui-même sur cette fréquence, et dont on dispose maintenant... sous forme de la partie HF de l'émetteur.

En effet, même si celui-ci est encore mal réglé, le pilotage par quartz de son oscillateur donne la certitude que l'émission est bien calée sur la fréquence désirée. Seule, la puissance rayonnée peut être très faible si les circuits oscillants ne sont pas convenablement accordés. L'utilisation conjuguée de l'émetteur et du mesureur de champ va permettre, par approches successives, une mise au point simultanée de ces deux appareils.

En guise d'antenne, on branchera sur le module HF un fil d'environ 1 m de long, et on insérera d'autre part l'antenne du mesureur de champ dans la douille prévue à cet effet sur son boîtier. Les deux antennes sont alors disposées parallèlement l'une à l'autre, à 2 ou 3 cm de distance, et loin de toute surface (ne pas les coucher sur une table ou les accrocher le long d'un mur). On pourra par exemple les suspendre, à l'aide de pinces à linge, à l'abat-jour d'un lampadaire ou à tout autre support isolant.

Le mesureur de champ et l'émetteur sont ensuite alimentés. Si une déviation apparaît sur le galvanomètre dont on a préalablement ajusté le zéro, c'est que les noyaux des



différents bobinages sont pratiquement dans leur position idéale. Sinon, il faut visser ou dévisser celui de la bobine du mesureur jusqu'à apparition d'une déviation, puis obtention du maximum. Cette opération doit être faite avec un tournevis entièrement isolant : on pourra s'en fabriquer un facilement en taillant une aiguille à tricoter en plastique, ou même tout simplement une allumette de cuisine.

Ensuite, on cherchera à augmenter la valeur du maximum de déviation en agissant cette fois sur le réglage de l'émetteur, toujours à l'aide d'un tournevis isolant. On finira enfin chacune de ces opérations, tant sur l'émetteur que sur le mesureur de champ, en éloignant progressivement les deux appareils l'un de l'autre.

Si, dès la première opération citée, aucune déviation ne peut être lue sur le mesureur de champ quel que soit le réglage de sa self, il faudrait commencer par agir sur le circuit oscillant de l'émetteur, en modifiant arbitrairement la position du noyau. Au bout de trois ou quatre essais au maximum, on est sûr de mettre en évidence une oscillation, et on peut commencer alors l'ensemble des réglages décrits.

Naturellement, une fois convenablement ajusté, le mesureur de champ ne doit plus être touché, et servira immédiatement à la mise au point de tous les émetteurs calés sur 27,12 MHz. Il est d'ailleurs prudent d'immobiliser le noyau du bobinage par une goutte de vernis, ou par un peu de cire.



# radiocommande

## PRATIQUE

### Emetteur 27,12 MHz (1<sup>ère</sup> partie)

Le circuit dont nous donnons aujourd'hui la description, constitue la première étape vers la réalisation d'un ensemble complet de radiocommande. L'émetteur fonctionne sous 27,12 MHz, et peut être modulé par différents oscillateurs BF prévus soit pour la commande en multicanaux, soit pour la commande proportionnelle. Il comporte un oscillateur pilote, stabilisé sur 27,12 MHz par un quartz, et un amplificateur HF de puissance en classe C. Sur la même plaquette de circuit imprimé, nous avons logé le dernier étage de l'amplificateur de modulation, qui commande le courant de l'étage de puissance.

#### I — LE SCHEMA DE PRINCIPE

Il est fidèlement calqué sur le schéma théorique de la figure 13, donnée dans le n° 315 de cette revue. La figure 1 précise la valeur de tous les composants utilisés. Le pilote, utilisant un transistor NPN T<sub>1</sub> de type 2N2925, fonctionne en émetteur commun, puisque la résistance d'émetteur R<sub>3</sub> de 1,2 kΩ est découplée par le condensateur C<sub>2</sub> de 15 000 pF. Le collecteur est chargé par le circuit oscillant parallèle L<sub>1</sub>C<sub>1</sub>. C<sub>1</sub> est un condensateur de 33 pF, et la self L<sub>1</sub> est obtenue en bobinant à spires jointives, sur un mandrin de 8 mm de diamètre, 10 tours

de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm. Le mandrin est muni d'un noyau en ferrite réglable, qui permet d'ajuster la valeur de L<sub>1</sub>, donc d'accorder le circuit oscillant sur la fréquence exacte du quartz.

Le quartz établissant la réaction est un modèle miniature sous boîtier métallique. Il est branché directement entre le collecteur et la base de T<sub>1</sub>.

La polarisation de ce transistor, donc son courant de repos, est fixé par le pont des deux résistances R<sub>1</sub> de 27 kΩ et R<sub>2</sub> de 6,8 kΩ, ainsi que par la résistance ajustable P montée en potentiomètre, et d'une valeur de 10 kΩ. L'ensemble du pilote est alimenté sous une tension fixe E, qui peut être choisie

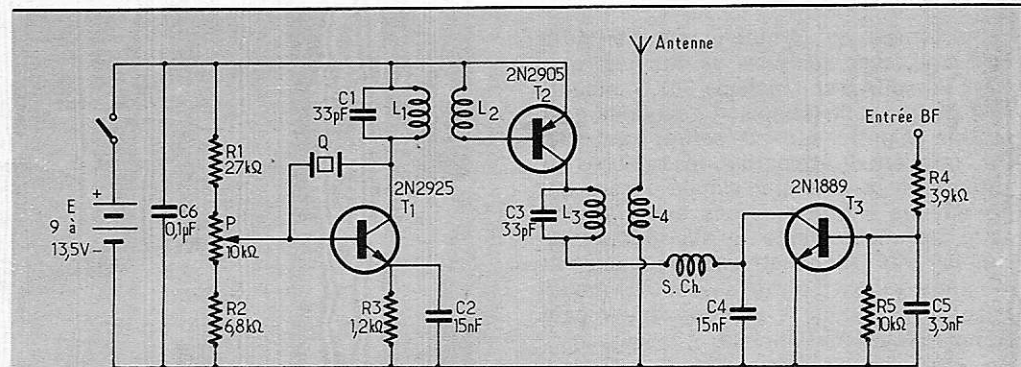
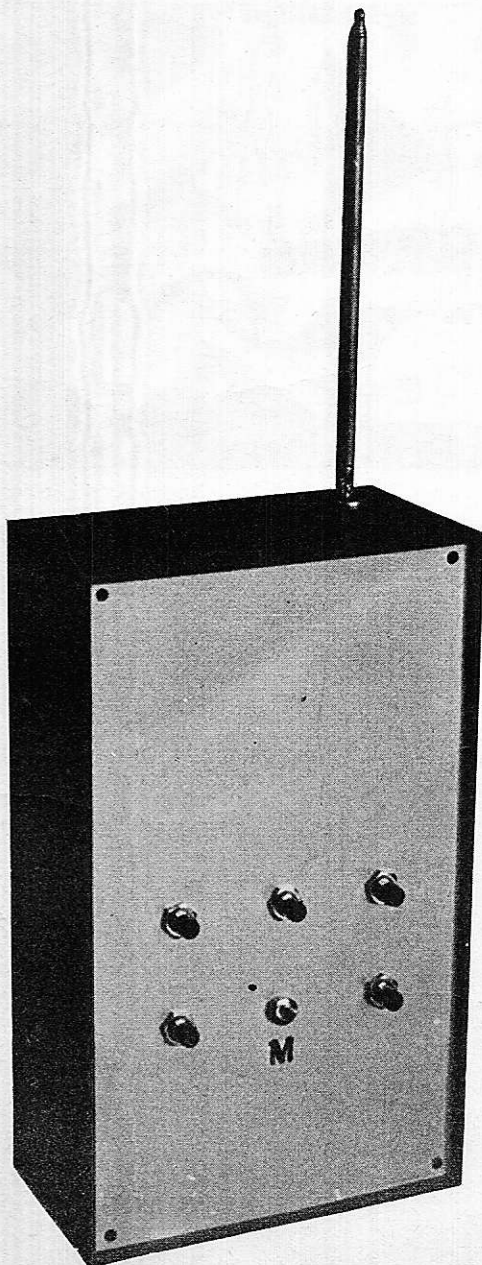


Figure 1

entre 9 volts et 13,5 volts, et qui est fournie soit par un jeu de piles standard de 4,5 volts, soit par une batterie d'accumulateurs.

Une self  $L_2$ , couplée à  $L_1$ , transmet à la base du transistor  $T_2$  le courant d'excitation nécessaire pour exciter le fonctionnement en classe C de l'étage de puissance.  $L_2$  est formée de 2 spires de fil souple à plusieurs brins, isolé sous gaine plastique, et bobiné par dessus l'enroulement  $L_1$ . On choisira un fil de 6/10 à 8/10 de mm, isolant non compris.

Comme  $T_2$  est un transistor de type PNP (il s'agit d'un 2N2905), son émetteur est relié au + de l'alimentation. Le collecteur de  $T_2$  est chargé par le circuit oscillant  $L_3C_3$  accordé lui aussi sur 27,12 MHz.  $C_3$  est un condensateur de 33 pF, et  $L_3$  est constituée par 10 tours de fil de cuivre émaillé de 6/10 de mm, bobinés à spires jointives sur un mandrin de 8 mm muni d'un noyau en ferrite.

La modulation de l'étage de puissance est obtenue selon le procédé étudié dans ce numéro(316)de Radio-Plans. Le courant de collecteur de  $T_2$  est en effet fourni par le transistor NPN  $T_3$ , de type 2N1889, qui reçoit la tension basse fréquence de modulation sur la base. Une self de choc S.CH. associée au condensateur  $C_4$  de 15 000 pF, interdit le retour de la haute fréquence vers les étages BF. Nous verrons dans les conseils de mise au point, comment réaliser pratiquement cette self de choc.

La base de  $T_3$  est excitée à travers la résistance  $R_4$  de 3,9 k $\Omega$ , et ramenée à la masse d'une part par la résistance  $R_5$  de 10 k $\Omega$ , d'autre part par le condensateur  $C_5$  de 3 300 pF qui contribue lui aussi au filtrage de la HF.

Les signaux modulés finalement disponibles dans le circuit oscillant  $L_3C_3$ , sont transmis à l'antenne par couplage inductif de  $L_3$  avec la self  $L_4$ .  $L_4$  comporte 3 tours de fil multibrin sous plastique, identique à celui utilisé pour  $L_2$ .

Un condensateur  $C_6$  de 0,1  $\mu$ F est branché entre le + et le - de l'alimentation, afin de diminuer son impédance en haute fréquence.

## II — REALISATION PRATIQUE DU MODULE HF

L'ensemble de l'émetteur est destiné à être logé, avec ses piles ou ses batteries, dans un coffret en plastique TEKO, modèle P/4, de 21 cm de hauteur, 13 cm de largeur et 8 cm de profondeur. Ce coffret comporte, sur l'intérieur de ses parois, des rainures qui permettent de fixer par simple glissement les circuits imprimés. Nous avons retenu cette technique parce qu'elle permet de changer très rapidement un des modules du montage, par exemple de passer d'un modulateur à 4 canaux à un modulateur pour commande proportionnelle.

Les dimensions de la plaquette de circuit imprimé sont donc fixées rigoureusement : 12,5 cm pour la largeur, et 6 cm de profon-

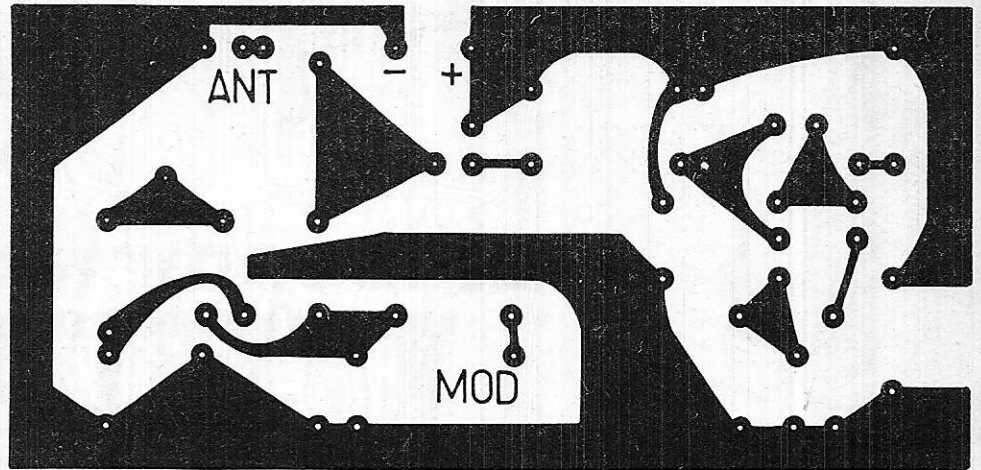


Figure 2

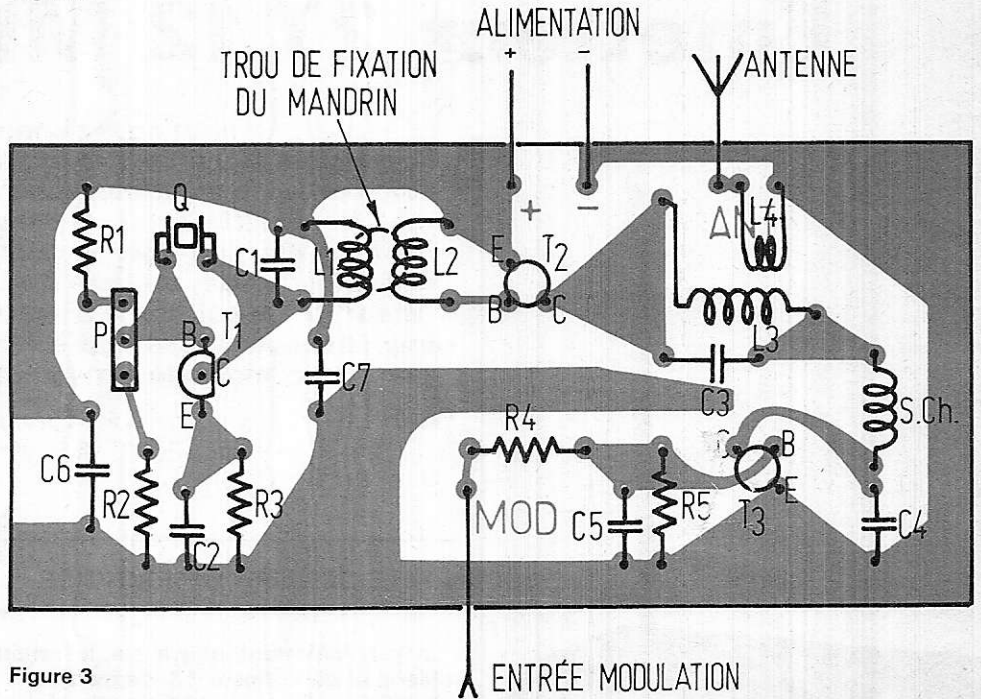
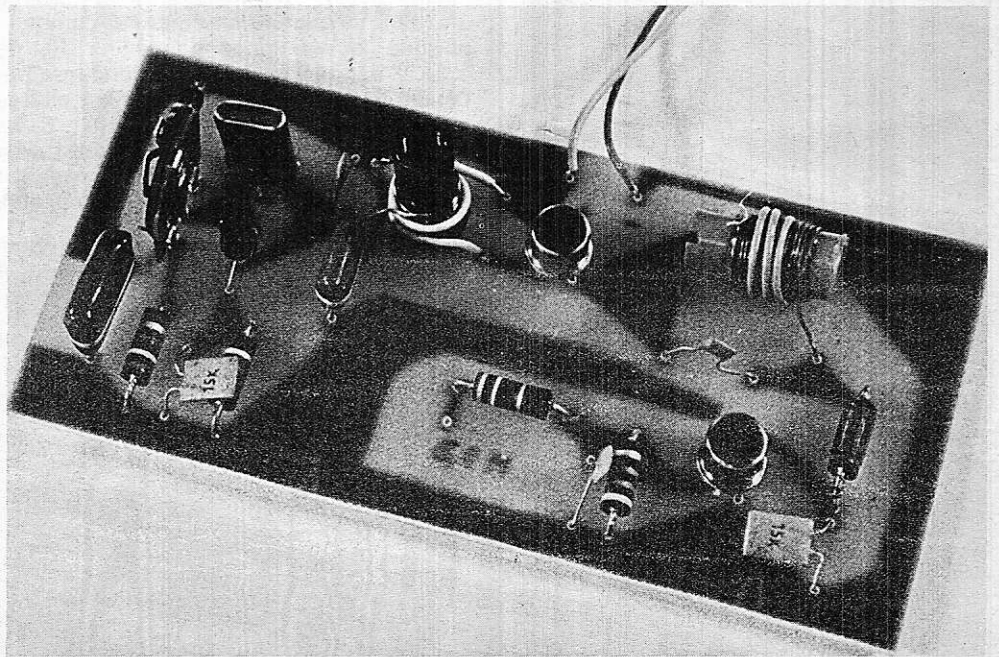


Figure 3

Figure 4



deur. Comme il s'agit de haute fréquence, on choisira de préférence un stratifié en verre époxy.

La figure 2 donne, à l'échelle 1, le dessin du circuit imprimé vu du côté cuivré. A la même échelle, on trouvera sur la figure 3 le schéma d'implantation des composants. On pourra d'ailleurs, pour le câblage et la réalisation des bobines, se guider sur la photographie de la figure 4 qui montre le circuit terminé.

On réalisera le câblage par étapes, chaque étage devant successivement être mis au point selon les processus que nous allons maintenant détailler.

### III — MISE AU POINT DU MODULE HF

Les réglages à effectuer sont valables quelle que soit la tension d'alimentation finalement retenue. On pourra donc les mener sous une tension de 9 volts, délivrée soit par deux piles de 4,5 volts couplées en série, soit par exemple par l'alimentation que nous avons donnée la description dans le numéro 314 de cette revue.

On câblera d'abord  $C_6$ ,  $T_1$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  et  $P$ ,  $R_3$  et  $C_2$ ,  $L_1$  et  $C_1$ , puis le bobinage  $L_2$ . Dans une première étape, ne pas fixer le quartz. En ajustant la résistance variable  $P$ , on devra trouver une tension de 2 volts entre l'émetteur de  $T$  et la masse, c'est-à-dire aux bornes de la résistance  $R$ .

Souder alors le quartz sur le circuit imprimé: l'oscillation à 27,12 MHz est nécessairement obtenue du premier coup, si les composants choisis sont de bonne qualité (se méfier des transistors de récupération, et de certains quartz soudés à très bas prix).

Cet heureux événement nous permet au passage de mener à bien la mise au point du champmètre précédemment réalisé (Radio-Plans numéro 314), et qui sera indispensable pour la suite des opérations. On se reportera pour cela à l'article complémentaire publié ici-même.

La deuxième étape consiste à câbler  $T_2$ , le circuit oscillant  $L_3C_3$  et la self  $L_4$ , la self de choc  $S$ . CH et le condensateur  $C_4$ . On ne soudera pas  $T_3$ , et on établira provisoirement un court-circuit entre, d'une part le point commun à S.CH.et à  $C_4$ , et d'autre part la masse. Il suffit pour cela de souder entre ces points un fil de quelques centimètres de longueur.

La self de choc est réalisée en bobinant sur une résistance de valeur élevée (220 k $\Omega$  à 330 k $\Omega$  au minimum), du fil de cuivre émaillé de 3/10 de mm. Le bobinage s'effectue à spires jointives, et doit recouvrir tout le corps de la résistance, comme le montre la figure 5.

Les deux extrémités du fil sont dénudées (les gratter délicatement avec un canif), puis enroulées sur les pattes de sorties de la résistance, et fixées par un point de soudure. L'ensemble est ensuite soudé au circuit imprimé.

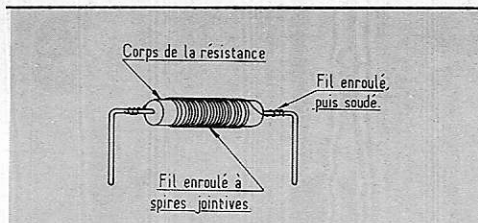


Figure 5

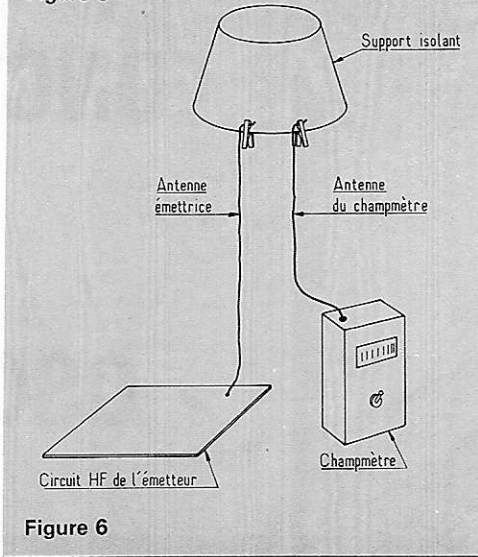


Figure 6

Pour immobiliser le fil de la self de choc qui peut avoir tendance à glisser, il est conseillé de l'imprégner de quelques gouttes de vernis. Du vernis à ongles, ou celui utilisé pour la correction des stencils, font très bien l'affaire.

Sur la sortie d'antenne, on soude un fil souple isolé plastique, d'environ 1 m de long. Le mesureur de champ est muni de son antenne, qui peut être lui aussi un fil

souple, de même longueur. On place d'abord l'émetteur (alimenté) et le champmètre au voisinage l'un de l'autre, les deux antennes verticales, parallèles, et distantes de quelques centimètres. On les accrochera, par exemple, à l'aide de pinces à linge, sur le bord d'un abat-jour (figure 6).

Régler alors le noyau de  $L_2$  (celui de  $L_1$  a été réglé lors de la mise au point du champmètre) pour obtenir le maximum de déviation. Au fur et à mesure des réglages, on pourra reculer le mesureur de champ pour rechercher la mise au point optimale.

Il ne reste maintenant qu'à câbler les composants de l'amplificateur de modulation, dont nous étudierons la mise au point dans notre prochain numéro, où paraîtra la description du modulateur à 5 canaux.

En attendant, et pour permettre au lecteur de patienter, nous donnons à la figure 7 une photographie d'oscillogrammes pris à la sortie d'antenne de notre émetteur, à l'aide d'un oscilloscope 50 MHz. Le signal du haut représente la tension basse fréquence de modulation prélevée sur l'un des canaux, et celui du bas montre la tension HF modulée disponible à l'antenne. On peut constater la bonne qualité de cette modulation. ■

## Dans notre prochain numéro : un modulateur de 1 à 5 canaux

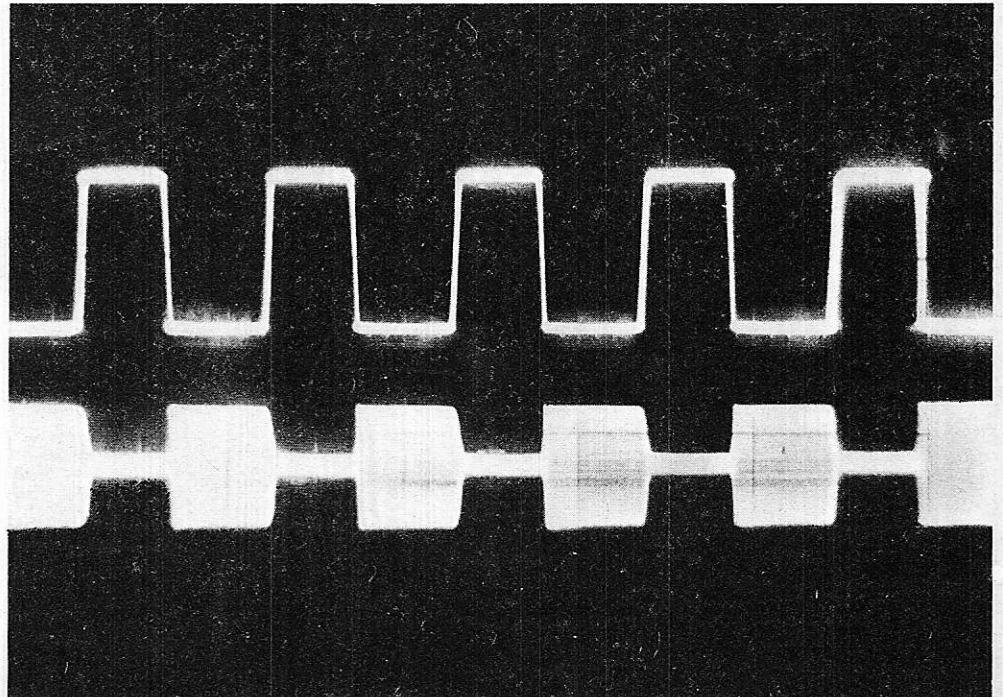
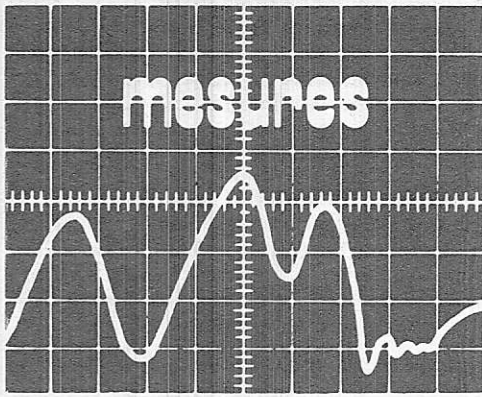


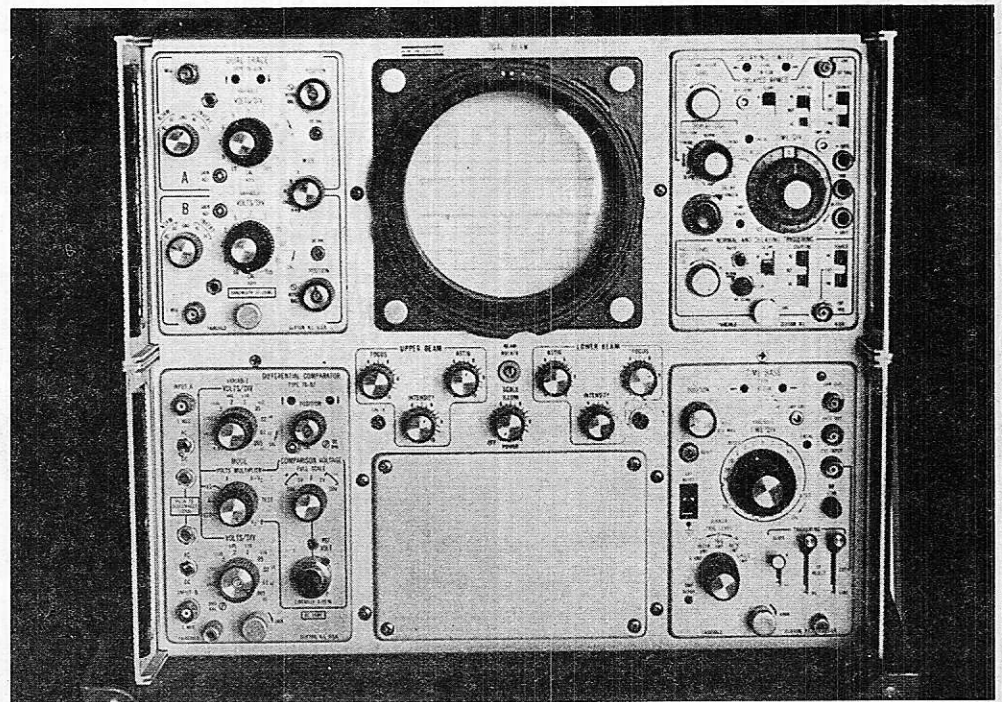
Figure 7



# STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT D'UN OSCILLOSCOPE

Après avoir analysé, dans notre précédent numéro, la structure et le fonctionnement du tube cathodique, nous étudions à présent les alimentations nécessaires au fonctionnement d'un oscilloscope.

Grâce à cette série, nous sommes certains que les lecteurs ayant suivi attentivement les différents articles qui la composent pourront avoir des idées très précises sur la structure de cet appareil et réussiront facilement les manipulations qu'ils auront à entreprendre sur n'importe quel type d'oscilloscope.



2<sup>e</sup> partie

## les circuits d'alimentation

Tout oscilloscope comporte des amplificateurs, un générateur de balayage plus ou moins élaboré, parfois des oscillateurs de calibrage. L'ensemble de ces circuits, maintenant toujours transistorisés, requiert différentes tensions d'alimentation, positives ou négatives par rapport à la masse, et qui peuvent s'échelonner entre quelques volts et quelques centaines de volts. Elles doivent être, dans la plupart des cas, très soigneusement filtrées, ou même stabilisées.

Les besoins du tube cathodique exigent, pour leur part, des tensions très élevées, allant de près de 1000 volts pour les petits tubes simples, jusqu'à plusieurs kilovolts pour ceux qui comportent une électrode de post accélération.

Enfin, si pour un appareil de laboratoire on prévoit généralement une alimentation à partir du secteur, la tendance s'affirme de plus en plus aux oscilloscopes portables, et à alimentation autonome à partir de batteries d'accumulateurs. L'alimentation demande alors l'usage d'un convertisseur.

Les circuits d'alimentation du tube cathodique constituant la différence essentielle entre l'oscilloscope et la plupart des autres appareils d'électronique, nous leur consacrerons la première partie de cette étude.

## I - ALIMENTATION DU TUBE CATHODIQUE : LA CHAÎNE THT.

Lors du précédent article (Radio-Plans numéro 315), nous avons analysé la structure d'un tube cathodique pour oscilloscope, et indiqué l'ordre de grandeur des tensions appliquées aux différentes électrodes. Pour montrer comment elles peuvent être obtenues, et préciser la méthode de calcul d'une chaîne THT, le mieux nous paraît de raisonner aujourd'hui sur un exemple précis. Nous avons sélectionné à cet effet un petit tube moderne de chez BRIMAR, le D7-200-GH. Le principe des calculs resterait évidemment le même pour tout autre tube, avec des valeurs numériques différentes.

### 1° Les caractéristiques du tube D7-200-GH

Il s'agit d'un petit tube rectangulaire, dont l'écran mesure 5 cm sur 4 cm, et dont le schéma électrique est indiqué dans la **figure 1**.

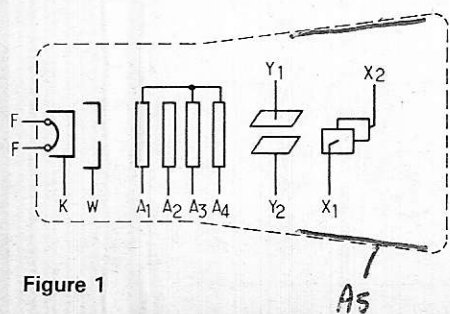


Figure 1

fonctionnement moyen, sont les suivantes :

$$V_{A1} = V_{A3} = V_{A4} = + 800 \text{ volts}$$

$$V_{A2} \text{ moyen} = + 110 \text{ volts}$$

$$V_w \text{ cutt-off} = - 30 \text{ volts}$$

Toutes ces tensions sont comptées, arbitrairement, en affectant le potentiel zéro à la cathode, prise comme origine.

L'anode A2 étant portée au potentiel moyen de + 110 volts, on obtient un réglage de la focalisation en prévoyant une plage de potentiels comprise entre + 70 volts et + 150 volts environ.

Par ailleurs, la tension de Wehnelt de - 30 volts, dite tension de cut-off, correspond à l'extinction totale du faisceau. Le réglage de luminosité est convenablement obtenu avec

ceau, doivent être portées au même potentiel que A4, ou du moins à un potentiel très voisin. Or les plaques de déviation sont reliées à la sortie des amplificateurs de l'oscilloscope, et leur potentiel moyen est soit celui de la masse, soit un potentiel positif de quelques dizaines de volts, voire 100 à 200 volts. On est donc conduit à modifier la chaîne de la figure 2 comme indiqué en **figure 3** : cette fois, la THT est négative, tandis que les anodes d'accélération deviennent positives. Un réglage de leur tension par le potentiomètre P3 permet d'ailleurs d'ajuster au mieux la correction d'astigmatisme. La tension positive appliquée au sommet de P3 peut être prélevée sur celle qui alimente les étages de sortie des amplificateurs.

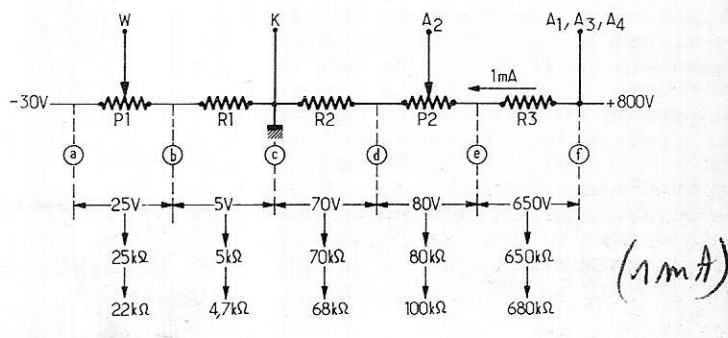


Figure 2

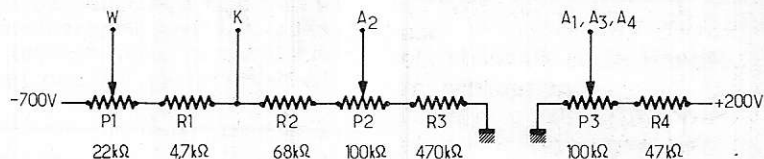


Figure 3

une plage comprise entre - 30 volts et - 5 volts.

### 2° Détermination de la chaîne THT.

Supposons alors qu'on dispose, par rapport à la masse, d'une tension positive de 800 volts, et d'une tension négative de - 30 volts. Le premier montage qui vient à l'esprit est celui de la **figure 2**. Avec les données du constructeur, on doit avoir, entre les différents points a, b, c, d, e et f, les différences de potentiel indiquées sur la figure. Si on se fixe la consommation totale de la chaîne, 1 mA par exemple est une valeur couramment adoptée, le calcul des divers éléments est immédiat. On a indiqué sur la même figure les valeurs exactes, puis les valeurs approchées tenant compte des normalisations courantes, des résistances et des potentiomètres de la chaîne.

Après leur sortie des anodes A3 et A4, les électrons traversent l'espace compris entre les plaques de déviations horizontale et verticale. Il est donc évident que ces dernières, pour ne pas ralentir et défocaliser le fais-

## II - ALIMENTATION DU TUBE CATHODIQUE : OBTENTION DE LA THT.

Les considérations du paragraphe précédent supposaient disponible la THT négative appliquée à la chaîne du tube cathodique. Il nous reste à examiner maintenant les procédés d'élaboration de cette tension. Ils sont presque innombrables, et nous essaierons de n'en dégager, dans leurs grandes lignes, que les plus essentiels.

### 1° Utilisation d'un transformateur standard.

Bien que rarement employée dans les réalisations industrielles, la méthode que nous examinerons en premier est particulièrement intéressante pour les constructions de petite série, ou pour les prototypes. Elle fait appel, en effet, à un unique transforma-

teur standard, initialement prévu pour les montages à tubes, et disponible chez tous les fabricants. Ce même transformateur (nous le verrons plus loin) est capable de délivrer toutes les tensions nécessaires au fonctionnement d'un petit oscilloscope. On en verra d'ailleurs une application pratique prochainement, dans la description complète d'un oscilloscope pour amateur.

La **figure 4** montre le schéma de base utilisé. La haute tension du transformateur délivre deux tensions symétriques par rapport à la masse, de valeur efficace  $v$ .  $v$  vaut généralement 280 volts, 300 volts ou 350 volts. Le circuit THT n'utilise qu'un demi-enroulement HT du transformateur, associé à un doubleur de tension. Essayons d'en préciser le fonctionnement.

A la première demi-alternance, le courant circule de la masse M vers le point A de l'un des enroulements. La diode  $D_1$ , étant alors conductrice, le condensateur  $C_1$  se charge avec la polarité indiquée dans la **figure 5**.

A la deuxième demi-alternance, le courant circulant en sens inverse traverse le condensateur  $C_2$  et la diode  $D_2$ , puis le condensateur  $C_1$  (**figure 6**). La tension emmagasinée aux bornes de  $C_1$  s'ajoute alors à celle qui reçoit  $C_2$ . Finalement, au point C du montage, on recueille une tension négative par rapport à la masse, et voisine de  $2\sqrt{2}v$ . On voit ainsi qu'avec des transformateurs de 280 volts, 300 volts et 350 volts, on peut disposer de THT de -780 volts, -840 volts ou -980 volts environ.

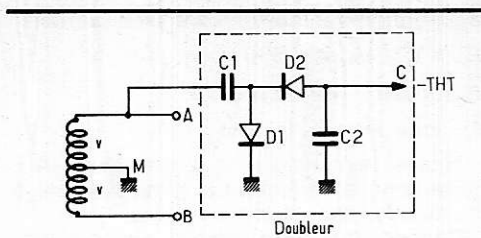


Figure 4

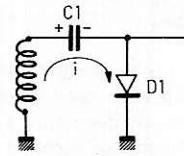


Figure 5

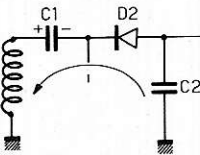


Figure 6

filtrée de façon classique, fournit alors la THT. La **figure 7** donne très schématiquement un exemple de réalisation possible.

Si cette solution, coûteuse à cause du transformateur, est à notre avis peu intéressante aux fréquences industrielles, elle est en revanche très utilisable en association avec des convertisseurs travaillant à fréquence élevée. En particulier, c'est la solution idéale pour l'obtention des THT de plusieurs kilovolts nécessaires aux tubes munis d'une post-accélération, soit avec un redressement simple, soit en association avec un multiplicateur de tensions. Nous y reviendrons plus loin, lors de l'étude des convertisseurs.

### III - LES AUTRES TENSIONS D'ALIMENTATION.

Les différents sous-ensembles d'un oscilloscope, nous l'avons dit, font appel à diverses tensions d'alimentation variables de quelques volts à quelques centaines de volts. Leur étude systématique, qui relève de celle des alimentations électroniques, déborde largement le cadre de cet article. Nous nous bornerons à donner un exemple très classique d'alimentation, dont le schéma de principe est indiqué à la figure 7 déjà citée plus haut.

Il s'agit d'une alimentation purement théorique, dans laquelle nous avons essayé de regrouper plusieurs solutions possibles. Le transformateur T comporte d'abord un enroulement double  $n_1, n_2$  qui, après redressement en va et vient par les diodes  $D_1$  et  $D_2$ , fournit une haute tension positive. Celle-ci n'est pas stabilisée, mais filtrée par la cellule en  $\pi$ :  $C_1, R_1, C_2$ .

### 2° Utilisation d'un transformateur spécial.

Pour une construction en grande série, il est naturellement possible de faire étudier un transformateur spécialement adapté aux besoins d'un type donné d'oscilloscope. On peut alors prévoir un enroulement donnant, sous une très faible intensité, une tension alternative élevée. Celle-ci, redressée puis

**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 transformateur 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 : 85,00) ..... **82,00**  
 Autre modèle, plus puissant avec un jeu de 30 outils (franco 128,00) ..... **125,00**

Supplément facultatif pour ces 2 modèles:  
 Support permettant l'utilisation en perceuse sensitive (position verticale) et touret miniature (position horizontale) ..... **35,00**  
 Flexible avec mandrin ..... **31,00**  
 Notice contre enveloppe timbrée.

● LES CAHIERS de RADIOMODELISME  
 Construction par l'image de A à Z (36 pages):  
 D'un avion radiocommandé ..... 10,00  
 D'un bateau radiocommandé ..... 10,00  
 ● INITIATION A LA RADIOCOMMANDE... 10,00  
 ● L'ELECTRICITE AU SERVICE DU MODELISME (à nouveau disponible).  
 Tome 1 (fco 17,00) ..... **14,00**

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**  
 (Avion - Bateau - Auto - Train - R/C)  
 - Catalogue : franco 5 F en timbres -

**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.

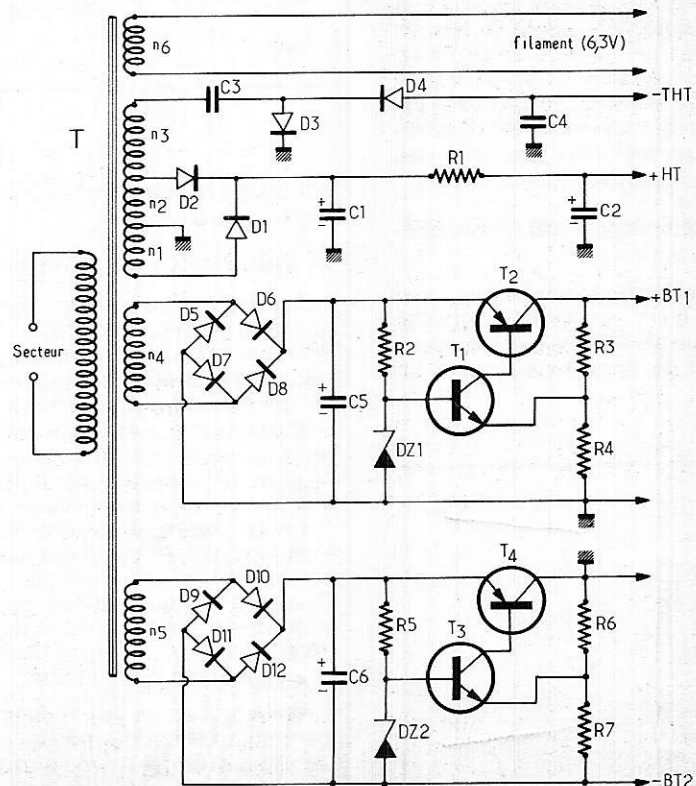


Figure 7



Pour la THT, on fait appel à un autre enroulement  $n_3$ . Un allègement du transformateur est obtenu en ajoutant  $n_3$  à l'un des enroulements haute tension  $n_2$ . Pour éviter de demander à  $n_3$  une tension trop élevée, le redressement de la THT s'effectue par un doubleur composé des condensateurs  $C_3$  et  $C_4$ , associés aux diodes  $D_3$  et  $D_4$ .

L'oscilloscope décrit est supposé requérir deux basses tensions stabilisées, l'une  $BT_1$  positive par rapport à la masse, et l'autre  $BT_2$  négative. Elles sont obtenues chacune à partir d'un enroulement  $n_4$  ou  $n_5$  du transformateur, après un redressement double alternance en pont, qui met en jeu les diodes  $D_5$  à  $D_8$  pour  $BT_1$ , et  $D_9$  à  $D_{12}$  pour  $BT_2$ . Le filtrage est assuré respectivement par les condensateurs  $C_5$  et  $C_6$ .

Le procédé de stabilisation est le même dans les deux cas. Pour  $BT_1$ , la tension de référence est prélevée aux bornes de la diode zéner  $DZ_1$ , alimentée à travers la résistance  $R_2$ . Elle est comparée à une fraction de la tension de sortie, prise au point milieu du pont  $R_3, R_4$ , par l'intermédiaire du transistor NPN  $T_1$ . Le courant de collecteur de  $T_1$  alimente la base du transistor ballast  $T_2$ , de type PNP.

On retrouve la même structure pour  $BT_2$ , la différence provenant du fait que, cette fois, le pôle plus est connecté à la masse, en place du pôle moins pour  $BT_1$ .

L'alimentation est complétée par l'enroulement  $n_6$  du transformateur, qui fournit la tension de chauffage sous 6,3 volts du filament du tube cathodique. Comme ce dernier est souvent relié à la cathode, donc porté à un potentiel continu élevé par rapport à la masse, il est nécessaire que  $n_6$  soit fortement isolé vis-à-vis des autres enroulements.

#### IV - LES ALIMENTATIONS PAR CONVERTISSEURS

Outre leur évidente nécessité pour les oscilloscopes alimentés à partir de batteries, les convertisseurs permettent la réalisation d'alimentations compactes. Ils travaillent en effet à des fréquences nettement supérieures à 50 Hz, souvent de l'ordre de milliers de hertz. Cette particularité autorise la construction de transformateurs à haut rendement, donc de faible volume. D'autre part le problème du filtrage est simplifié, les condensateurs ayant des capacités inversement proportionnelles à la fréquence du courant redressé, pour une ondulation résiduelle donnée.

##### 1° Principe de fonctionnement des convertisseurs

Utilisés en régime de commutation, et associés à un transformateur dont le cycle d'hystérésis présente une allure quasi-rectangulaire, les transistors alimentés par une source de tension continue sont capables de fournir une tension alternative sensiblement rectangulaire. Celle-ci, dont l'amplitude dépend du rapport de transformation,

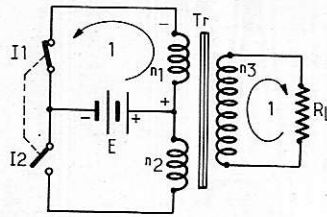


Figure 8

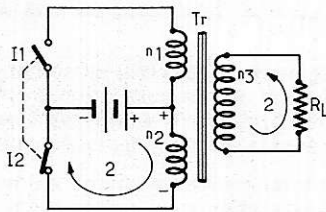


Figure 9

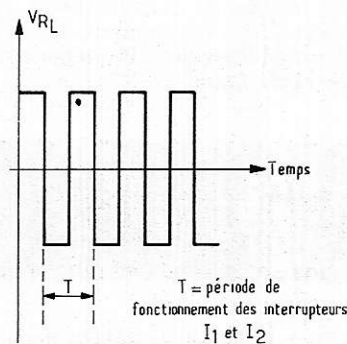


Figure 10

peut être ensuite redressée et filtrée par les procédés habituels. Il est ainsi possible, à partir de sources de tensions continues de faible valeur, d'obtenir d'autres tensions continues beaucoup plus élevées.

Dans tous les circuits convertisseurs, les transistors qui excitent le transformateur fonctionnent en tout ou rien, passant très rapidement du blocage à la saturation et inversement. Ils se comportent donc pratiquement comme des interrupteurs, et on peut expliquer le fonctionnement d'un convertisseur en partant du schéma de la figure 8.

Le transformateur  $Tr$  comporte au primaire deux enroulements symétriques  $n_1$  et  $n_2$ . Le secondaire est constitué par l'enroulement  $n_3$ . La tension continue de départ,  $E$ , est reliée d'une part au point milieu du circuit primaire, et d'autre part au point commun à deux interrupteurs  $I_1$  et  $I_2$ . Ces derniers sont couplés de telle façon que si  $I_1$  est ouvert,  $I_2$  est fermé, et inversement.

Supposons d'abord  $I_1$  fermé: le courant circule dans le sens (1) à travers l'enroulement  $n_1$ , la tension appliquée ayant alors la polarité indiquée sur la figure 8. Par induction, un courant apparaît dans le secondaire  $n_3$ , si celui-ci est fermé sur une résistance de charge  $R_L$ . Nous supposons les enroulements bobinés de telle façon qu'il ait le sens indiqué dans la figure 8.

Quand on inverse la position des interrupteurs,  $I_1$  étant ouvert et  $I_2$  fermé, le courant circule dans le demi primaire  $n_2$  avec le sens (2) indiqué par la figure 9. Le flux dans le noyau du transformateur est alors inversé par rapport au cas précédent, et il en est de même du sens du courant dans le secondaire  $n_3$  et la charge  $R_L$ . Finalement, si on commute périodiquement les deux interrupteurs, on recueille aux bornes de la charge  $R_L$  une tension alternative sensiblement rectangulaire, comme le montre la figure 10. Son amplitude dépend de la tension de départ  $E$ , ainsi que du rapport de transformation  $\frac{n_3}{n_1}$  ou  $\frac{n_3}{n_2}$ .

# 1<sup>ère</sup> Leçon gratuite

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<sup>re</sup> leçon gratuite :

— contre 2 timbres à 0,50 F pour la France.

— contre 2 coupons-réponse pour l'Étranger.

---

**INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ**

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

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

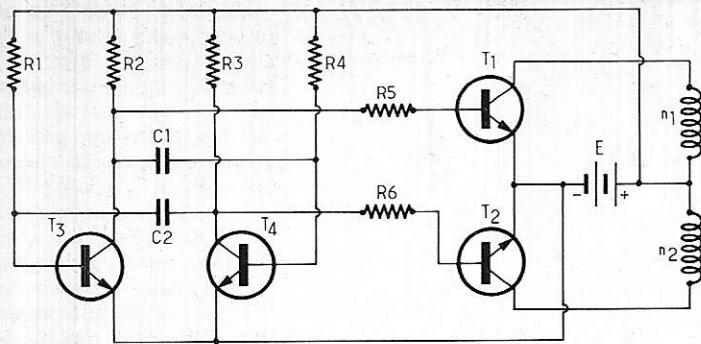


Figure 12

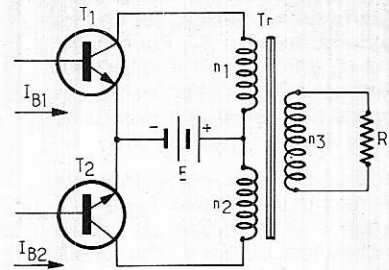


Figure 11

## 2° Utilisation des transistors dans les convertisseurs.

En réalité, les interrupteurs  $I_2$  et  $I_1$  sont remplacés par des transistors alternativement bloqués et saturés. Le régime de fonctionnement de ces transistors est déterminé par le courant appliqué sur leur base,  $I_{B1}$  pour  $T_1$  et  $I_{B2}$  pour  $T_2$  (figure 11). Pour  $T_1$  par exemple, si  $I_{B1}$  est nul le transistor est bloqué et se comporte comme l'interrupteur  $I_1$  ouvert ; au contraire  $T_1$  est saturé et se comporte comme l'interrupteur  $I_1$  fermé si  $I_{B1}$  atteint une valeur suffisante.

Il existe différentes méthodes pour réaliser pratiquement la commande des transistors découpeurs  $T_1$  et  $T_2$ . Une première possibilité consiste à les associer à un multivibrateur, comme le montre la figure 12. La fréquence du multivibrateur constitué par les transistors  $T_3$  et  $T_4$  est fixée par les résistances de base  $R_1$  et  $R_4$ , ainsi que par les condensateurs de liaison  $C_1$  et  $C_2$ . Sur les collecteurs de chacun de ces transistors, alimentés par la tension  $E$  et chargés par les résistances  $R_2$  et  $R_3$ , on recueille deux tensions en créneaux en opposition de phases, évoluant entre 0 et  $E$ . Par l'intermédiaire des résistances  $R_5$  et  $R_6$ , les collecteurs de  $T_3$  et  $T_4$  sont respectivement reliés aux bases de  $T_1$  et  $T_2$ . Ainsi, quand  $T_3$  est bloqué,  $T_1$  conduit et  $T_2$  est bloqué. La situation s'inverse quand  $T_4$  se bloque.

Il est également possible, en compliquant le transformateur, de supprimer le multivibrateur de commande et de faire osciller directement les transistors de découpage.

Deux enroulements supplémentaires sont utilisés pour établir une réaction positive sur les bases des transistors.

L'explication complète du fonctionnement de ce type de convertisseurs repose sur l'analyse de la forme du cycle d'hystérésis du transformateur, et déborderait le cadre de notre étude.

Il est en effet souvent sur des batteries dont la tension varie en fonction de leur état de charge. On peut même souhaiter les raccorder indifféremment, et sans commutation, à des sources de 12 volts ou de 24 volts continus.

La tension  $E$  sous laquelle est alimenté le convertisseur devant rester stable, on interpose entre les bornes d'entrée et les circuits du convertisseur une alimentation stabilisée qui délivre par exemple 10 volts quelle que soit la tension d'entrée entre 12 volts et 30 volts.

## V - LA STABILISATION DES ALIMENTATIONS A CONVERTISSEURS

Tout ce qui a été dit du filtrage et de la stabilisation des alimentations secteur reste naturellement applicable à celles qui utilisent un convertisseur. Naturellement, le secondaire ne comporte pas un seul enroulement  $n_3$  comme sur les figures 8 et 9, mais plusieurs enroulements donnant les différentes tensions requises.

Le problème de la stabilisation aval se pose différemment, surtout dans le cas des oscilloscopes portables. Ceux-ci fonction-

Prochain article  
de la série :

# les bases de temps

# Photo-ciné-son MULLER

14 et 17, rue des Plantes, 75014 Paris - Métro Alésia  
(vente au n° 17) Tél.: 306-93-65  
Magasins fermés le lundi C.C.P. Paris 4638.33

## DE BONNES AFFAIRES CHEZ MULLER

**FILMS et PELLICULES « ORWO »**  
Noir et blanc - Péremption 1975  
25 NP 15/36 poses ..... 99 F  
25 NP 20/36 poses ..... 99 F  
25 NP 27/36 poses ..... 99 F

**FILMS CINE « 3M »**  
5 2 x 8 mm color, pér. 1-74. 90 F  
5 Super 8 color, pér. 1975 - 115 F

**DIAPPOSITIVES « ORWO »**  
(prix développement compris)  
10 UT 18/36, pérempt. 5-73. 150 F  
10 « 3M Color », pér. 1975. 170 F  
Port 6 F.

LE COIN DU BRICOLEUR...  
EN STOCK:  
Pièces détachées pour caméras et projecteurs 8, S8, 9,5 et 16 mm : objectifs, lentilles, moteurs, débiteurs, galets, etc.

— DETAXE EXPORTATION —  
REPRISE possible  
de votre ancien matériel

**A saisir : NEUF, garanti 1 AN**  
pour seulement **445 F**  
(franco 455 F) .....

1 PRAKTIKA NOVA I reflex  
24 x 36, pose B au 1/500, vitesse lente, av. objectif Domiplan 2,8 de 50.

**Soldés NEUFS garantis 1 AN**  
10 boîtiers PRAKTIKA LLC, matériel d'exposition ..... **745 F**  
(Franco 755 F)

Pour **1485 F** seulement (franco 1.495 F)  
1 PRAKTIKA LTL reflex 24 x 36, mesure TTL, obturateur métal à rideau, pose B au 1/1000, visée sur dépoli, microprisme, cellule Cds avec zoom CARENAR 3,8/85 à 205 mm, présélection auto. Très faible encombrement. Livré avec parasoleil et étui.

ZOOM « CARENAR » 1 : F 3,8 - 85 à 205 mm ..... 880 F  
ZOOM « CARENAR » 3,5-45/135, monture YS (sans bague) ..... 1.045 F  
ZOOM « KIMURA », Monture interch. F : 4,5 - 70 à 230, sans bague.. 820 F  
OBJECTIF « EYE MIKE », diam. 42 mm à vis, auto. 2,8/35 mm ..... 350 F  
2,8/135 mm avec étui ..... 350 F - 5/300 mm avec étui ..... 480 F

**A LIQUIDER, MINI-CAMERAS ZEISS « M 803 ELECTRONIC »**  
Super 8 neuves. Garantie 1 an. Zoom Sonnar 1,9/12 à 30 mm manuel, poignée repliable. Entièrement métallique, dim. : 125 x 100 x 35, poids 600 g. Livrée avec sac et parasoleil. Prix franco ..... 675 F  
Quantité limitée - Documentation sur demande.

**FINS DE SERIES NEUVES**  
10 CAMERAS SEDIC Super 8, zoom 2X, entièrement automatique. Prix (franco : 303) ..... **295,00**  
10 PROJECTEURS DANY Super 8, lampe 150 W, 110/220 V, marche AV/ARR, arrêt sur image, chargement autom., valise formant écran de télévision de 16,5 x 22 cm, ou projection normale sur écran. Convient parfaitement pour publicité. Prix (franco : 625) .. **595,00**

**PROJECTEUR - POWER » 8 et S8**  
Avant, arrière, arrêt sur image, Zoom. 110/240 V, lampe 12 V 100 W. dichroïc. Prix (ico 620) .. **595,00**

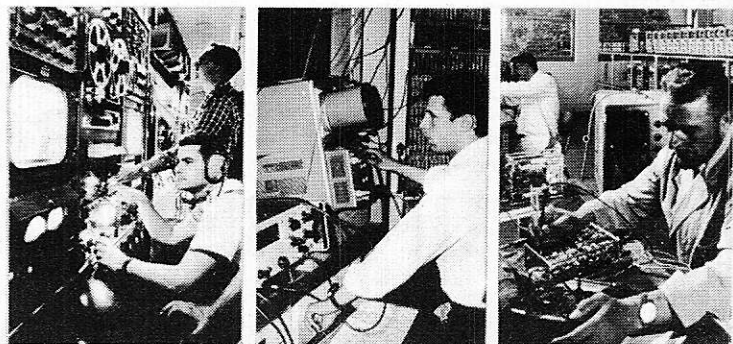
**AGRANDISSEURS NEUFS SOLDES**  
M2 - 24 x 36 couleur .... **260,00**  
M3 - 24 x 36, 6 x 6 couleur, avec 2 objectifs .. **430,00**  
M4 - 6 x 6 couleur avec Rodenstock 75 mm.. **340,00**  
M5 Color - En valise, avec 15 articles .. **310,00**  
Documentation sur demande  
Supplément expédition : 25 F.  
AGRANDISSEURS 24 x 36 et 6 x 6 incomplets, soldés (à voir sur place)

**DOCUMENTATION GENERALE**  
contre 1 F en timbres

# CEUX QU'ON RECHERCHE POUR LA TECHNIQUE DE DEMAIN suivent les cours de **L'INSTITUT ELECTRORADIO** car sa formation c'est quand même autre chose...



Initiateur de la Méthode Progressive  
seul l'INSTITUT ELECTRORADIO  
vous offre des éléments pédagogiques  
spécialement conçus pour l'Étudiant



## En suivant les cours de L'INSTITUT ELECTRORADIO vous exercez déjà votre métier!..

puisque vous travaillez avec les composants industriels modernes :  
pas de transition entre vos Etudes et la vie professionnelle.  
Vous effectuez Montages et Mesures comme en Laboratoire, car  
**CE LABORATOIRE EST CHEZ VOUS**  
(il est offert avec nos cours.)

**EN ELECTRONIQUE ON CONSTATE UN BESOIN DE PLUS EN PLUS CROISSANT DE BONS SPÉCIALISTES ET UNE SITUATION LUCRATIVE S'OFFRE POUR TOUS CEUX :**

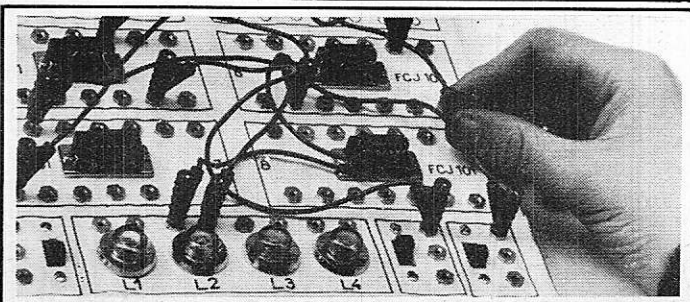
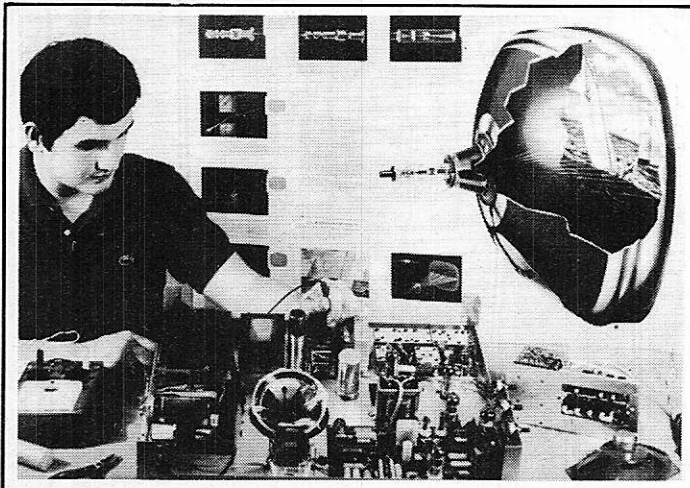
- qui doivent assurer la relève
- qui doivent se recycler
- que réclament les nouvelles applications


**PROFITEZ DONC DE L'EXPIÉRIENCE DE NOS INGÉNIERS INSTRUCTEURS QUI, DEPUIS DES ANNÉES, ONT SUIVI, PAS A PAS, LES PROGRÈS DE LA TECHNIQUE.**

**Nous vous offrons :  
9 FORMATIONS PAR CORRESPONDANCE A TOUS LES NIVEAUX  
QUI PRÉPARENT AUX CARRIÈRES LES PLUS PASSIONNANTES  
ET LES MIEUX PAYÉES**

- |                                   |                      |                             |
|-----------------------------------|----------------------|-----------------------------|
| • ÉLECTRONIQUE GÉNÉRALE           | • CAP D'ÉLECTRONIQUE | • INFORMATIQUE              |
| • TRANSISTOR AM/FM                | • TÉLÉVISION N et B  | • ÉLECTROTECHNIQUE          |
| • SONORISATION-HI-FI-STÉRÉOPHONIE | • TÉLÉVISION COULEUR | • ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE |

*Pour tous renseignements, veuillez compléter et nous adresser le BON ci-dessous :*





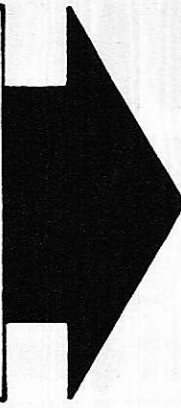
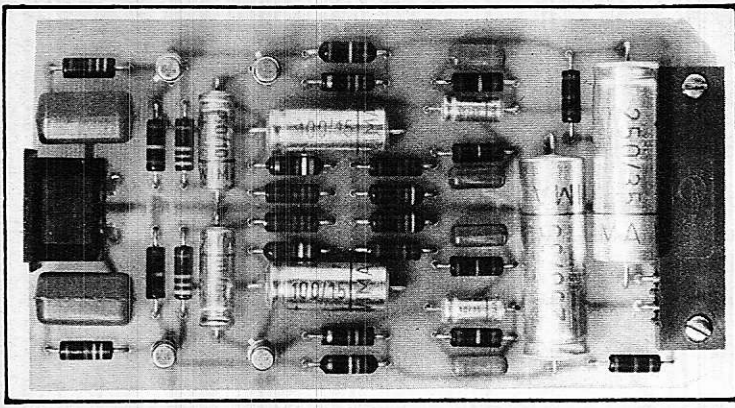
**INSTITUT ELECTRORADIO**  
(Enseignement privé par correspondance)  
**26, RUE BOILEAU — 75016 PARIS**

**Veuillez m'envoyer  
GRATUITEMENT et SANS ENGAGEMENT DE MA PART  
VOTRE MANUEL ILLUSTRÉ  
sur les CARRIÈRES DE L'ÉLECTRONIQUE**

Nom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

R



# Les modules

# Radio Plans

## ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN PUPITRE DE MIXAGE (6<sup>e</sup> partie)

En nous reportant aux différents numéros dans lesquels a été publiée l'étude du pupitre de mixage, nous constatons que les tensions d'alimentation des divers modules sont de 25 et 35 volts (voir notamment le module mélangeur du numéro 308).

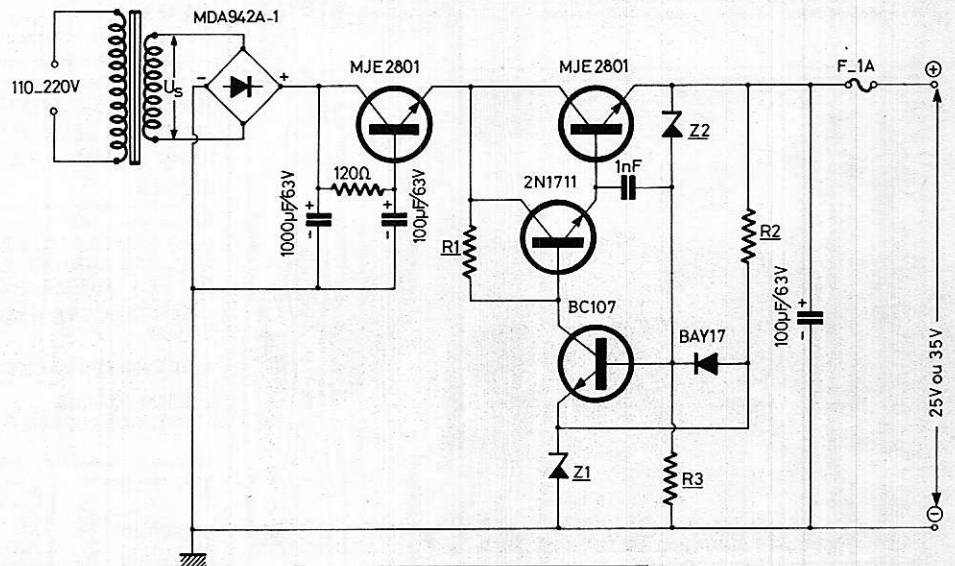
### ALIMENTATIONS STABILISÉES 25 ET 35 VOLTS

#### ● Le schéma

Mis à part l'étage d'entrée, ce schéma est classique. Nous retrouvons le trio de transistors, le BC 107 étant l'amplificateur d'erreur et l'ensemble 2N1711-MJE2801 formant un étage Darlington à grand gain. Il est nécessaire de disposer de deux tensions alternatives (25 et 35 V) au secondaire du ou des transformateurs. A moins de connaître une fabrication spéciale, il nous a été impossible de trouver un transformateur unique fournissant ces deux tensions.

Les tensions alternatives sont redressées par des ponts MDA942A-1 et filtrées par un ensemble comprenant un transistor MJE2801 ayant dans son collecteur un condensateur de 1000  $\mu$ F, dans sa base un autre condensateur de 100  $\mu$ F, celle-ci étant polarisée par une résistance de 120  $\Omega$ .

La tension continue recueillie sur l'émetteur de ce transistor est parfaitement filtrée. Elle est ensuite appliquée au collecteur d'un second élément de puissance MJE2801 qui sert de résistance variable ou *ballast*. Ce ballast est piloté par un transistor 2N1711 monté en darlington, lequel est commandé par l'amplificateur d'erreur BC107.



	ALIMENTATIONS	
	25V $\pm$	35V $\pm$
$U_s$ transfo	25V $\pm$	35V $\pm$
R1 (k $\Omega$ )	1,8	3,3
R2 (k $\Omega$ )	5,6	12
R3 (k $\Omega$ )	2,7	3,3
Z1	1N5242	1N5236
Z2	1N5242	1N5254

Figure 1

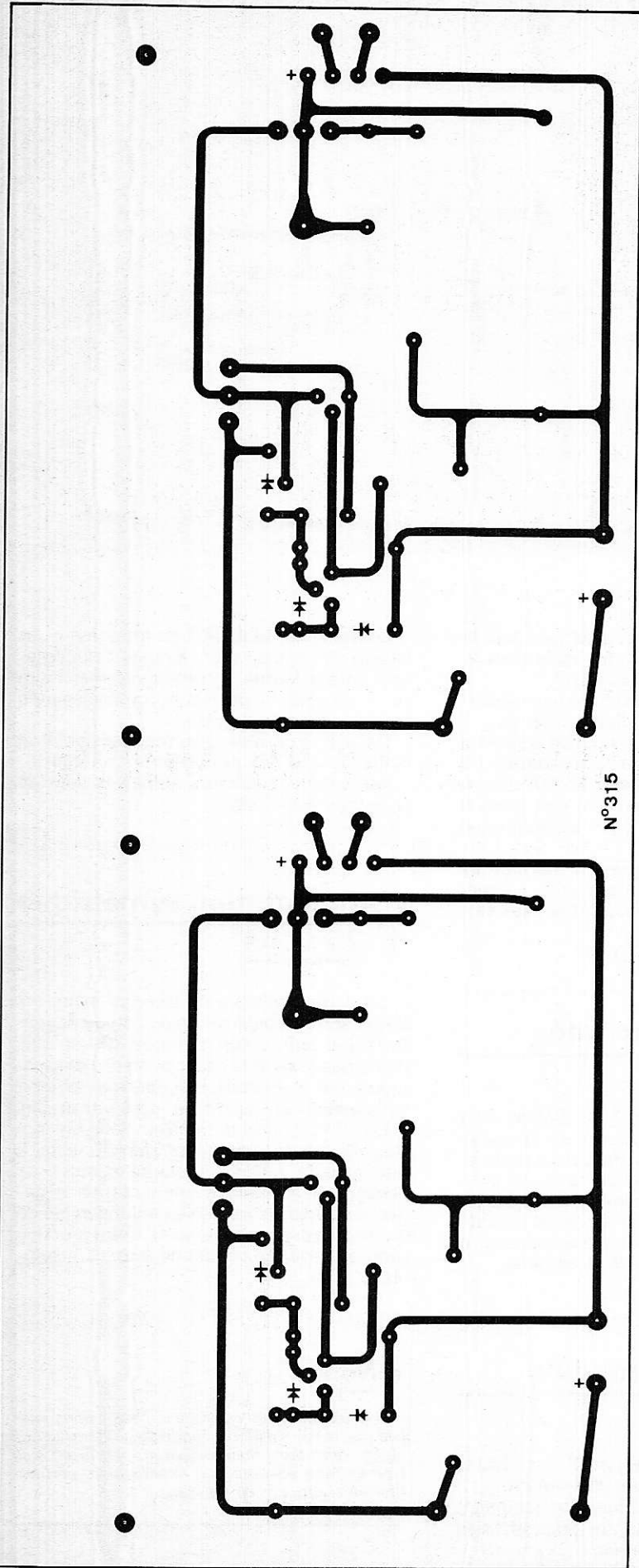


Figure 2

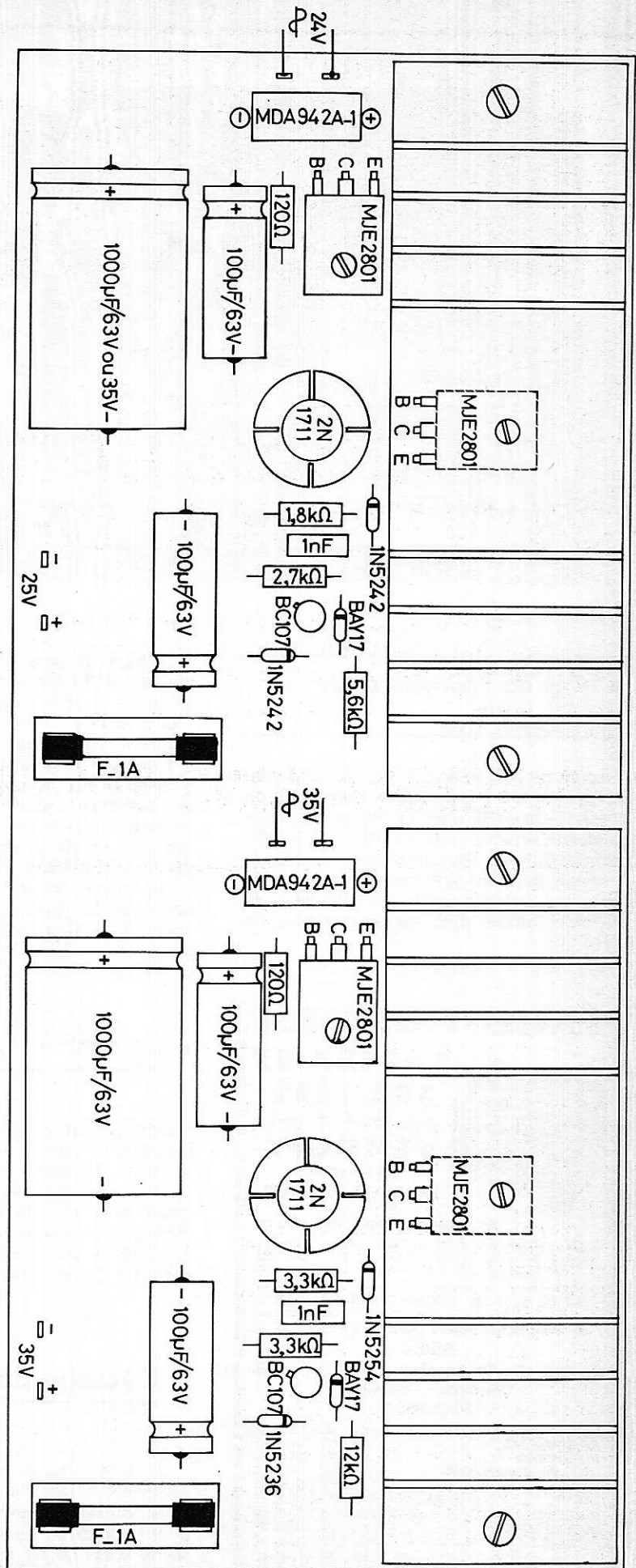
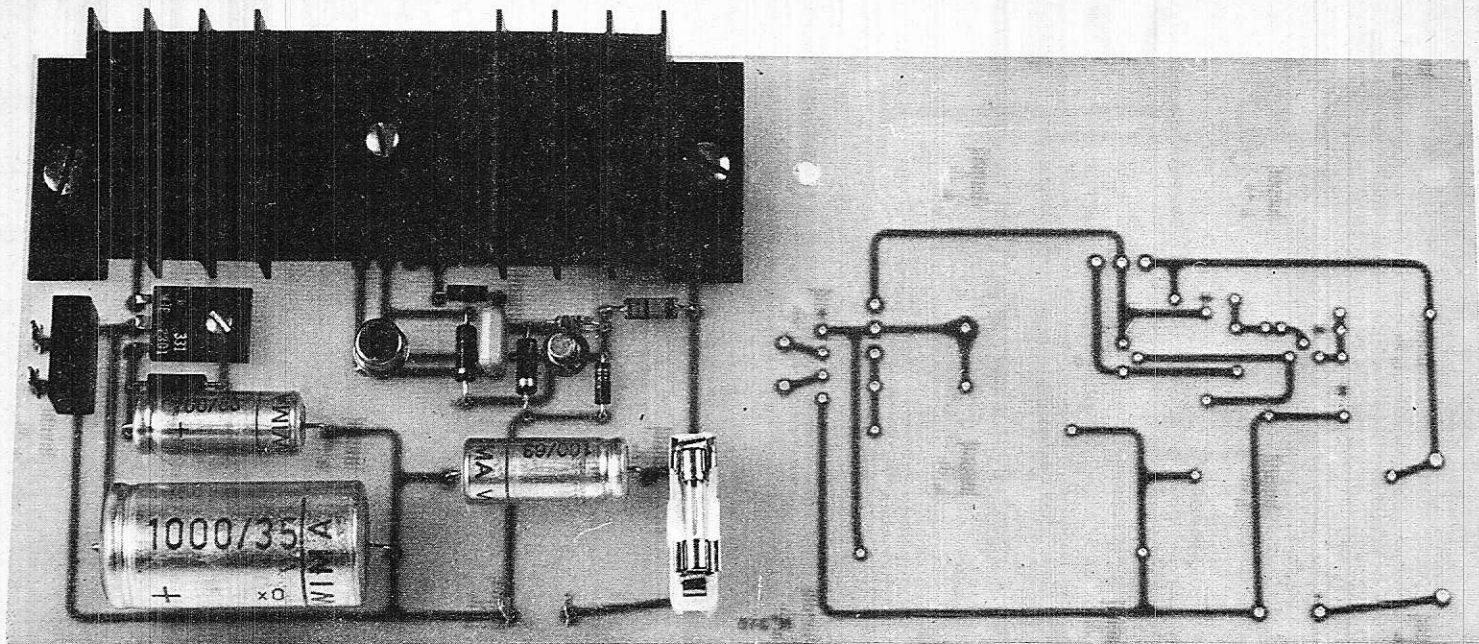


Figure 3



## ● Cas de l'alimentation ± 25 volts

Après redressement, la tension continue aux bornes du condensateur de filtrage de  $1000 \mu F$  est de 35 volts. La chute de tension collecteur-émetteur du premier MJE2801 étant de 0,6 volt, nous obtenons une tension continue parfaitement filtrée d'environ 34 volts, qui est appliquée au collecteur de l'élément ballast ainsi qu'au collecteur du 2N1711.

La base de celui-ci est polarisée par la résistance R1 qui détermine également le potentiel du collecteur du BC107.

La base de ce dernier est fixée à un potentiel de + 12 volts par la diode zéner Z<sub>2</sub>.

Toute variation de la tension de sortie est transmise aux bornes de la résistance R3 qui commande le transistor BC107. Cette tension d'erreur est amplifiée par celui-ci qui commande à son tour le darlington 2N1711-MJE2801.

Le tableau de la figure 1 permet de connaître les valeurs de quelques composants, à modifier pour obtenir les deux versions : 25 ou 35 volts.

Le transistor MJE2801 de filtrage n'a pas besoin de refroidisseur ; lorsque l'alimentation aura à fournir son intensité maximum de 1 ampère la puissance qu'il dissipera sera inférieure à 1 watt.

De même, il n'est pas indispensable de coiffer le 2N1711 par un petit radiateur.

Les semi-conducteurs employés sont de la marque Motorola.

## ● Alimentation symétrique ± 25 volts

Un certain nombre de lecteurs ayant été déçus après la publication de l'étude **Ampli-Préampli stéréo** des numéros 306 et 307, de ne pas trouver la description de l'alimentation de ce module. Ils pourront obtenir satisfaction en lisant le présent article.

En effet, il suffit de réaliser deux ensembles identiques dans la version 25 volts. Il faut ensuite relier la polarité positive de l'ensemble de gauche (alimentation négative) à la polarité négative de l'ensemble de droite (alimentation positive). Cette jonction servira de masse commune à tout l'ensemble.

## ● Nota

Lors de l'étude de ce module, nous avons indiqué une tension d'alimentation de  $\pm 20$  volts. Les  $\pm 25$  volts dont nous disposons ici feront très bien l'affaire sans aucune modification, permettant ainsi un gain de puissance.

## ● Le circuit imprimé

Celui-ci est proposé à la figure 2 à l'échelle 1. Comme on pouvait s'y attendre, le tracé est le même pour les deux alimentations. Ce circuit en simple face ne pose aucun problème de réalisation, les pistes étant peu nombreuses et d'une largeur de 1,27 mm, ce qui est suffisant pour permettre le passage d'un courant de 1 ampère.

## ● Câblage du module

On se servira de la figure 3 où tous les composants sont indiqués clairement.

Veiller tout de même à bien positionner le pont redresseur, les polarités étant gravées sur le corps de cet élément.

Le transistor ballast est fixé par vis sous le dissipateur et soudé directement sur le circuit imprimé.

**EXCEPTIONNEL!**  
**BATTERIES  
SOLDÉES**  
pour défauts d'aspect  
**VENDUES**  
AU TIERS  
DE LEUR VALEUR

En échange d'une vieille batterie

2 CV - Type 6V1 ● 4L - Type 6V2 ● Simca -  
Type 12V8 ● R8 - R10 - R12 - R16 - 204 - 304  
- Type 12V9 ● 403 - 404 - 504 - Type 12V10.

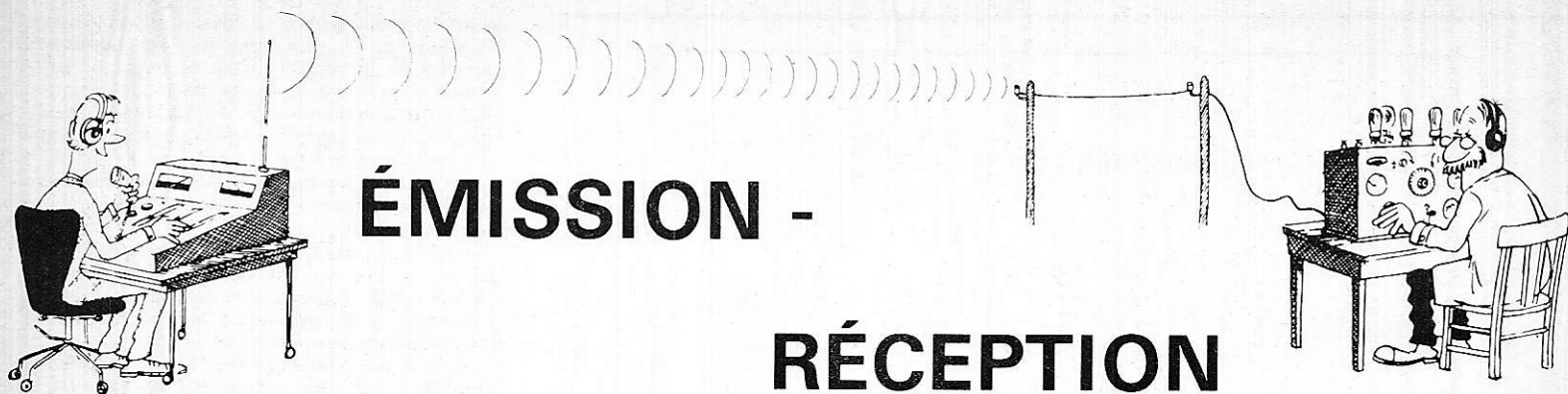
**TOUS AUTRES MODELES DISPONIBLES**

**A PRENDRE SUR PLACE UNIQUEMENT  
PARIS**  
2, rue de Fontarabie - 75020 PARIS  
Téléphone : 797-40-92

**PROVINCE**

AIX-EN-PROVENCE	: tél. (91) - 28-92-36
ANGOULÊME	: tél. (45) - 95-64-41
BORDEAUX	: tél. (56) - 86-40-54
CHALON-SUR-SAONE	: tél. (85) - 48-30-39
DIJON	: tél. (80) - 30-91-61
LYON	: tél. (78) - 23-16-33 et 72-40-53
MANTES	: tél. 477-53-08 et 477-57 09
MONTARGIS	: tél. (38) - 85-29-48
NEVERS	: tél. (83) - 68-02-32
PAU	: tél. (59) - 27-69-50

Une occasion **UNIQUE** de vous  
équiper à bon marché



# ÉMISSION -

# RÉCEPTION

## INITIATION à la B.L.U. pour amateurs et RÉALISATION de détecteurs de produits simples pour débutants

par Pierre DURANTON  
(F3RJ-M)

Pendant de longues années l'émission et la réception d'amateur se sont cantonnées dans les deux procédés les plus simples à comprendre et les plus faciles à mettre en œuvre, à savoir : la télégraphie par suppression de porteuse (dite : CW) et la modulation d'amplitude encore appelée : AM ; or, il est de plus en plus question de la modulation en B.L.U. et bon nombre de radio-amateurs ont entendu certaines émissions totalement incompréhensibles avec leur récepteur conçu pour le fonctionnement en AM ; la B.L.U., qu'elle le soit à l'émission, ou à la réception, a toujours rendu méfiants les amateurs et surtout les débutants par la complexité de ses montages et des réglages qu'elle nécessite à priori ; quoi qu'il en soit, la B.L.U. prend chaque jour une place de plus en plus prépondérante dans les bandes amateurs ou professionnelles et cela au détriment de l'AM conventionnelle ; de par les avantages qu'elle procure, la B.L.U. se doit d'entrer progressivement dans les circuits conçus et réalisés par les amateurs eux-mêmes et ne doit pas rester le seul apanage des équipements achetés tous prêts car bien souvent les malheureux débutants sont effrayés par la difficulté apparente impliquée par tout montage B.L.U.

Notre but est d'essayer ici, au cours de cet article et de suivants, d'expliquer avec un maximum de simplicité à la fois la théorie et la pratique des circuits B.L.U. avec des exemples d'application qui ont été réellement réalisés et qui fonctionnent parfaitement.

### Explication par l'image

Nous allons, pour commencer, comparer les images des émissions en CW, en AM, en FM puis en B.L.U. et cela au moyen d'un écran de récepteur panoramique.

Tout d'abord, un récepteur panoramique n'est autre qu'un récepteur classique, de trafic généralement, équipé d'un écran d'oscilloscope sur lequel apparaissent les différentes émissions reçues par le récepteur et cela à l'intérieur d'une certaine plage de fréquence, plage que l'on peut faire varier pour la rendre plus ou moins large suivant l'utilisation que l'on veut en faire ; s'il s'agit de surveiller toute une gamme de fréquences, on utilisera une plage large afin de pouvoir surveiller un assez grand nombre d'émissions ; s'il s'agit au contraire de contrôler une seule émission avec ses alentours proches, il sera utile de réduire la plage et d'augmenter en quelque sorte le grossissement de l'effet panoramique ; vérifions, au moyen de quelques figures ce que nous y voyons : la figure 1 montre l'écran du récepteur panoramique surveillant par exemple toute la gamme 7 000 kHz à 7 500 kHz ; qu'y voyons-nous ?

Nous y voyons tout d'abord, un grand nombre d'émissions d'amateurs groupées entre 7 000 et 7 100 kHz, dont les amplitudes sont moyennes, car il s'agit d'émetteurs de puissance moyenne, puis vers 7 150 kHz une émission très puissante : il s'agit d'une émission de radio-diffusion en O.C. donc de forte puissance, puis entre 7 150 et 7 500 un ensemble d'émissions diverses, les unes fortes, les autres faibles... etc s'il s'agit d'émissions lointaines ou proches, d'émissions de faible ou de moyenne puissance... etc ; par ce procédé, il est possible de voir à tout moment l'encombrement réel de la bande en question. Si nous poussions le gain et la sensibilité de récepteur panoramique, nous aurions (cf figure 2) un incroyable encombrement de la gamme, car les fréquences radio sont de plus en plus saturées et si dans le premier cas, en réduisant la sensibilité du récepteur nous n'avions que les émissions les plus importantes au point de vue puissance (puissance à la réception cela va sans dire) il n'en est plus de même en augmentant la sensibilité du récepteur et dans ce cas nous voyons l'incroyable encombrement des bandes radio où chaque émetteur occupe une certaine place et où il finit obligatoirement par y avoir chevauchement des émissions les unes sur les autres au fur et à mesure que le nombre des émetteurs augmente.

Utilisons maintenant notre récepteur panoramique en réduisant sa largeur de bande, par exemple entre 7 100 et 7 150 kHz afin de « voir » au mieux une seule émission dont la porteuse est centrée sur 7 125 kHz par exemple ; il apparaît sur l'écran que l'encombrement de cette émission est d'environ 10 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale c'est-à-dire un encombrement pratique de 7 115 à 7 135 kHz pour une émission en AM ; si l'émission était en CW (télégraphie pure) l'encombrement ne serait que de la moitié environ.

Dans le cas d'une émission en AM, il y aura un encombrement supérieur (environ le double) à l'encombrement obtenu en CW ; cette disproportion apparaît bien sur la figure 3 ; la notion de bandes latérales apparaît alors ; si la porteuse est centrée par exemple sur la fréquence de 7 125 kHz, on appellera « bande latérale inférieure » l'encombrement de fréquence allant de 7 115 kHz à 7 125 kHz, valeur de la fréquence de la porteuse, et bande latérale supérieure, l'encombrement de fréquence allant de 7 125 kHz (porteuse) à 7 135 kHz ; la somme de ces deux bandes latérales : B.L.Inf + B.L.Sup constituera l'encombrement total de cette émission dans la gamme radio-électrique.

Or, ces deux bandes latérales sont absolument symétriques, par rapport à la fréquence centrale de la porteuse et lorsque la modulation en amplitude agit, il y a modulation de l'amplitude de la porteuse, donc augmentation et diminution du

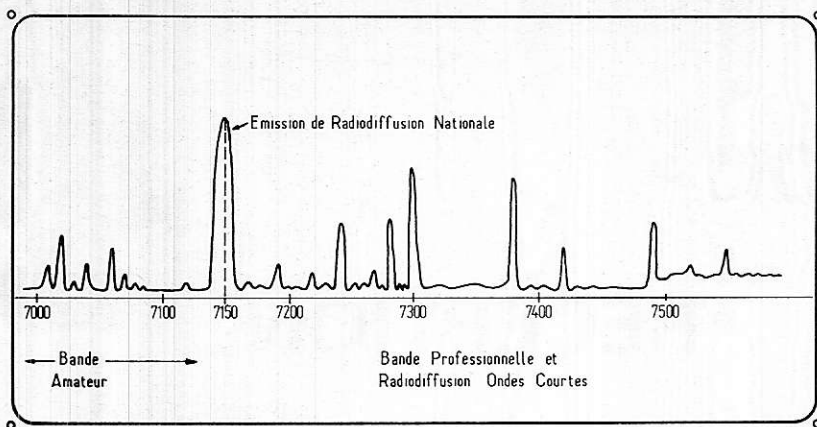


Figure 1

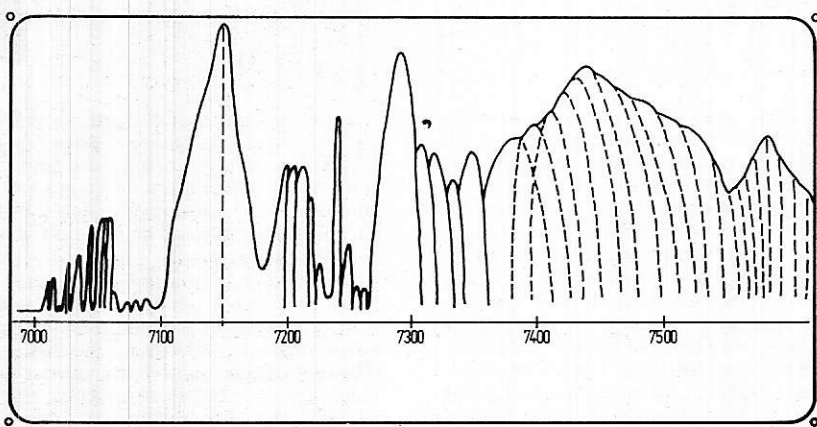


Figure 2

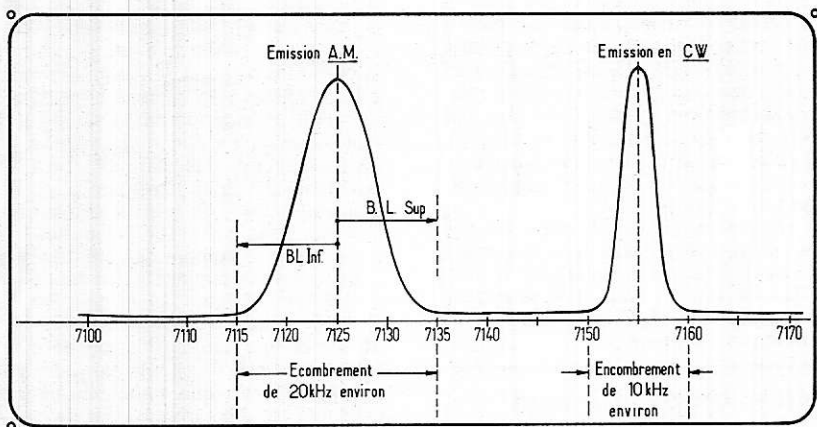


Figure 3

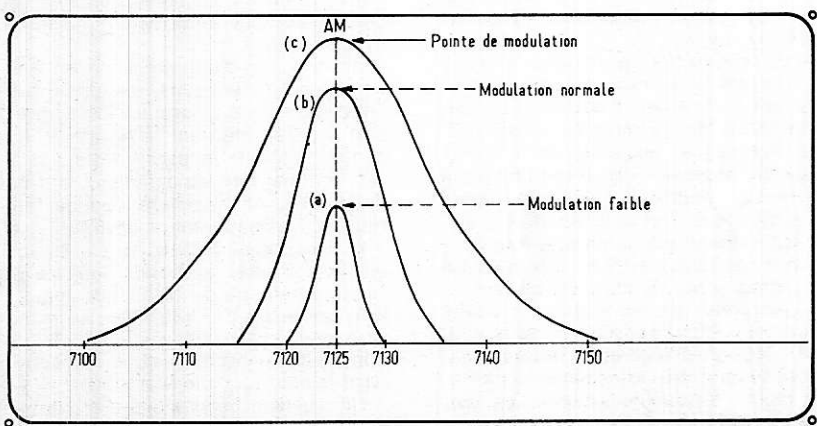


Figure 4

point le plus haut de la courbe et par voie de conséquence élargissement de l'encombrement au pied de la courbe ; c'est ce que montre la figure 4 ; en (a) le signal de modulation est faible, l'encombrement de l'émission est modique ; en (b) le signal de modulation est normal et l'encombrement est de l'ordre de 20 kHz alors qu'en (c) le signal de modulation est fort (pointe de modulation) et dans ce troisième cas l'encombrement devient prohibitif !

Il peut atteindre 50 kHz et plus ! Or, il faut insister sur le fait que les deux bandes latérales, l'inférieure et la supérieure participent chacune par moitié à cet encombrement, alors qu'elles ont toutes les deux la même efficacité ; il suffirait donc, a priori, d'en supprimer une, en réduisant ainsi de moitié l'encombrement de notre émission, tout en conservant la même efficacité ! D'où la grande idée de Bande Latérale Unique, par suppression de l'une ou l'autre des deux bandes ; on pourra supprimer la bande inférieure en ne gardant que la bande supérieure ce sera la B.L.Sup ou bien supprimer la bande supérieure en ne gardant que la bande inférieure et ce sera la B.L.Inf.

Ce processus permet, en théorie de doubler le nombre des émissions à l'intérieur d'un même espace de fréquences ; en pratique, si l'on conserve la porteuse et l'une des bandes, il y a certes une réduction notable de l'encombrement, mais pas tout-à-fait de la moitié et c'est ce que montre la figure 5 où l'on voit, à l'intérieur d'un espace de 60 kHz par exemple, deux émissions, l'une en B.L.Inf et l'autre en B.L.Sup co-habiter sans problème, alors qu'en AM il était nécessaire de disposer de 50 kHz pour une seule émission si l'on ne voulait pas de mauvaise surprise lors des pointes de modulation !

Sur un plan pratique, on pourra « grosso modo » placer trois émissions dans un espace nécessaire pour deux émissions seulement en AM classique ; d'où un gain appréciable.

## Variantes

Ceci est donc la B.L.U. conventionnelle dans laquelle la porteuse subsiste encore, mais il est deux variantes fort intéressantes, à savoir, la B.L.U. à suppression de porteuse et la D.B.L. qui signifie Double Bande Latérale ou encore B.L.I. signifiant Bandes Latérales Indépendantes ; dans le cas de la D.B.L. ou B.L.I. l'intérêt est double car non seulement la réduction d'encombrement est considérable (l'encombrement total est de l'ordre de 5 kHz au maximum) mais encore il est possible de moduler différemment chacune des bandes latérales, la bande latérale inférieure transmettant un certain programme et l'autre bande latérale (la supérieure) transmettant un programme entièrement différent ; ce dernier procédé est très largement utilisé en Télécommunications, qu'elles soient téléphoniques ou télégraphiques voire en télétype codé ou non.

La figure 6 montre l'allure d'une émission en B.L. Indépendante avec l'absence de porteuse, ce qui est caractéristique ; dans ce cas les deux bandes latérales ne sont plus du tout symétriques, puisqu'elles transmettent chacune une information différente.

En pratique, l'émission d'amateur n'est pas concernée par le procédé des B.L. Indépendantes car il n'est pas intéressant, en PRATIQUE pour un amateur de transmettre ni de recevoir deux émissions différentes simultanément et cela au prix de matériels relativement complexes et fort onéreux ! Ce ne pourrait se concevoir que pour la stéréophonie mais en émission d'amateur, c'est pour le moment exclu !

Nous nous bornerons donc à la B.L.U. conventionnelle avec ou sans suppression de porteuse, ce qui présente déjà un très large éventail de montages, de problèmes et de possibilités.



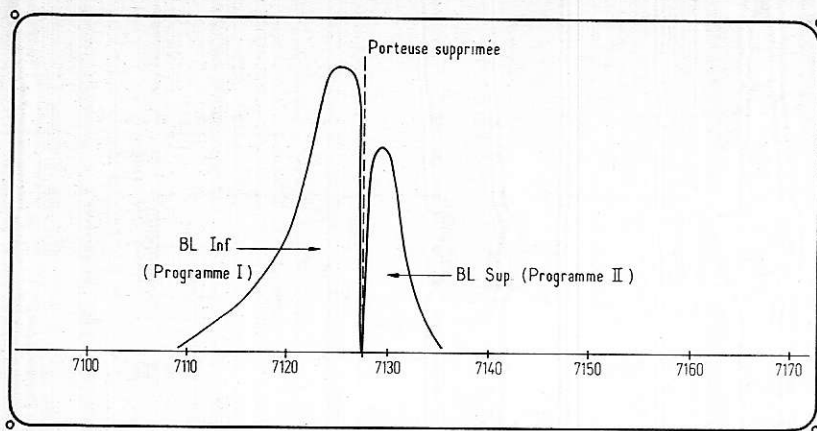


Figure 5

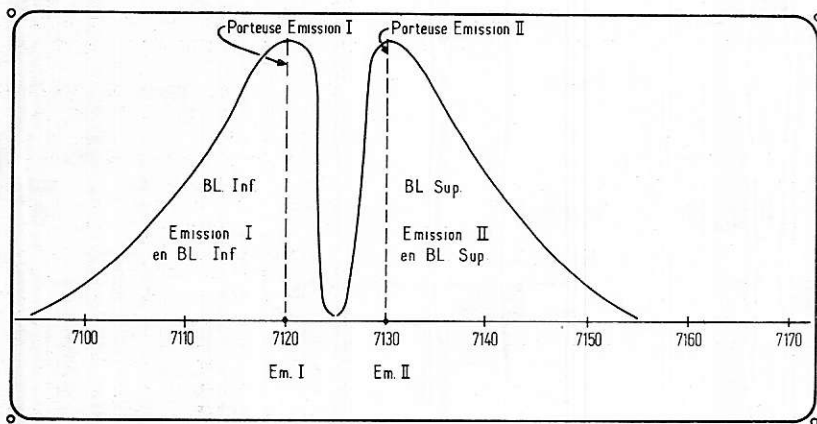


Figure 6

## Avantages et Inconvénients

Il n'est pas inutile de considérer la question de l'efficacité de la B.L.U. qui est l'un des avantages très importants qui viennent renforcer celui, déjà évident de la réduction d'encombrement de fréquences ; en effet, si l'on ne transmet que l'une des deux bandes latérales avec suppression de la porteuse, toute l'énergie « modulateur » est utilisée pour cette seule bande latérale, d'où une extrême efficacité, car en A.M. classique cette énergie se trouve répartie entre la porteuse et les deux bandes latérales.

Pour une même puissance de départ, une émission portera donc beaucoup plus loin de B.L.U. qu'en AM et ceci avec une moindre emprise des agents parasites ; de plus, les émissions en B.L.U. sont généralement utilisées avec des largeurs de bande de l'ordre de 3 kHz, d'où possibilité d'utiliser un filtre de bande de 3 kHz sur le récepteur qui, en réduisant sa bande passante augmente par voie de conséquence son rapport signal/bruit ; on voit ainsi que tous ces facteurs vont dans le même sens, à savoir de favoriser la qualité et l'efficacité d'une transmission en B.L.U. au détriment d'une transmission en A.M.

Pendant il y a un petit revers à cette si belle médaille ; ce revers est même double, car d'une part, il est difficile et même parfois impossible de recevoir correctement une émission B.L.U. sur un récepteur AM normal et d'autre part, si l'on dispose d'un récepteur B.L.U. il est nécessaire de procéder avec beaucoup de douceur au réglage et à l'accord du récepteur sur une émission B.L.U. Cet accord n'est pas difficile, mais il est délicat et doit être fait très doucement et lentement, car il est généralement assez « pointu ».

Le récepteur B.L.U. diffère quelque peu du récepteur AM conventionnel et tout particulièrement par son étage détecteur ; détecteur simple en AM, cet étage se retrouve être un détecteur de produit dans un récepteur B.L.U. ; il est nécessaire en outre de disposer d'un oscillateur local d'amplitude constante appelé B.F.O. (Oscillateur à fréquence de battement) fournissant un signal d'amplitude constante que l'on associera à la seule bande latérale reçue pour rétablir ainsi la porteuse modulée supprimée au départ.

Ces détecteurs de produits pourront être plus ou moins simples mais dans tous les cas ils seront placés à la fin de l'amplification F.I. (tout comme le brave détecteur classique) et leur sortie excite l'entrée du préamplificateur B.F., le signal du B.F.O. étant appliqué au détecteur de produit ainsi que nous allons le voir plus loin.

## Détecteur de produit B.F.O.

Il est tout-à-fait possible, pour se faire la main et notamment pour les débutants de permettre une réception B.L.U. avec une qualité acceptable sur un récepteur de qualité moyenne en A.M. et ceci par l'adjonction d'un module détecteur de produit-BFO dont nous allons donner quelques exemples maintenant.

Le montage le plus simple consiste en un circuit (cf figure 7) composé de deux diodes de type 1N 67 A ou similaires montées tête-bêche recevant à leur point commun le signal provenant du B.F.O., les diodes effectuant le mélange et la B.F. étant disponible à la sortie d'un filtre en pi utilisant une résistance de 68 kilohms et deux capacités de 470 pF ; une capacité montée en

série (de 5 nF) extrait la B.F. qui sera ensuite amplifiée comme dans tout récepteur AM, sans difficulté.

Le schéma du B.F.O. sera identique dans tous les cas de figure et nous ne le représenterons donc qu'une seule fois.

Son schéma est des plus simples ; il utilise un transistor à effet de champ de type MPF 105 de Motorola ou similaire, dont le drain est alimenté à partir d'une diode zéner 6,2 V faisant chuter la tension d'alimentation de 12 V à 6,2 V très stables ; pour ce faire, une résistance de 270 ohms 1 watt est montée en série dans l'alimentation du drain, ainsi que le montre le schéma ; la source va à la masse après avoir traversé le secondaire d'un transfo F.I. d'un modèle identique à ceux utilisés dans le récepteur A.M. associé, donc même valeur de fréquence F.I. L'enroulement primaire de ce transfo F.I. est relié d'une part à la masse et d'autre part à la gate du transistor FET par le truchement d'une capacité de 270 pF ; la gate est polarisée par une résistance de 27 kilohms 1/4 watt ; une capacité de 100 pF prélève le signal B.F.O. sur le circuit de gate et peut ainsi l'envoyer au détecteur de produit. Le drain du transistor FET est donc alimenté à partir d'une tension de 6,2 V bien stabilisée ; une capacité de 5 nF sert de découplage final ; ce montage n'est donc somme toute, qu'un oscillateur à fréquence fixe et à amplitude constante. Une remarque s'impose : si, lors des essais, ce B.F.O. refusait d'osciller, il suffirait d'inverser les deux fils du secondaire et tout rentrerait dans l'ordre car il faut que les deux enroulements soient en phase, les circuits de gate et de source étant eux-aussi en phase et pour qu'il y ait oscillation du circuit, il est nécessaire que les deux circuits d'entrée et de sortie soient mutuellement en phase, pour qu'il y ait réaction.

Un deuxième montage de détecteur de produit (cf figure 8) utilise quatre diodes suivant un schéma croisé associées à deux transfo F.I. disposant d'un point milieu ; inconvenient : il n'est pas toujours facile de se procurer de tels transfos ; mais le montage est très intéressant ! les quatre diodes pourront être là encore des 1 N 67 A ou similaires et la BF sera disponible à la sortie du filtre en « pi » composé d'une self de choc HF (valeur : 1 millihenry ; du genre R 100 ou similaire) encadrée de deux capacités de 5 nF et shuntée par une résistance de 1 000 ohms ; la capacité chimique de 5  $\mu$ F délivre le signal BF appliqué au préamplificateur BF comme précédemment. Le signal en provenance du B.F.O. est appliqué au détecteur de produit par le secondaire du transfo F.I. N° 2, le N° 1 appartenant au récepteur A.M.

Un troisième montage détecteur de produit n'utilise plus de transformateur spécial, mais un transistor à effet de champ à double gate ; il n'utilise pas non plus de diodes ; ce montage est lui aussi très intéressant parce que fonctionnant très bien et pouvant être monté dans un espace extrêmement réduit, donc à l'intérieur même d'un récepteur à transistors portatif ; la self de choc utilisée est identique à celle du montage précédent. L'alimentation est obtenue à partir de 22,5 V avec une résistance de 10 kilohms montée en série avec l'alimentation du drain mais il est intéressant de noter que cette tension d'alimentation pourra être réduite jusqu'à 9 ou 12 V en remplaçant la résistance de 10 K par une self de choc radio ou par une résistance d'environ 1 000 ohms.

Son schéma (cf figure 9) est simple et le seul problème réside parfois dans la difficulté de se procurer le transistor et notamment en province.

Un quatrième montage détecteur de produit simple à réaliser et facile à loger dans un quelconque récepteur O.C. utilise quant à lui deux transistors FET montés symétriquement (cf figure 10) ; leur source S est commune et polarisée par une cellule RC (220 Ohms et 25  $\mu$ F 6 V) montée en série avec une self de choc d'environ 500  $\mu$ H que l'on peut réaliser soi-même

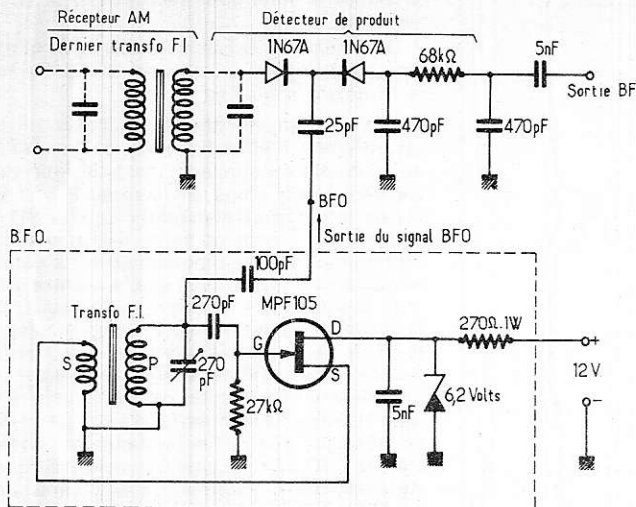


Figure 7

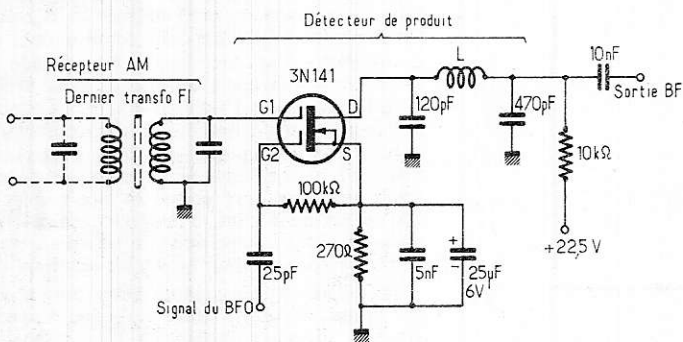


Figure 9

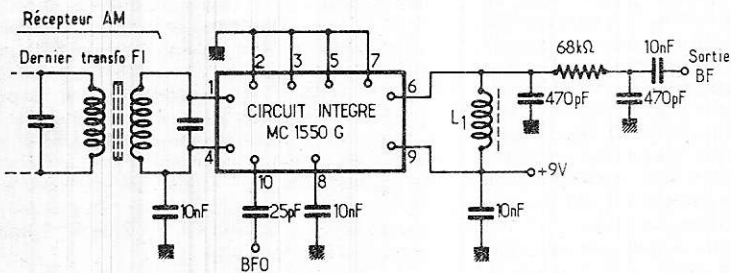


Figure 11

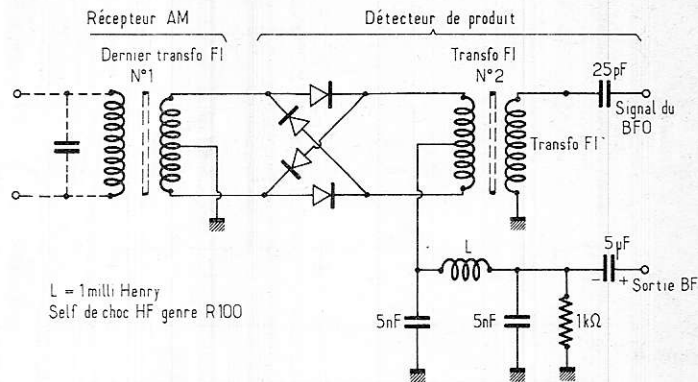


Figure 8

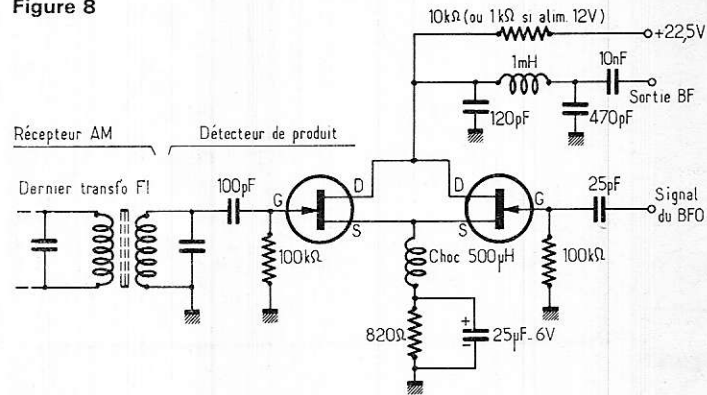
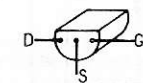


Figure 10



Brochage du MPF 105  
D = Drain  
S = Source  
G = Gate

en utilisant un enroulement en nid d'abeilles (par exemple : l'un des trois ou quatre enroulements constituant une self de choc du genre R 100 de National). La gate de l'un des transistors FET reçoit le signal provenant du dernier transfo F.I. du récepteur tandis que la gate de l'autre transistor FET reçoit le signal provenant du B.F.O. il y a ainsi mélange de ces deux signaux et production d'un battement qui sera détecté, la composante BF étant disponible à la sortie du filtre en « pi » constitué par une petite self de choc BF miniature d'environ 1 milliHenry encadrée par deux capacités de 120 pF et 470 pF ; une capacité de 10 nF sortira alors le signal BF ; les deux drains seront alimentés à partir du + alimentation par une résistance de 10 kilohms qui pourra être réduite à 1 000 ou 1 500 Ohms si la tension est ramenée de 22,5 V à 9 ou 12 V, le - étant à la masse. Deux résistances de 100 kilohms assurent la polarisation des deux gates et cela en haute impédance.

## Montage à C.I.

Les détecteurs de produits les plus modernes utilisent maintenant plus couramment les circuits intégrés et tout particulièrement le circuit intégré fabriqué par MOTOROLA de type MC 1550 G, qui assure à lui seul la fonction de mélange et d'extraction de la composante BF.

Ce montage à C.I. (cf figure 11) utilise donc ce C.I. dont les bornes 2, 3, 5 et 7 sont mises à la masse, tandis que la borne 9 reçoit le + alimentation (+ 9 V), la borne 6 étant polarisée positivement à partir du + alimentation par une self de choc BF à fer (modèle miniature), découplage assuré par une capacité de 10 nF ; le signal BF est disponible au delà du filtre en « pi » constitué là encore par une résistance de 68 kilohms encadrée par deux capacités de 470 pF chacune et

monté en série avec une capacité de 10 nF délivrant la composante BF. La borne 8 du C.I. est découplée par une capacité de 10 nF, la borne 10 reçoit le signal F.I. disponible au secondaire du dernier transfo F.I. du récepteur associé, une capacité de 10 nF assure le découplage du circuit d'entrée, et la mise à la masse au point de vue HF de la borne 4 du circuit intégré.

A noter que l'on peut utiliser un autre circuit intégré comme élément détecteur de produit et notamment le C.I. de chez RCA dont la référence est CA 3028 A que nos amis américains de l'ARRL utilisent couramment et sans problème.

Nous ne saurions trop recommander à nos lecteurs de réaliser l'un quelconque de ces petits montages pour commencer l'écoute de la B.L.U. avec des notions claires et des résultats fort intéressants avant d'entreprendre avec nous, au cours des prochains mois, des réalisations de récepteurs plus poussés et d'émetteurs directement conçus pour le trafic amateur.

# AIDE MEMOIRE

## LES BOBINAGES ÉLECTRONIQUES

(3e partie)

## BOBINAGES pour TUNERS FM

### GENERALITES

Dans le cas de tuners FM, l'amateur a la possibilité de réaliser lui-même les bobinages nécessaires dans les diverses parties de ce genre d'appareils : étages HF et changeur de fréquence, étages moyenne fréquence (ou fréquence intermédiaire) désignés par MF ou FI, bobines d'arrêt s'il y a lieu, bobinages pour décodeurs stéréo FM.

On se souviendra qu'un tuner FM se compose des parties indiquées à la figure 1 A : le bloc de commande nommé sélecteur (et parfois tuner, lui-même) composé des étages HF s'il y en a et du changeur de fréquence, le bloc MF ou IF, à plusieurs étages suivi du détecteur.

Ce dernier fournit à la sortie, un signal BF pur si l'émission reçue par l'antenne est monophonique et un signal BF stéréophonique si l'émission reçue est stéréophonique. Le signal BF de sortie est appliqué au décodeur, comme on le montre à la figure 1 B.

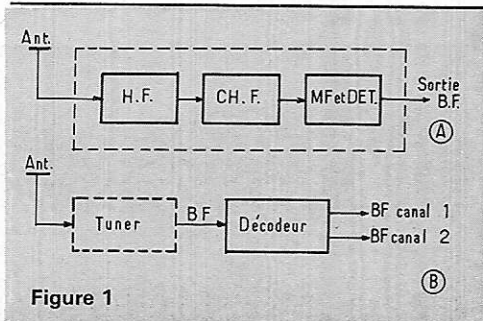


Figure 1

Ce décodeur peut recevoir aussi bien des signaux monophoniques purs que des signaux stéréophoniques multiplex. Si les signaux sont monophoniques, il fournit à la sortie deux signaux BF identiques ; si les signaux sont stéréophoniques, les deux signaux BF sont différents et correspondent à ceux des deux canaux stéréophoniques. Ces parties sont réalisables avec des transistors individuels du type bipolaire ou avec des circuits intégrés. Actuellement, les blocs sélecteurs sont réalisés encore avec des transistors individuels à effet de champ ou bipolaires.

Dans toutes ces parties, y compris le décodeur, se trouvent des bobines. Celles-ci sont du type « haute fréquence » (ou « ondes courtes ») dans le tuner proprement dit. Dans ce décodeur on peut trouver des bobines accordées sur 19 kHz et 38 kHz, donc à grand nombre de spires et à accorder sur des fréquences juste au-dessus des BF, dans la catégorie correspondant aux ultra-sons.

La réalisation de ces bobines par l'amateur est possible au point de vue mécanique, autrement dit, aucune machine à bobiner n'est nécessaire, ce qui n'est pas toujours le cas dans la fabrication des bobinages.

On réalisera les bobinages HF et MF à la main, ceux de décodeur seront confectionnés à la main ou plus rapidement à l'aide d'un dispositif rotatif tel qu'une perceuse électrique par exemple, ou même, une perceuse manuelle (dite chignole).

Reste à savoir, toutefois, comment trouver les caractéristiques des bobines à réaliser.

Dans un appareil récepteur, quel qu'il soit, on trouvera deux sortes de bobinages :

- 1) bobines à accord fixe ou non accordées ;
- 2) bobines à accord variable.

Les bobines à accord fixe sont plus faciles à déterminer mais leur conception n'est pas exempte de certaines difficultés à surmonter.

Nous commencerons par les bobines à accord fixe et les bobines non accordées s'il y a lieu. Ces bobines se trouvent évidemment dans les amplificateurs et dans les décodeurs.

### SELECTEURS HF POUR TUNERS FM

Dans certains sélecteurs HF et même dans certains préamplificateurs HF pour tuners FM, les bobines d'accord peuvent être également à réglage fixe. Voici, à la figure 2, un schéma de bloc sélecteur pour récepteur ou pour tuner FM.

Ce qui nous intéresse ici est la nature et la disposition des bobines. Il y en a avant l'amplificateur HF, Q<sub>1</sub> et après celui-ci, avant le mélangeur Q<sub>2</sub>. Ces deux groupes de bobinages doivent être accordés sur la même fréquence f celle de l'émission à recevoir, par exemple une émission à FM choisie dans la bande comprise entre 88 et 108 MHz. Comme la MF de 10,7 MHz (bobines T<sub>1</sub>) l'oscillateur devra être accordé sur f + 10,7 MHz ou f - 10,7 MHz donc, une fréquence pouvant varier entre 88 + 10,7 = 98,7 MHz et 108 + 10,7 = 118,7 MHz.

Dans un ensemble de ce genre, il faudrait trois condensateurs variables du type mécanique classique ou réalisés avec des diodes à capacité variable. L'alignement devra être prévu pour éviter le souffle et le manque de sélectivité et de gain. Cela est important lorsque le récepteur est distant des émetteurs.

Une simplification est possible, surtout lorsqu'il s'agit d'une réalisation d'amateur et dans des conditions favorables de réception. Un des groupes de bobines accordées sur f, fréquence du signal à recevoir (et non « fréquence à recevoir ») pourra être accordé sur une fréquence fixe convenablement choisie dans la bande FM de 88 à 108 MHz.

Cette fréquence peut être la moyenne arithmétique des deux limites, donc, dans le cas de notre exemple, 98 MHz ou même 100 MHz, la valeur à choisir n'étant pas critique.

Dans ce cas, le réglage variable pour condensateur sera supprimé. Il sera toutefois nécessaire que le circuit à accord fixe choisi soit à large bande, celle-ci étant justement égale à celle de la bande FM, de 88 à 108 (voir figure 3).

Une bande passante de 20 MHz est assez facile à obtenir à une fréquence aussi élevée que 98 ou 100 MHz.

Soit par exemple le cas de L<sub>2</sub> de laquelle on a supprimé les capacités variables en parallèle.

## PRECISIONS SUR LES BOBINES FIXES MF

On a déjà traité dans le précédent article, des bobinages MF. Voici quelques indications pratiques qui faciliteront la détermination des bobines d'accord en MF pour modulation de fréquence. En FM, les amplificateurs moyenne fréquence sont accordés généralement sur 10,7 MHz, mais cette fréquence n'est pas obligatoire, le tuner FM peut très bien fonctionner lorsque la MF est accordée sur une fréquence comprise entre 4 MHz et 35 MHz et plus.

Actuellement c'est la fréquence standard de 10,7 MHz qui est la plus utilisée en radio FM. Pour diverses raisons, elle est aussi la plus avantageuse.

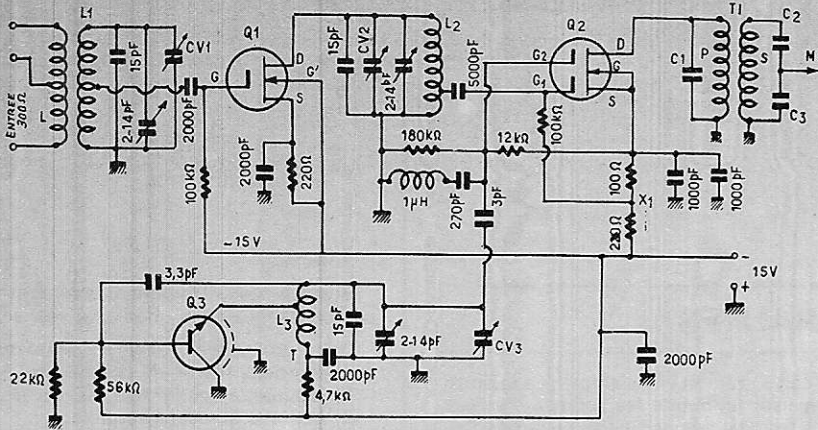


Figure 2

On montera une capacité fixe à la place, que nous désignerons par C. Celle-ci sera égale à  $C_m + C_p$  où  $C_m$  est la capacité du condensateur fixe effectivement monté et  $C_p$  l'ensemble des capacités parasites.

Soit, par exemple  $C = 20 \text{ pF}$ . La valeur de la bobine est alors :

$$L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C}$$

avec L en henrys,  $4 \pi^2$  environ ( $\pi = 3,14$ ), f en hertz, C en farads.

En effectuant les calculs on trouve  $L = 0,125 \mu\text{H}$  environ.

Une bobine de  $0,125 \mu\text{H}$  peut se réaliser avec 4 spires de fil nu de 1 mm de diamètre, diamètre de la bobine 7,5 mm (figure 4). Bobinages sur air, espacement l des spires à régler expérimentalement pour obtenir l'accord approximatif sur 98 MHz. La bande B passante sera donnée par l'expression :

$$B = \frac{1}{2 \pi RC} \text{ Hz ou } R = \frac{1}{2 \pi BC}$$

avec R en ohms et C en farads. Cette bande sera prise plus grande que 20 MHz afin que l'atténuation à 88 et 108 MHz soit moindre que 3 dB (voir figure 3).

Pratiquement le travail sera fait comme suit :

- 1) établir la bobine ;
  - 2) monter le condensateur fixe de valeur  $C_m = C - C_p$  par exemple  $C_m = 15 \text{ pF}$ , valeur non critique ;
  - 3) régler l'accord sur 98 MHz en agissant sur le pas des spires ;
  - 4) vérifier la largeur de bande en shuntant la bobine par une résistance R de l'ordre de  $1000 \Omega$ , spéciale pour VHF (résistance à couche métallique) ;
  - 5) vérifier la bande passante et augmenter ou diminuer R.
- Si la bande est insuffisante, diminuer R, si elle est trop large, augmenter R, diminuant ainsi l'amortissement du circuit.

Remarquons que dans certaines régions, les émissions recevables peuvent être comprises dans une bande B inférieure à 20 MHz, par exemple de 10 MHz seulement.

Procéder alors comme précédemment en prenant  $B = 15 \text{ MHz}$  au lieu de 30 MHz (voir figure 5).

Le gain du sélecteur sera deux fois plus grand. Dans une région où il n'y a pas de parasites gênants et pas d'émissions indésirables, on pourra aussi adopter dans un sélecteur, les circuits à réglage fixe de part et d'autre du transistor amplificateur HF.

Comme fréquences d'accord, choisir alors deux fréquences décalées, par rapport à la fréquence médiane.

Soit par exemple 100 MHz la fréquence médiane et 92 et 108 MHz la bande FM à obtenir, on accordera alors sur 97 et 103 MHz, valeurs nullement critiques (voir figure 5).

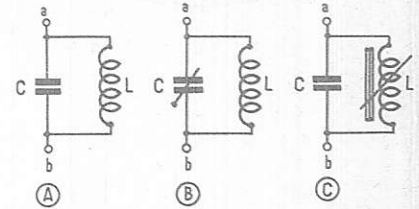


Figure 6

Considérons l'accord sur  $f_m = 10,7 \text{ MHz}$ . On obtient cet accord à l'aide d'un circuit parallèle LC comme celui de la figure 6 (A). Pour le réglage de l'accord, il est nécessaire que l'un, au moins, des éléments L et C soit ajustable afin que L et C satisfassent à la condition d'accord qui est la formule de Thomson. Celle-ci s'écrit de trois manières différentes :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad (1), \quad L = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 C} \quad (2),$$

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 f^2 L} \quad (3)$$

avec f en hertz, L en henrys, C en farads et  $\pi = 3,14$ . Des unités plus adaptées à notre application seront indiquées plus loin.

En revenant à la figure 6, on voit en (B) le cas du condensateur C de capacité ajustable et L fixe : en (C) on montre C fixe et L ajustable.

Parfois C et L sont tous deux ajustables.

Connaissant C, par exemple, la formule (3) permettra le calcul de L, car f est égale à 10,7 MHz.

Déterminons des formules plus pratiques.

Pour cela adoptons les unités suivantes : f en MHz, C en picofarads et L en microhenrys.

En effectuant les calculs, on trouve les deux expressions :

$$L = \frac{221}{C} \quad (4), \quad C = \frac{221}{L} \quad (5)$$

avec L en  $\mu\text{H}$ , C en pF, f ayant été remplacé par 10,7 MHz.

Exemple :  
 $C = 100 \text{ pF}$ , on a  $L = 221/100 = 2,21 \mu\text{H}$   
 $L = 4 \mu\text{H}$  on a  $C = 221/4 = 55,2 \text{ pF}$

Connaissant L ou C, l'autre grandeur se déterminera immédiatement en divisant 221 par la grandeur connue. On simplifiera encore les deux formules en remplaçant 221 par 220. La formule générale est alors :

$$LC = 220 \mu\text{H} \cdot \text{pF} \quad (6)$$

de laquelle se déduisent les deux autres donnant L ou C.

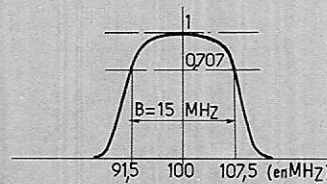


Figure 3

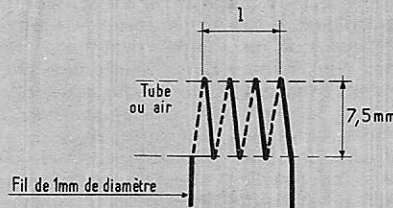


Figure 4

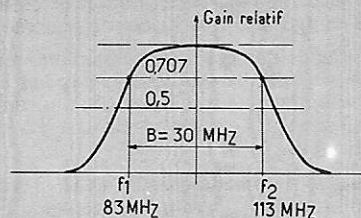


Figure 5

Pratiquement, il faut examiner le schéma de l'amplificateur MF considéré et déterminer les capacités d'accord de chaque enroulement moyenne fréquence à réaliser. Ayant déterminé la capacité on calculera L.

Connaissant L il faudra déterminer ses caractéristiques « mécaniques » : nombre de spires, fil, isolant, genre de bobinage, diamètre et forme du support, choix du dispositif de réglage de L s'il y a lieu, plage de réglage. Comme les accords sont fixes, il sera commode pour un amateur d'établir le circuit accordé avec un condensateur ajustable et une bobine à valeur fixe, à air, ce qui supprimera toute difficulté.

## MF DIFFÉRENTES DE 10,7 MHz

Soit aussi le cas d'une fréquence différente de 10,7 MHz. Ce cas se rencontre d'une manière courante dans les récepteurs de son-TV des téléviseurs de standard dit européen ou CCIR usité en Allemagne, Suisse, Hollande, Italie et Espagne, ces émissions étant reçues en France dans les régions frontalières ; donc pouvant intéresser un grand nombre de nos lecteurs.

Soit, une MF son de 30 MHz, valeur choisie à titre d'exemple.

Si  $f = 30$  MHz au lieu de 10,7 MHz, la formule générale donnant le produit LC en  $\mu\text{H} \cdot \text{pF}$  est toujours valable mais la valeur numérique de ce produit est différente, et, évidemment, plus petite.

Comme le produit LC est inversement proportionnel au carré de la fréquence, on peut écrire :

$$\frac{L_2 C_2}{220} = \left( \frac{10,7^2}{f^2} \right)$$

Comme  $f_2$  est connue par exemple 30 MHz, on a  $10,7/30 = 0,356$ , le carré de ce rapport est 0,126 et par conséquent :  $LC = 220 \cdot 0,126 = 27,72$  donc si  $f = 30$  MHz, le produit LC est égal à 27,72.

On a vu ainsi que si l'on a établi des bobines à accord fixe, il sera facile de calculer d'abord le produit LC, soit directement, soit en partant d'un produit LC valable pour une autre fréquence.

### SELS INDUCTANCES

#### miniatures

utilisées comme sels d'arrêt, de découplage VHF, d'antiparasitage, etc.

Valeur en $\mu\text{H}$	tolérance 10 % :	
0,47	4,7	10
1,0	5,6	15
2,2	6,8	22
3,3	8,2	27
		33
		47
		56
		68

Prix : 3,50

100 - 150 - 220 - 330 - 470 ..... 4,00  
Tolérance 5 %, en sus ..... 0,50

### SELS D'ARRÊT ET DE DECOUPLAGE VHF

6 trous, 300 MHz ..... 1,00

### POTS « FERRITE MAGNETIQUE » sans entrefer

Dim. : 9 x 5 - 14 x 8 : 5,00 - 18 x 11 : 5,50  
22 x 13 : 7,75 (avec carcasse de bobinage).

Nos prix s'entendent T.T.C. Minimum de facturation : 15 F. Port en sus : 5 F. Règlement à la commande adressée à :

### Sté FRANÇAISE DE BOBINAGES

74, r. Amélot, 75011 PARIS - C.C.P. PARIS 2146.13  
Ateliers ouverts du lundi au vendredi de 10 h à 18 h 30.

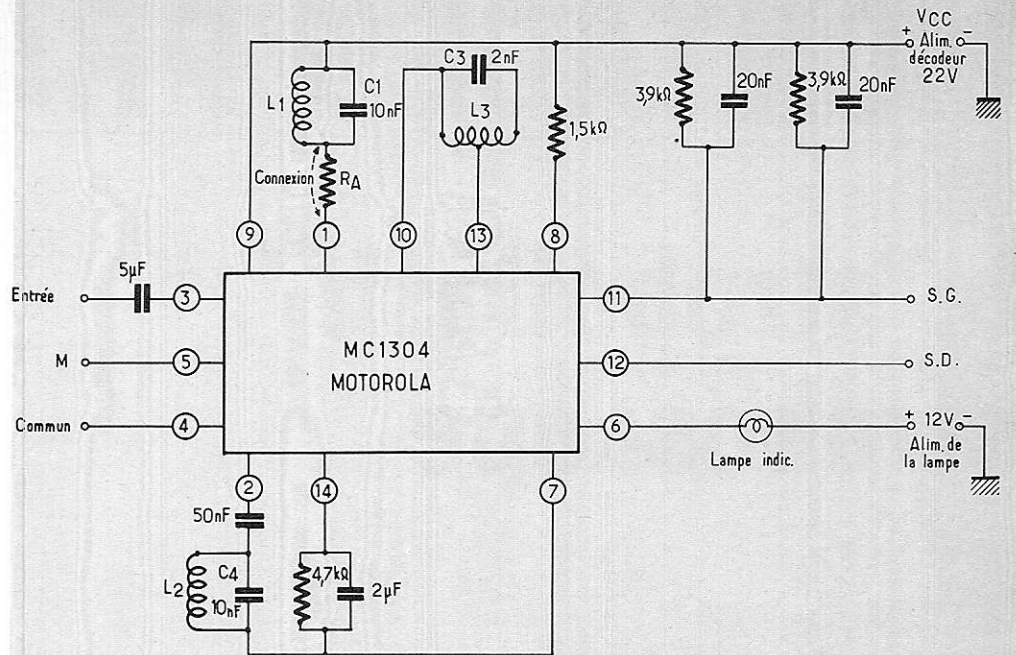


Figure 7

Exemple numérique :  $f = 30$  MHz,  $C = 25$  pF  
on a  $LC = 27,72 \mu\text{H} \cdot \text{pF}$  et on en déduit :

$$L = \frac{27,72}{25} = 1,1 \mu\text{H}$$

Autre exemple :  $f = 30$  MHz,  $L = 4,4 \mu\text{H}$ , on trouve :

$$C = \frac{27,72}{4,4} = 6,3 \text{ pF}$$

Déterminons aussi le produit LC pour une autre fréquence, par exemple :  $f = 15$  MHz.

En remarquant que 15 est la moitié de 30, il est évident que le produit LC sera 4 fois 27,72 donc : à  $f = 15$  MHz,  $LC = 110,88 \mu\text{H} \cdot \text{pF}$

A noter que le produit d'un coefficient de self-induction L par une capacité C est égale à un temps.

Ainsi le  $\mu\text{H} \cdot \text{pF}$  est égal à  $10^{-18}$  seconde ou  $10^{-6}$  ps (un milliardième de picoseconde) donc un temps extrêmement petit ce qui est normal en VHF et HF.

## BOBINES POUR DECODEURS

La fréquence d'accord des bobines que l'on trouve dans les décodeurs multiplex stéréo pour deux canaux est de 19 kHz pour la fréquence dite pilote et 38 kHz pour la fréquence engendrée par le doubleur de fréquence.

Déterminons encore la valeur du produit LC qui nous servira pour trouver L ou C, rapidement.

Les unités choisies, convenant mieux aux grands unités utilisées dans les bobines à 19 et 38 kHz, sont : le millihenry, le nanofarad et le kilohertz.

On trouve alors :

$$LC = \frac{25000}{f^2} \text{ mH} \cdot \text{nF} \quad (f \text{ en kHz})$$

Si  $f = 19$  kHz, le produit LC est égal à  $LC = 69 \text{ mH} \cdot \text{nF}$  environ  
et si  $f = 38$  kHz, LC sera 4 fois plus faible :  $LC = 17,25$  environ.

Exemple : on donne  $L = 8$  mH. Quelle est la valeur de C lorsque  $f = 19$  kHz ?

La formule donne immédiatement :  $C = 69/8 = 8,625$  nF.

Soit aussi le cas d'une bobine de 8 mH à accorder sur 38 kHz. Il est évident que la capacité requise sera quatre fois plus faible donc  $8,625/4 = 2,16$  nF.

Voici d'ailleurs, à la figure 7, un schéma de décodeur utilisant un circuit intégré MOTOROLA, MC1304, dont les bobines sont :  $L_1$  sur 19 kHz,  $L_2$  sur 19 kHz et  $L_3$  sur 38 kHz.

Ce montage est décrit en détail dans l'ouvrage LES TUNERS MODERNES FM. par F. JUSTER, page 223. Le sélecteur de la figure 2 est également décrit dans ce livre.

On indique comme valeurs des éléments  $L_1 = L_2 = 8$  mH et  $L_3 = 8$  mH également.

On a calculé plus haut les valeurs des capacités : 8,625 nF pour  $L_1$  et  $L_2$  et 2,38 nF pour  $L_3$ . On aura le choix entre deux solutions : capacité variable ou bobine variable (voir figure 6).

Pratiquement, il est difficile de disposer d'un condensateur variable ou ajustable au mica de 0,5 nF et on pourra compléter la capacité totale requise avec des condensateurs fixes.

La deuxième solution est de réaliser une bobine réglable à noyau de fer.

On utilisera, par exemple, un circuit de la marque VOGT type 2349.1, pour 19 kHz on bobinera 350 spires environ, de fil de 0,2 mm de diamètre. Pour 38 kHz, même bobine mais capacité quatre fois plus faible, de l'ordre de 2 nF.

La mise au point est simple avec un self-mètre d'un type approprié. Disposer le réglage de L vers le milieu de sa course et déterminer approximativement la capacité fixe qui convient pour obtenir la fréquence requise.

Cela fait, régler exactement L pour obtenir cette fréquence d'accord.

Une bonne méthode est aussi de réaliser des bobines à prises et choisir celle qui convient le mieux.

La bobine  $L_2$  sera à prise médiane et sera exécutée après avoir bien déterminé  $L_1$ .

# MONTAGES PRATIQUES

## le "stroboflash", stroboscope et flash électronique télécommandé

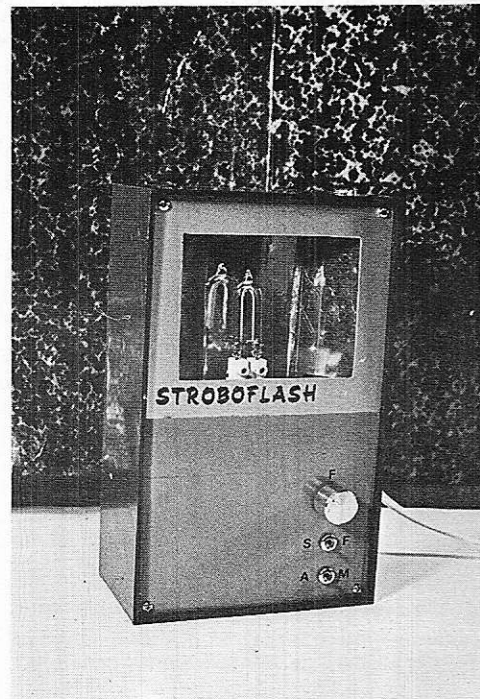


Figure 7

L'appareil dont nous proposons la réalisation répond à deux fins, puisqu'il est utilisable à la fois comme flash électronique de complément, commandé par l'éclair de la lampe principale, et comme stroboscope. Dans cette dernière utilisation, la fréquence des éclairs est ajustable entre vingt éclairs par seconde et un éclair toutes les cinq secondes environ.

### Méthodes de déclenchement d'un flash électronique

Dans un flash électronique, la décharge du condensateur réservoir à travers le tube à éclats, est commandée par une impulsion de haute tension appliquée sur une électrode annexe du tube, dite électrode d'amorçage. Cette impulsion est elle-même obtenue par décharge d'un deuxième condensateur, à travers le primaire d'une bobine d'induction. On peut donc résumer le fonctionnement du flash par le schéma de principe de la **figure 1**.

Au départ, les deux condensateurs sont chargés, et l'interrupteur K reste ouvert. La tension  $V_1$  aux bornes du condensateur  $C_1$ , appliquée entre l'anode A et la cathode K du tube, est insuffisante pour provoquer l'ionisation du gaz enfermé sous faible pression dans celui-ci. La fermeture de l'interrupteur K provoque le passage, à travers le primaire de la bobine, et pendant un temps très bref, du courant dû à la décharge du condensateur  $C_2$ , primitivement chargé sous une tension  $V_2$

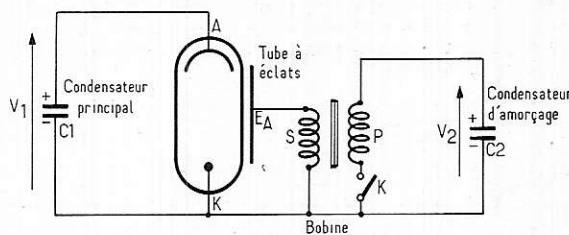


Figure 1

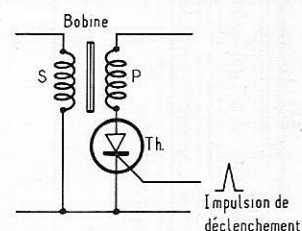


Figure 2

La bobine se comporte comme un transformateur élévateur de rapport très grand, et une tension de plusieurs kilovolts apparaît entre l'électrode annexe  $E_A$  et la cathode, provoquant un début d'ionisation à la base du tube. Par avalanche, cette ionisation s'étend à tout le volume du gaz, et  $C_1$  se décharge à son tour.

Dans la pratique, il existe de nombreuses méthodes pour réaliser l'interrupteur K ou un dispositif équivalent. La plus courante consiste à utiliser les contacts prévus sur la prise de synchronisation de l'appareil photographique, et dont la fermeture est com-

mandée par le déclenchement de l'obturateur. Mais on peut remplacer K par un dispositif électronique fonctionnant en interrupteur, par exemple par un thyristor. La **figure 2** montre cette transformation.

Un thyristor Th remplace l'interrupteur K. La tension appliquée entre son anode et sa cathode par le condensateur  $C_2$ , doit être inférieure à la tension de mise en conduction, et Th se comporte alors comme un interrupteur ouvert. Si on applique une impulsion positive de l'ordre du volt sur la gâchette, le thyristor s'amorce, et devient équivalent à un interrupteur fermé, jusqu'à

décharge quasi complète de C<sub>2</sub>. A ce moment, la tension anode-cathode est devenue très faible et le thyristor se désamorçait, ouvrant à nouveau le circuit.

On peut concevoir différentes méthodes d'élaboration de l'impulsion de commande appliquée à la gâchette. Si on envisage le déclenchement par un câble relié à la prise de synchronisation de l'appareil photographique, le montage le plus simple est celui de la **figure 3**. Une pile de force électromotrice e alimente la résistance R à travers les contacts de l'appareil. Au moment de la fermeture de ces derniers, le courant qui passe dans R y crée la chute de tension nécessaire à la commande de la gâchette.

L'inconvénient de cette méthode réside principalement dans la nécessité d'une liaison par fil entre l'appareil de prise de vue et le flash. Cette liaison devient gênante dès que la distance dépasse le mètre, et elle s'accompagne de pertes qui souvent rendent le déclenchement aléatoire. D'autre part, le nombre de flashes commandés par l'appareil photo est limité.

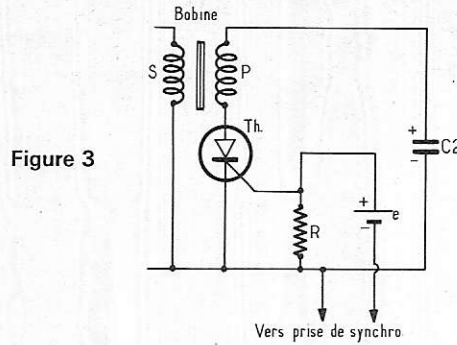


Figure 3

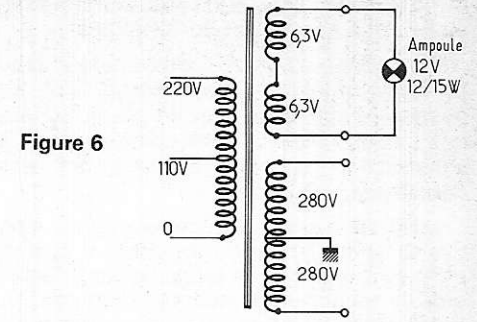


Figure 6

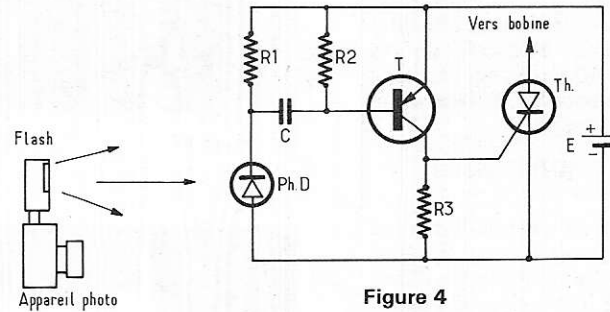


Figure 4

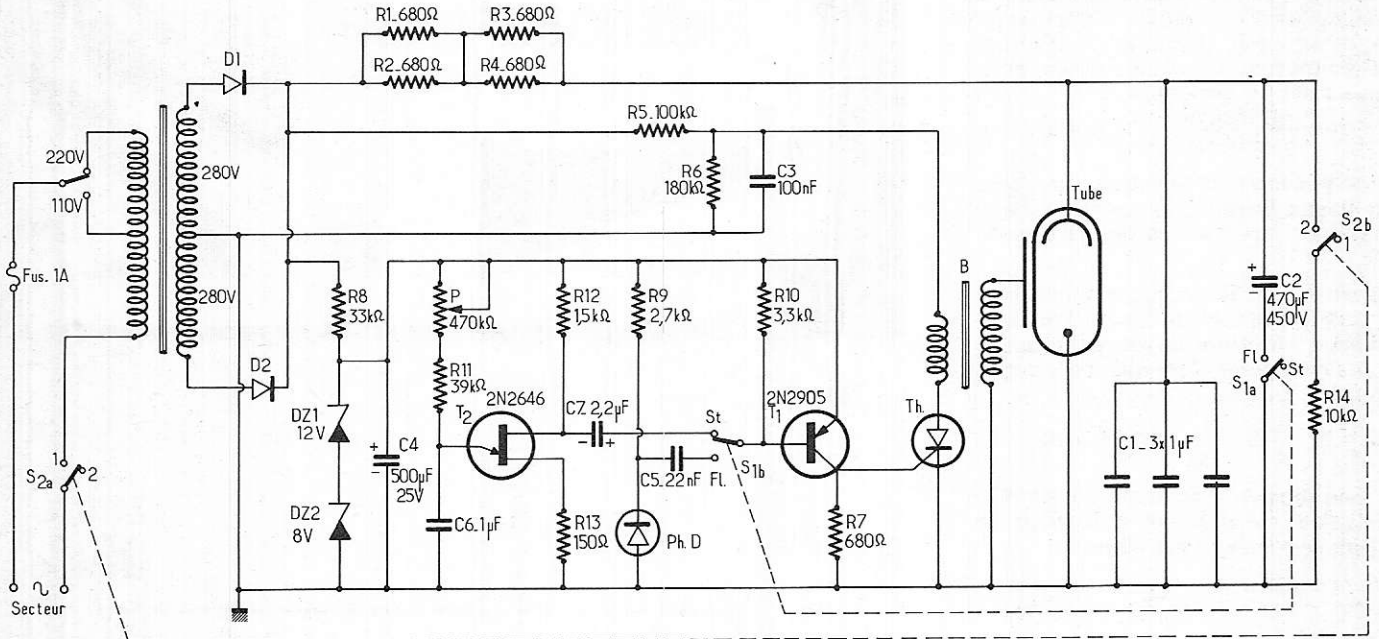


Figure 5

L'utilisation simultanée de plusieurs flashes conduit tout naturellement à la commande par faisceau lumineux. Une première lampe éclair de petite puissance, fixée sur la griffe de l'appareil photographique, est classiquement commandée par la prise de synchronisation (**fig. 4**). La lumière émise atteint la photo-diode Ph. D, dans laquelle le courant croît. Il en résulte, aux bornes de la résistance R<sub>1</sub> alimentée en série avec la photodiode par la tension E, une impulsion de tension négative qui est transmise par le condensateur C à la base du transistor T, de type PNP. Normalement, ce transistor est bloqué grâce à sa résistance de base R<sub>2</sub>, reliée au plus de l'alimentation, et aucun courant ne circule à travers R<sub>3</sub>.

Dès l'apparition de l'éclair, le transistor T<sub>1</sub> se débloque, et une impulsion positive prend naissance aux bornes de sa résistance de collecteur. Cette impulsion est utilisée pour commander la gâchette du thyristor Th.

### Fonctionnement du flash en stroboscope

Un stroboscope n'est autre qu'un flash électronique dont l'éclair se répète à intervalles réguliers, et indépendamment de toute synchronisation avec un appareil photographique. En partant des schémas précé-

dents, il suffit donc de les compléter par un générateur d'impulsions à fréquence variable. Ces impulsions, appliquées à la gâchette du thyristor, jouent le même rôle de déclenchement que celles des dispositifs déjà étudiés.

Le fonctionnement en stroboscope conduit en revanche à préciser les notions de puissance et d'énergie dissipées par le tube éclair. On sait que si C est la capacité du condensateur principal, et V la tension sous laquelle il est chargé, l'énergie mise en jeu à chaque éclair est :

$$W = \frac{1}{2} CV^2$$

Par exemple, avec un condensateur de  $400\mu\text{F}$  chargé sous 400 volts, l'énergie dissipée dans l'éclair est de 32 joules.

Pour chaque tube, le constructeur indique la valeur maximale de l'énergie qu'il est possible d'appliquer pour un éclair. Le tube que nous avons sélectionné pour la construction de notre appareil, est ainsi donné pour 40 joules.

Mais l'énergie maximale par éclair n'est pas la seule limitation imposée. Il faut en effet tenir compte de la puissance, c'est-à-dire du rapport de la quantité d'énergie sur le temps d'utilisation. Si on s'intéresse à la puissance dissipée pendant la durée de l'éclair, on obtient des valeurs très élevées, à cause de l'extrême brièveté de la décharge. Un tube de 40 joules fournissant un éclair d'une milliseconde délivre dans ces conditions une puissance :

$$P = \frac{40 \text{ joules}}{0,001 \text{ s}} = 40\,000 \text{ watts}$$

S'il est impressionnant, ce résultat n'est pas celui qui nous intéresse, car il ne renseigne pas sur l'échauffement moyen d'une lampe éclair utilisée à intervalles réguliers. Supposons par exemple que le flash déjà cité en exemple soit utilisé pour prendre une photo toutes les dix secondes. L'énergie de chaque éclair, soit quarante joules, est répartie en moyenne sur cette durée, et la puissance dissipée devient :

$$P = \frac{40 \text{ joules}}{10 \text{ secondes}} = 4 \text{ watts}$$

Le tube que nous avons sélectionné pouvant dissiper jusqu'à 5 watts, nous restons, dans ces conditions, en dessous des limites de sécurité.

En revanche, le stroboscope fonctionne jusqu'à des fréquences de 20 Hz. Pour que la puissance moyenne ne dépasse pas 5 watts, il faut limiter l'énergie de chaque éclair à :

$$W = P \cdot t = 5 \cdot \frac{1}{20} = 0,25 \text{ joule}$$

Pour une tension d'alimentation de 400 volts, la valeur maximale de la capacité du condensateur réservoir est alors :

$$C = \frac{2W}{V^2} = \frac{2 \cdot 0,25}{16\,000} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ farads environ}$$

soit  $3\mu\text{F}$ .

## Schéma complet du stroboblash

Il est indiqué dans la figure 5. Les différentes sources de haute tension sont obtenues à partir d'un transformateur standard dont le primaire peut être raccordé à des réseaux de 110 à 245 volts, par un distributeur porte-fusible (pour simplifier le dessin, nous n'avons représenté que deux tensions d'alimentation, soit 110 volts ou 220 volts, sur la figure 5.)

Le secondaire comporte deux enroulements de chauffage sous 6,3 volts, qui sont sans utilité dans le fonctionnement de l'appareil. On pourrait éventuellement les utiliser à l'alimentation d'une lampe pilote de

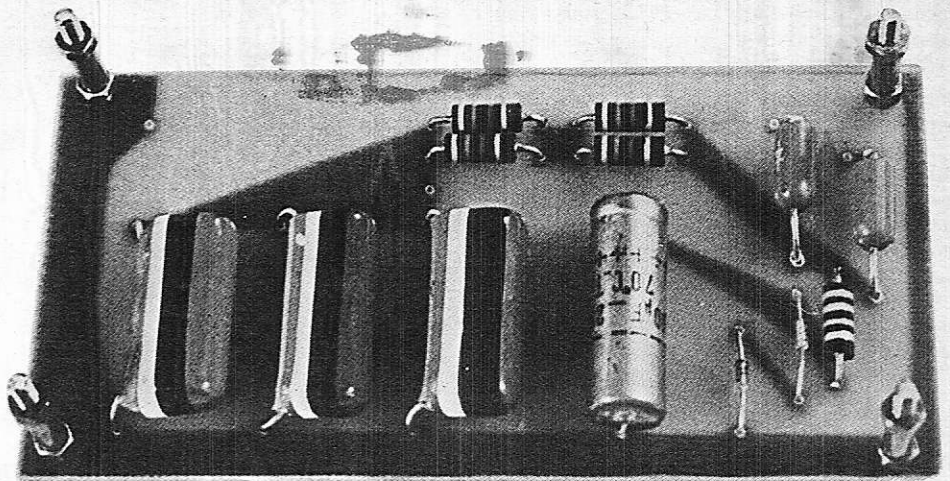


Figure 8

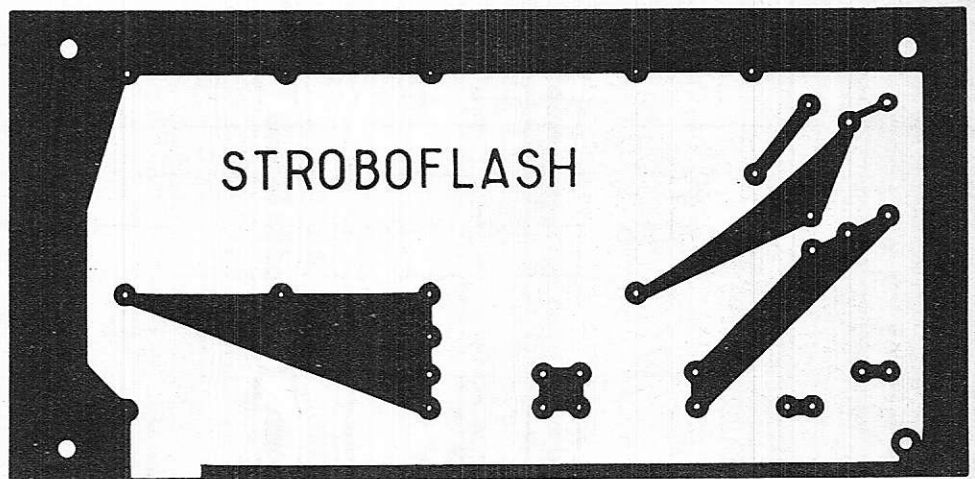


Figure 9

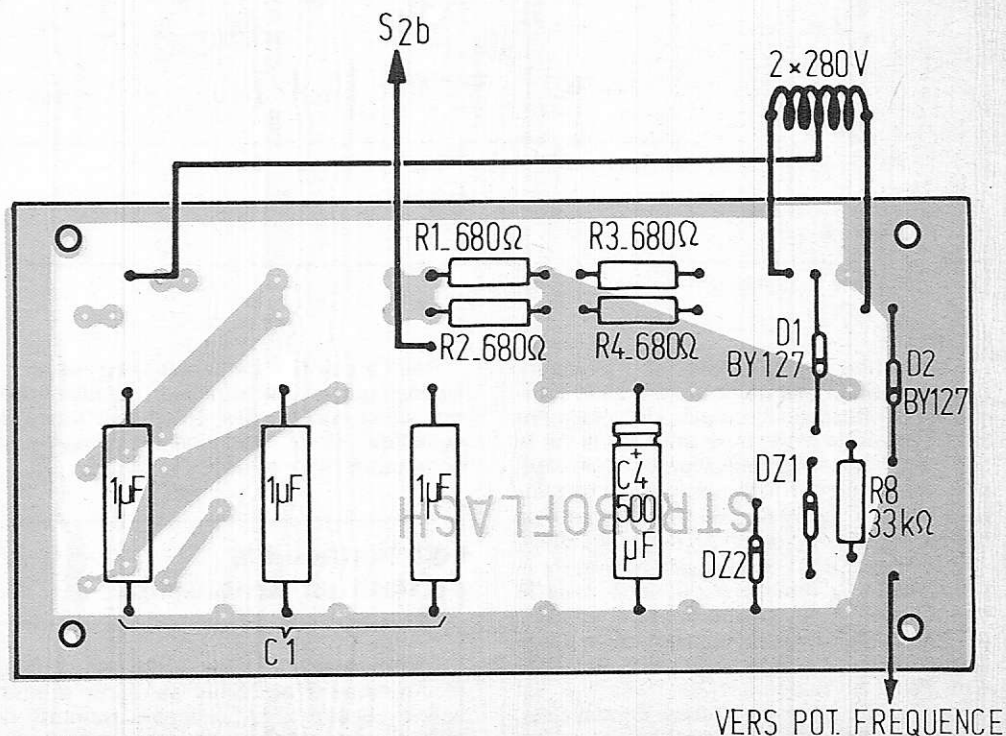


Figure 10



12 à 15 watts, prévue pour une tension de 12 volts, selon le montage de la figure 6. Une telle lampe se trouve aisément dans le matériel d'électricité automobile.

La haute tension continue alimentant le tube éclair est obtenue à partir d'un enroulement de deux fois 280 volts à point milieu. Elle est redressée à double alternance à l'aide des diodes  $D_1$ , et  $D_2$  montées en va-et-vient, et qui doivent supporter un courant de pointe d'au moins 1 A (la maquette est équipée de BY 127).

Le condensateur réservoir est fractionné en deux. L'un,  $C_1$ , a une capacité de  $3\mu F$  et est prévu pour l'utilisation en stroboscope. En fait, il se compose lui-même de trois condensateurs de  $1\mu F$ , tension de service

400 volts. L'autre,  $C_2$ , est un condensateur de  $400\mu F$  (modèle électrochimique) pour l'utilisation en flash. Tous deux sont chargés à partir de la haute tension, à travers une résistance de  $680\Omega$ , 2 watts, réalisée pratiquement par le groupement en parallèle des quatre résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_4$  de  $680\Omega$ , 0,5 watt. La tension de fin de charge des condensateurs est sensiblement égale à la tension de crête disponible au secondaire du transformateur, soit environ 400 volts.

Quand on passe de la position « stroboscope » (notée St. sur la figure 5) à la position « flash » (notée Fl.), le condensateur  $C_2$  est mis en service par l'intermédiaire de l'inverseur  $S_1$ .

Le tube éclair est un modèle en U, dont l'électrode d'amorçage est constituée par un fil conducteur enroulé en « huit » sur les extrémités du tube. Il est commandé par la bobine d'induction B, dont l'une des extrémités est reliée au condensateur d'amorçage  $C_3$  de  $100\mu F$ , chargé à partir de la haute tension par l'intermédiaire du diviseur constitué par les résistances  $R_5$  de  $100 k\Omega$  et  $R_6$  de  $180 k\Omega$ .  $C_3$  reçoit ainsi une tension de crête de l'ordre de 260 volts.

Pour le thyristor Th, n'importe quel modèle prévu pour une intensité d'au moins 1,5 A, et supportant 400 volts, convient.

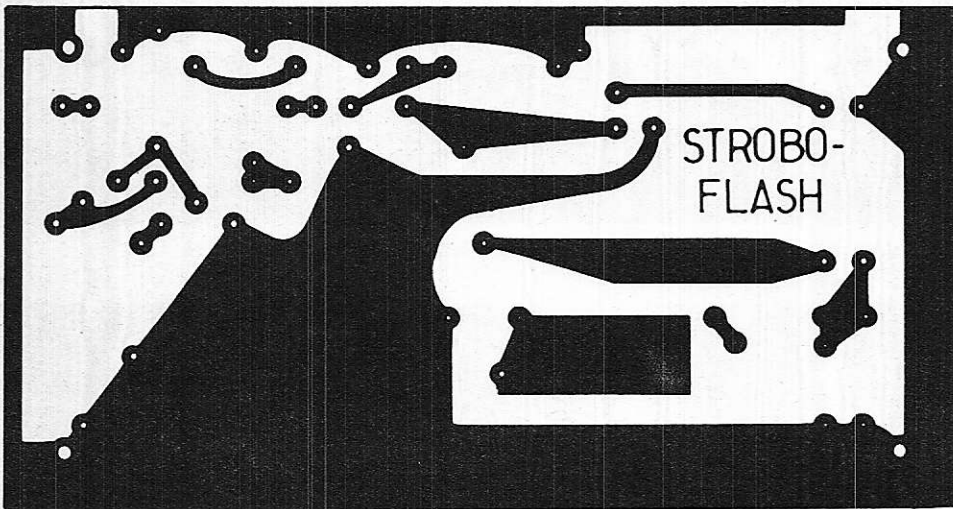


Figure 11

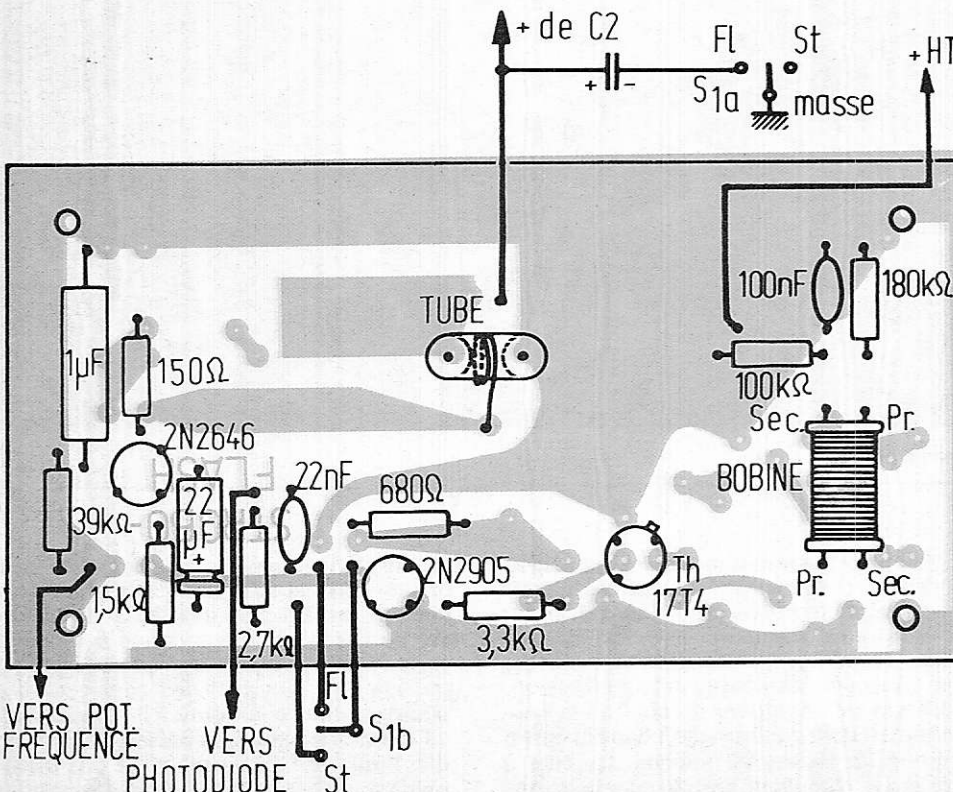
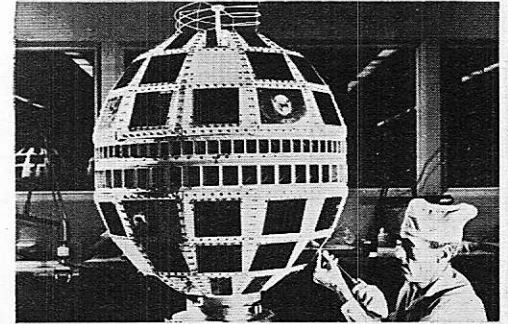


Figure 12



## 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 ■ Radiodiffusion - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images ■ Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales ■ Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie ■ Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar ■ Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Electricité - Photo Electricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatisation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturation ■ Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) ■ Physique électronique et 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

<b>COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION</b> <b>ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR</b> Formation - Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	<b>PROGRAMMES</b> <b>TECHNICIEN</b> Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.
	<b>TECHNICIEN SUPÉRIEUR</b> Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. Préparation théorique au B.P. et au B.T.S.
<b>INGENIEUR</b> Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.	<b>COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.</b>

**infra**  
**INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE**  
 24, RUE JEAN-MERMOZ - PARIS 8<sup>e</sup> - Tel. : 225.74.65  
 Métro : Saint Philippe du Roule et F. D. Rozeval - 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 : \_\_\_\_\_

R.P. 157

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

Nous avons choisi un 17T4 de la Sescosom, présenté en boîtier T05. L'impulsion de commande appliquée à la gâchette, est prélevée sur le collecteur du transistor PNP  $T_1$ , chargé par une résistance  $R_7$  de  $680\ \Omega$ . On prendra pour  $T_1$ , un 2N2905.

$T_1$  fonctionne, comme d'ailleurs l'ensemble du générateur d'impulsions, sous une tension continue de 20 volts obtenue à partir de la haute tension grâce à la résistance  $R_8$  de  $33\ k\ \Omega$  et aux diodes zéner  $DZ_1$  et  $DZ_2$  de 12 volts et 8 volts respectivement. Il s'agit de diodes miniatures, prévues pour une dissipation maximale de 400 mw. Le condensateur électrochimique  $C_4$  de  $500\ \mu F$ , tension de service 25 volts, assure le filtrage de la basse tension.

Le transistor  $T_1$  est normalement bloqué par sa résistance de base  $R_{10}$  de  $3,3\ k\ \Omega$ , ramenée au plus de l'alimentation basse tension. Lors du fonctionnement en flash, l'inverseur  $S_{1b}$  couplé à  $S_{1a}$ , relie la base de  $T_1$  au point commun à la photodiode Ph. D. de type 35F2, et à la résistance  $R_9$  de  $2,7\ k\ \Omega$ . Chaque éclair du flash principal déclenche ainsi une impulsion, selon le mécanisme précédemment expliqué, à travers le condensateur de liaison  $C_5$  de 22 nF.

Pour le fonctionnement en stroboscope, les impulsions sont élaborées par un générateur de relaxation construit autour du transistor unijonction  $T_2$  de type 2N2646. La fréquence est fixée par le condensateur  $C_6$  de  $1\ \mu F$ , ainsi que par la résistance  $R_{11}$  de  $39\ k\ \Omega$  et le potentiomètre P de  $470\ k\ \Omega$ . Les deux bases de  $T_2$  sont chargées respectivement par les résistances  $R_{12}$  de  $1,5\ k\ \Omega$  et  $R_{13}$  de  $150\ \Omega$ .

A chaque période de l'oscillateur, une impulsion de tension négative apparaît sur  $R_{12}$ . Elle est transmise à la base de  $T_1$  par l'intermédiaire du condensateur  $C_7$  de  $2,2\ \mu F$ , prévu pour une tension de service de 25 volts, quand le commutateur  $S_{1b}$  est dans la position « stroboscope ».

Enfin, l'interrupteur de mise en route  $S_{2a}$  est couplé à un autre interrupteur  $S_{2b}$ , qui met les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  à la masse par l'intermédiaire de la résistance  $R_{14}$  de  $10\ k\ \Omega$  quand l'appareil est en position « arrêt ». Cette précaution constitue une mesure de sécurité, les condensateurs se trouvant ainsi déchargés dès l'arrêt de l'appareil.

## Réalisation pratique du stroboflash

L'appareil prend place dans un coffret en plastique TEKO.

La photographie de la **figure 7** montre son aspect après montage. On distingue sur la partie supérieure, à droite, la prise de jack qui permet le branchement de la photo diode.

La face avant, découpée en regard du tube à éclairs, porte la commande de fréquence, ainsi que l'interrupteur de mise en route et l'inverseur permettant de passer de la position « flash » à la position « stroboscope ».

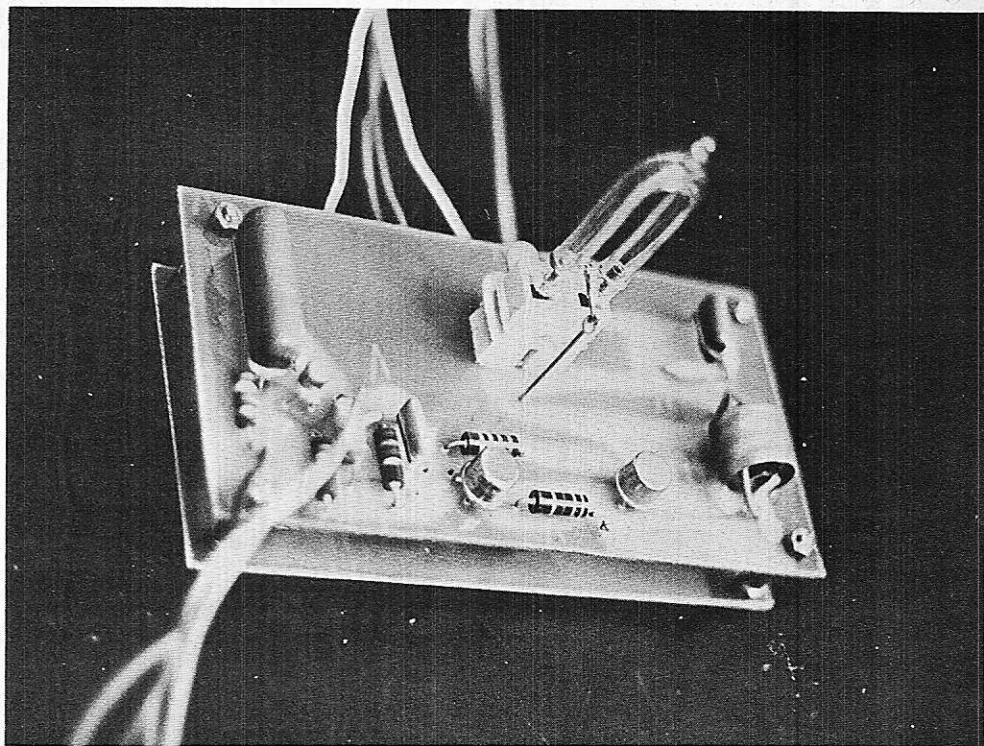


Figure 13

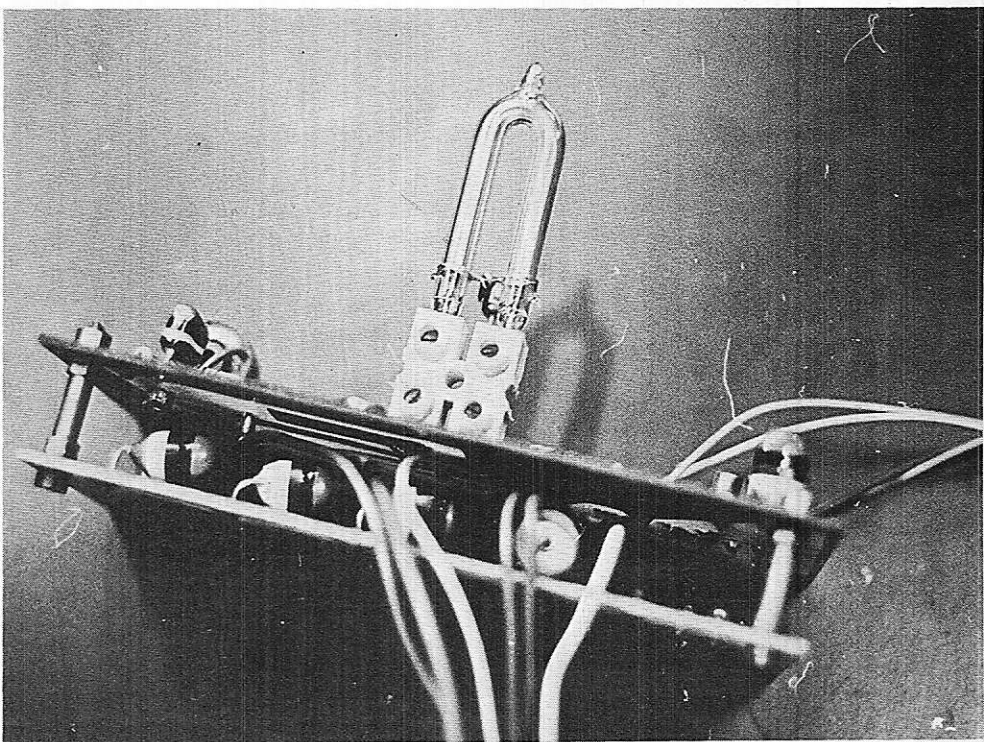


Figure 14

L'électronique proprement dite est câblée sur deux circuits imprimés. Le premier, dont on voit la photographie à la **figure 8**, porte les trois condensateurs formant  $C_1$ , les diodes  $D_1$ , et  $D_2$ , les résistances  $R_1$ , à  $R_4$ , ainsi que toute l'alimentation basse tension. Le dessin du circuit, vu du côté de la face cuivrée est donné à l'échelle 1 dans la **figure 9**. Enfin, la **figure 10** indique, toujours à l'échelle 1, l'implantation des composants.

Un deuxième circuit imprimé, maintenu

au-dessus du premier par quatre entretoises, porte le tube éclair et les circuits de déclenchement. Son dessin, vu du côté cuivré de la plaquette, est donné à l'échelle 1 dans la **figure 11**, tandis que la **figure 12** précise l'implantation des composants. La photographie de la **figure 13** est une vue de ce même circuit après câblage. On remarquera que le tube éclair n'est pas directement soudé sur le circuit, mais fixé par l'intermédiaire d'un connecteur en caoutchouc ou en plastique, du type utilisé en électricité.

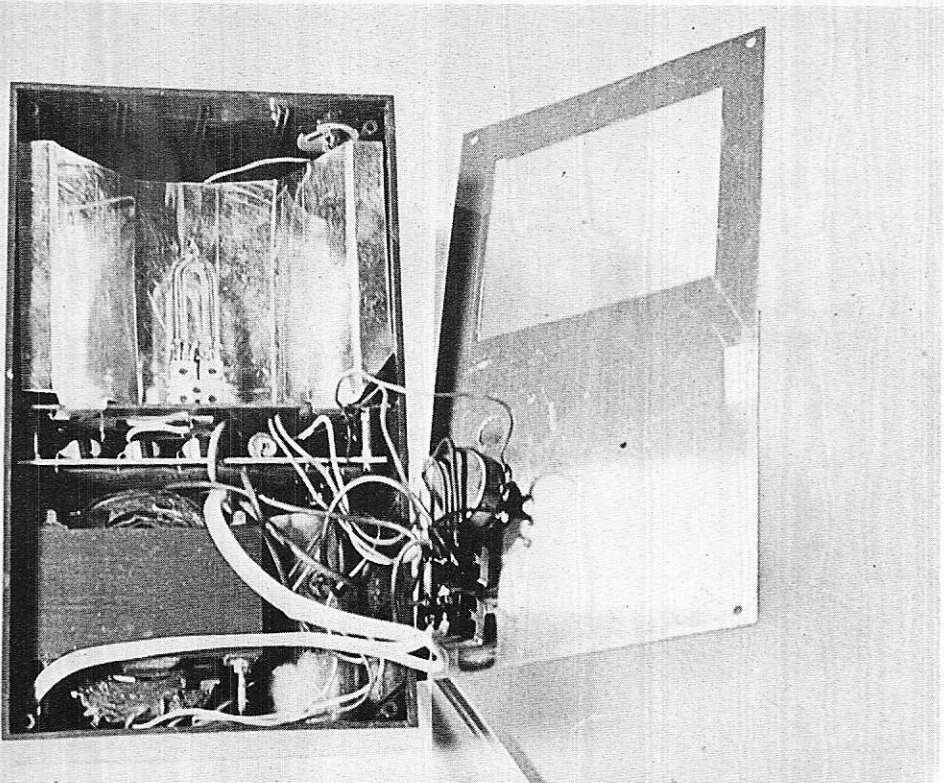


Figure 15

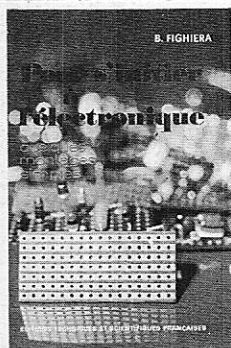
La photographie de la **figure 14** permet d'ailleurs de distinguer les détails du mode de fixation. Les deux cosses du tube sont maintenues dans les logements supérieurs du support, tandis que les logements inférieurs s'emboîtent sur deux fils rigides soudés sur le circuit imprimé.

La photographie de la **figure 15** représente l'intérieur du coffret. Le circuit imprimé supérieur y prend place par glissement dans les rainures prévues à cet effet. Un réflecteur en aluminium ou en fer galvanisé mince (une boîte de conserve fait très bien l'affaire), est maintenu derrière le tube par collage sur le circuit.

En dessous des circuits imprimés, on distingue d'une part le transformateur d'alimentation, dont le répartiteur de tensions apparaît sur la face arrière à travers une fenêtre découpée dans le boîtier. Le condensateur principal  $C_2$  est placé à droite du transformateur. Il est solidement maintenu par des blocs de mousse plastique, enrobés de colle.

Enfin, on distingue sur la face avant le potentiomètre d'ajustage de la fréquence du stroboscope, et les deux commutateurs.

## du 1<sup>er</sup> au 6 avril... salon des composants électroniques. Venez nombreux au stand de Radio Plans...



### Électronique **POUR S'INITIER A L'ÉLECTRONIQUE : QUELQUES MONTAGES SIMPLES**

par **B. FIGHIERA**

L'auteur a décrit dans cet ouvrage toute une série de montages simples. Ces montages présentent cependant la particularité d'être équipés de composants très courants, montés sur des plaquettes spéciales à bandes conductrices toutes perforées appelées plaquettes « M. BOARD ».

Grâce à ces supports de montage, les réalisations peuvent s'effectuer comme de véritables jeux de construction ; telle est l'intention de l'auteur car, dans cet ouvrage, il s'agit d'applications et non d'étude rébarbative.

A l'appui de nombreuses photographies, de schémas de principe, de croquis de montage sont détaillés le fonctionnement et le procédé de réalisation de chaque montage point par point en se mettant à la portée de tous.

L'auteur a même voulu aller plus loin encore et faciliter la tâche des amateurs en leur offrant avec l'ouvrage un échantillon type de ce support de base afin qu'il adisse sur eux un peu comme un « catalyseur » et qu'il les incite à entreprendre la réalisation de tous ces montages sans plus attendre.

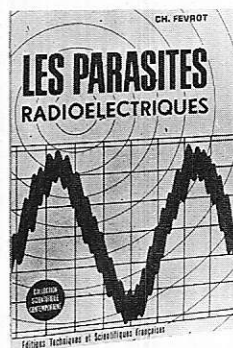
Extrait du sommaire : Jeux de réflexes, dispositif de lumière psychédélique pour autoradio, gadget automobile, orgue monodique, récepteur d'électricité statique, flash à cellule « LRD », indicateur de niveau BF, métronome audiovisuel, oreille électronique, détecteur de pluie, dispositif attire-poissons...

Un ouvrage broché, couverture 4 couleurs, pelliculée, 112 pages, 14,50 F.

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS  
Tél. : 878-09-94/95 - C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement. - Ajouter 15 %  
pour frais d'envoi à la commande.)



Collection Scientifique  
Contemporaine

## **LES PARASITES RADIOÉLECTRIQUES**

par **Ch. FEVROT**

L'auteur, spécialiste de l'antiparasitage depuis de nombreuses années, a résumé sommairement ce qu'il faut savoir sur l'origine, la propagation, les effets néfastes des parasites radio-électriques.

#### PRINCIPAUX CHAPITRES :

Définition du mot « Parasite ». — La propagation des parasites. — La classification des parasites et les troubles qu'ils entraînent. — Définitions, normes et appareils de mesure. — Les filtres antiparasites. — Les blindages. — Comment diminuer l'effet néfaste des parasites.

Un volume broché, format 15 × 21, 96 pages, 96 schémas. Couverture couleur, pelliculée. Prix : 19 F.

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque - 75010 PARIS

Tél. : 878-09-94/95

C.C.P. 4949-29 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement. - Ajouter 15 %  
pour frais d'envoi à la commande.)

# amplificateurs "public address"

## Introduction

Tout est possible grâce à l'électronique pour obtenir une grande puissance sonore avec des montages contenant peu de composants et rapides à construire et à mettre au point.

Dans cet article on décrira avec tous les détails nécessaires deux amplificateurs, l'un de faible puissance et l'autre de moyenne puissance.

Beaucoup de techniciens, aussi bien amateurs que professionnels, possèdent encore un stock de transformateurs BF pour amplificateurs à transistors. Les montages décrits pourront les utiliser éventuellement. On sait que lorsqu'on recherche la très haute fidélité, il est nécessaire de choisir entre deux solutions : éliminer les transformateurs, ce qui se fait actuellement le plus souvent, ou utiliser des transformateurs de très bonne qualité, donc chers et parfois encombrants surtout au point de vue relatif, car les appareils électroniques actuels sont beaucoup plus petits que ceux de jadis.

Dans le cas des montages « PUBLIC ADDRESS », la très haute fidélité n'est pas exigible, des distorsions jusqu'à 4 % et plus sont admissibles. Il est alors possible d'obtenir un bon rendement des composants et d'utiliser des transformateurs de qualité normale comme ceux que l'on possède ou que l'on peut trouver chez les commerçants spécialisés, à bon compte.

Il est même facile de modifier des transformateurs destinés à d'autres montages, comme ceux pour lampes.

Dans les montages à transformateurs on peut adopter des tensions d'alimentation plus basses, en particulier celles disponibles à bord des automobiles, c'est-à-dire 12 à 14 V, ce qui résoudra le problème de l'alimentation dans la plupart des emplois des PUBLIC ADDRESS.

## Amplificateur 2 W

Son schéma est donné à la figure 1 et il est très facile à analyser. Le signal est appliqué à l'entrée. Il provient de la source de signaux BF à amplifier, directement ou par l'intermédiaire d'un préamplificateur éventuellement.

Grâce à C<sub>1</sub> il y a isolation en continu entre la source de signaux et l'amplificateur, en particulier la base de Q<sub>1</sub>, un transistor bipolaire NPN type 2N 3053.

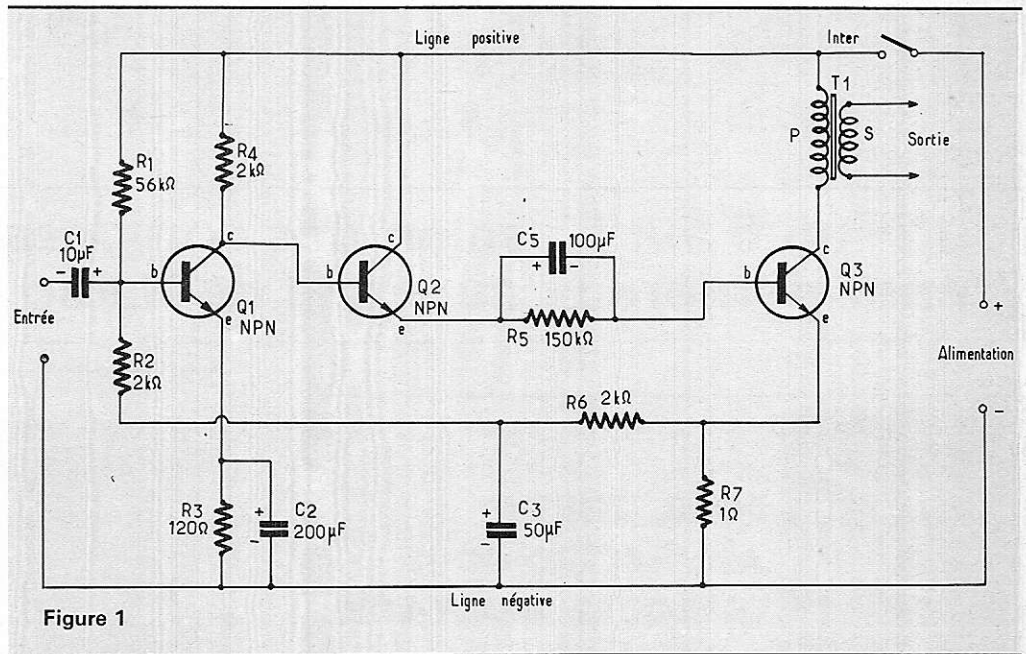


Figure 1

L'émetteur est polarisé par R<sub>3</sub>, shuntée par C<sub>2</sub>. Remarquons que la base est polarisée par un diviseur de tension dont la branche positive est R<sub>1</sub> et la branche négative est R<sub>2</sub> + R<sub>6</sub> reliée à l'émetteur de Q<sub>3</sub>.

Le point commun de R<sub>2</sub> et R<sub>6</sub> est découplé par C<sub>3</sub> vers la ligne de masse.

Grâce au montage en émetteur commun, Q<sub>1</sub> amplifie en tension et la tension aux bornes de R<sub>4</sub> est plus élevée que celle appliquée à la base. Elle est transmise à Q<sub>2</sub> du même type que Q<sub>1</sub>.

Ce transistor est en liaison directe, à l'entrée sur la base, avec le collecteur de Q<sub>1</sub>. Son collecteur est relié directement à la ligne positive tandis que le signal obtenu sur l'émetteur est transmis à la base de Q<sub>3</sub>, vers NPN du type 40250, par R<sub>5</sub> et C<sub>4</sub>.

Cette liaison est flottante, n'étant reliée ni à la ligne positive ni à la ligne négative.

L'émetteur de Q<sub>3</sub>, est polarisé par R<sub>7</sub> et soumis à la contre réaction de courant car il n'y a pas de découplage. Remarquons que la polarisation de la base de Q<sub>1</sub> dépend de la tension de l'émetteur de Q<sub>3</sub>, mais il n'y a pas d'effet rétroactif car C<sub>3</sub> découple le circuit.

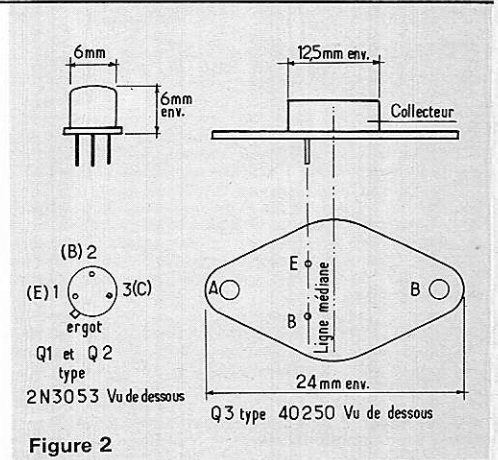


Figure 2

La sortie de cet amplificateur se fait sur le collecteur de Q<sub>3</sub>, à l'aide d'un transformateur adaptateur T<sub>1</sub> dont les caractéristiques sont les suivantes :

- puissance de sortie : 2 W ou plus ;
- primaire : 24Ω ;
- secondaire : comme celle du haut-parleur, par exemple 2, 2,5, 4, 5, 8, 15Ω.

**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.