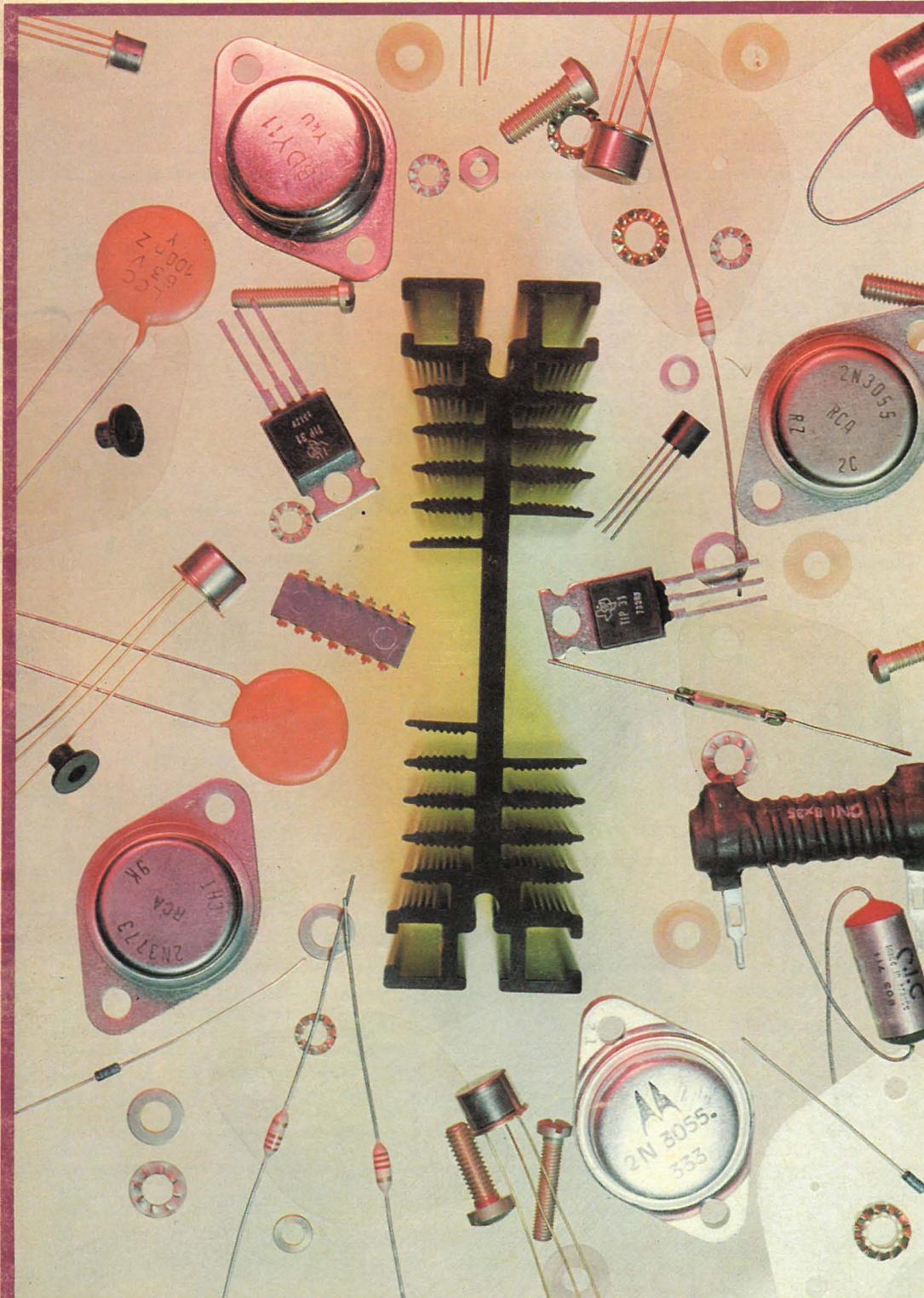


# RADIO PLANS

Revue mensuelle d'électronique appliquée. avril 1974 n° 317

3f



un "loch" totalisateur

un posemètre  
pour flash électronique

un indicateur d'arrosage

les modules Radio Plans

une alimentation  
2 à 35 volts - 2,5 ampères

## sommaire

<b>AIDÈ-MÉMOIRE</b>	<b>85</b>	Les bobinages électroniques - 4 <sup>e</sup> partie : bobinages pour liaisons.
<b>DOSSIER TECHNIQUE</b>	<b>57</b>	Qu'est-ce qu'un oscillateur contrôlé par tension.
<b>ÉMISSION-RÉCEPTION</b>	<b>37</b>	Montage VOX ANTI-VOX.
<b>INITIATION</b>	<b>53</b>	La photographie et la réalisation des circuits imprimés.
<b>MESURES</b>	<b>77</b>	Structure et fonctionnement d'un oscilloscope - 3 <sup>e</sup> partie : les bases de temps.
<b>MODULES RADIO-PLANS</b>	<b>40</b>	Pupître de mixage - 7 <sup>e</sup> partie : préamplificateur d'attaque.
	<b>42</b>	Module spécial : amplificateur à filtre électronique 3 voies - 4 <sup>e</sup> partie : préampli-correcteur.
<b>MONTAGES PRATIQUES</b>	<b>26</b>	Pour la navigation de plaisance : un "loch" totalisateur.
	<b>30</b>	Alimentation 2 à 35 volts - 2,5 ampères.
	<b>34</b>	Indicateur d'arrosage pour plantes d'appartement.
	<b>46</b>	Enceintes acoustiques simples et économiques.
	<b>73</b>	Posemètre pour flash électronique.
<b>MUSIQUE</b>	<b>89</b>	Analyse du schéma d'un rythmeur.
<b>RADIO-COMMANDE</b>	<b>65</b>	Théorie : les étages HF des récepteurs.
	<b>69</b>	Pratique : modulateur à 5 canaux.
<b>RENSEIGNEMENTS TECHNIQUES</b>	<b>49</b>	Caractéristiques et équivalences des transistors.
<b>DIVERS</b>	<b>95</b>	Détendez-vous.
	<b>96</b>	Nouveautés - Informations.
	<b>98</b>	Courrier des lecteurs.
	<b>102</b>	Répertoire des annonceurs.

**Notre cliché de couverture :** Assemblage de composants pouvant être utilisés dans la réalisation d'alimentations stabilisées. (Cliché Max FISCHER)

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

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :  
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.  
Tél. : 202.58.30.

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

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  
Étranger : 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

## électronique pour voiliers...

### description et réalisation d'un "loch" totalisateur



Le montage qui est décrit ci-dessous est destiné à compléter un compteur de vitesse instantanée ou speedomètre, comme celui par exemple qui a été décrit dans le N° 309 de janvier 1973, toutefois il sera tenu compte de toutes les possibilités afin de pouvoir l'utiliser avec des appareils du commerce (Uniquement appareils électroniques avec capteur électro-magnétique).

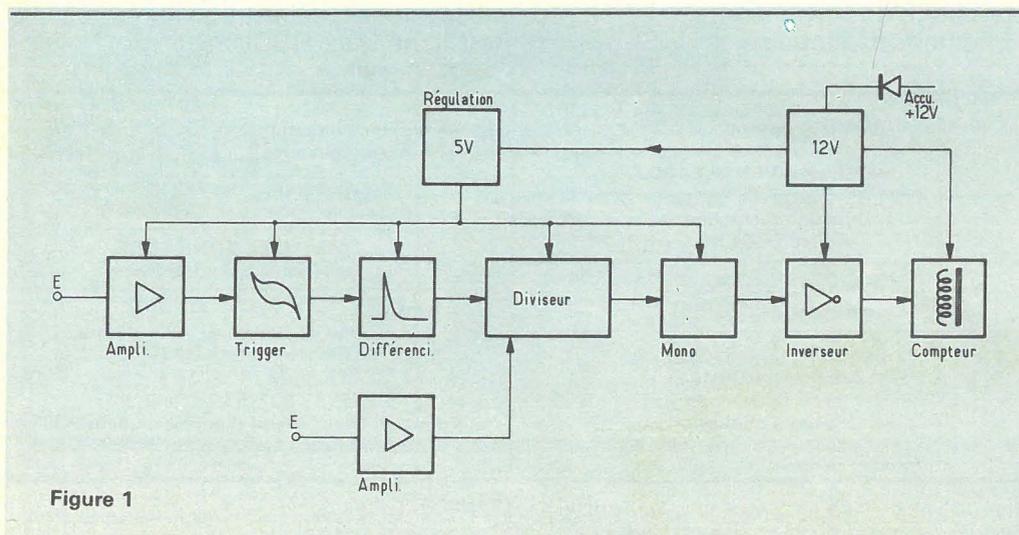


Figure 1

### GENERALITES

Un loch est l'appareil qui à bord d'un bateau donne les distances parcourues en nœuds, c'est-à-dire des miles nautiques par heure, distances qui peuvent se reporter directement sur les cartes marines et permettre une navigation à l'estime plus exacte. D'autre part, il est toujours utile de savoir combien de miles ont été parcourus dans la journée et par extension sur toute la saison.

Le principe d'un loch totalisateur consiste à diviser d'une façon continue la vitesse instantanée par 3600 s pour obtenir à chaque heure la moyenne de toutes les vitesses enregistrées. Plutôt que de diviser par multivibrateur, toujours délicat de réglage, il sera fait usage de circuits logiques T.T.L. L'appareil est destiné à être alimenté au départ d'un accumulateur de 12 V, il est fortement déconseillé d'utiliser des piles sèches qui résistent très peu en atmosphère humide surtout si elle est marine.

## CHOIX DU SCHEMA A ADOPTER

Tout d'abord il faut déterminer le nombre d'impulsions du capteur existant, soit 5 ou 7 impulsions par seconde. Pour cela il suffit de brancher à l'entrée du speedo. une bobine de relais (genre TV. ou capteur téléphonique) ; la bobine sera posée sur un transfo. en fonctionnement.

Pour 10 miles lus au speedo. Il s'agit de 5 Hz.  
 Pour 7,1 miles lus au speedo. il s'agit de 7 Hz.

Pour le branchement de l'appareil deux possibilités peuvent se présenter :

1) Il existe une sortie LOCH sur le speedomètre, d'où sortent des signaux carrés à une fréquence proportionnelle à la vitesse, il faut déterminer la hauteur du signal, sur oscillographe pour voir s'il est compatible, sinon la meilleure solution consiste à mettre devant le diviseur un circuit d'adaptation T.T.L. (Fig. 3).

2) Il n'existe pas de sortie, il faut faire un branchement sur la sortie du capteur avec un Y coaxial et utiliser le schéma intégral avec l'ampli complet.

## COMPTEUR D'IMPULSIONS

La photographie de tête montre la disposition adoptée pour le montage du compteur d'impulsion utilisé, il s'agit du : CROUZET N° 87.661 en 12 V ou équivalent. (128, av. de la République PARIS XI — Tél. : 700-67-96 — 805-39-50).

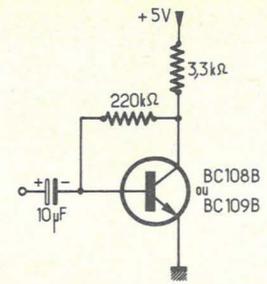


Figure 2

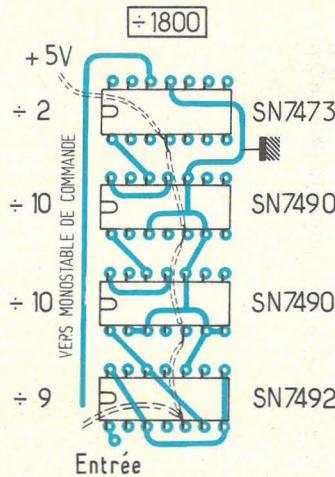


Figure 3

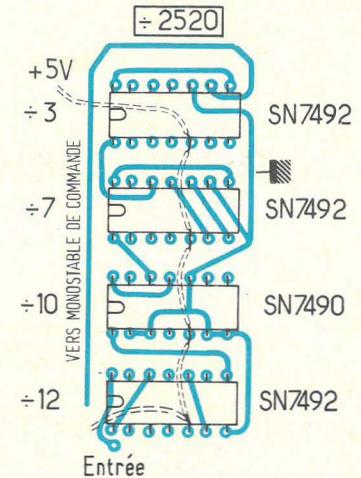


Figure 4

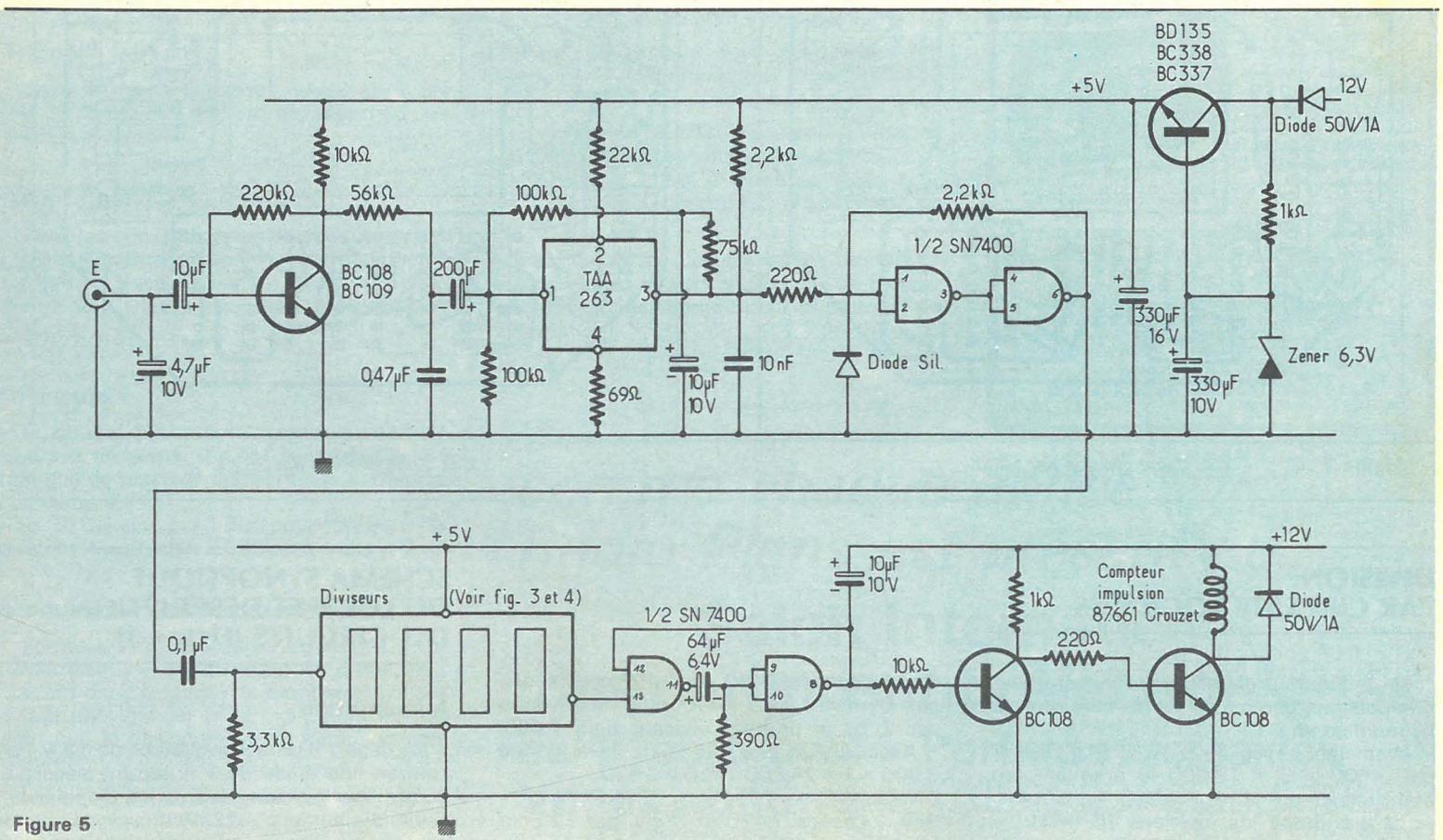


Figure 5

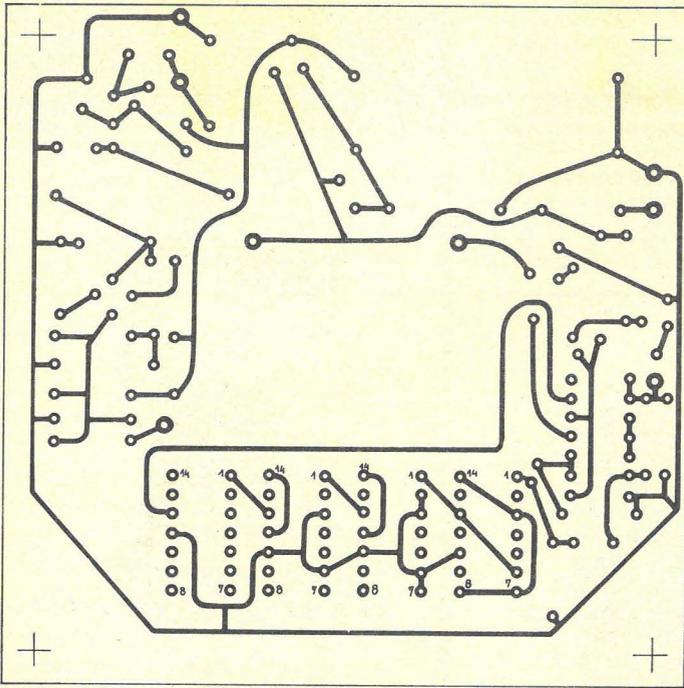
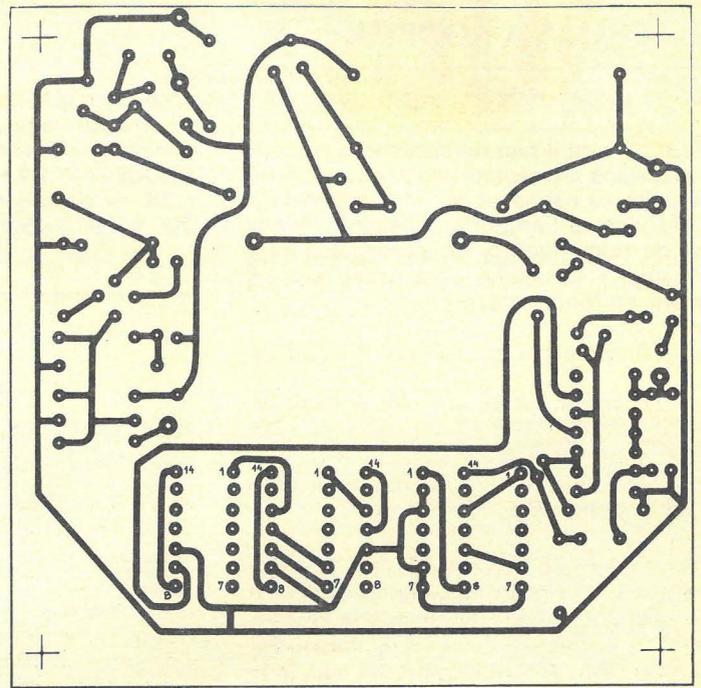


Figure 6 Cas d'une division par 1800



Cas d'une division par 2520.

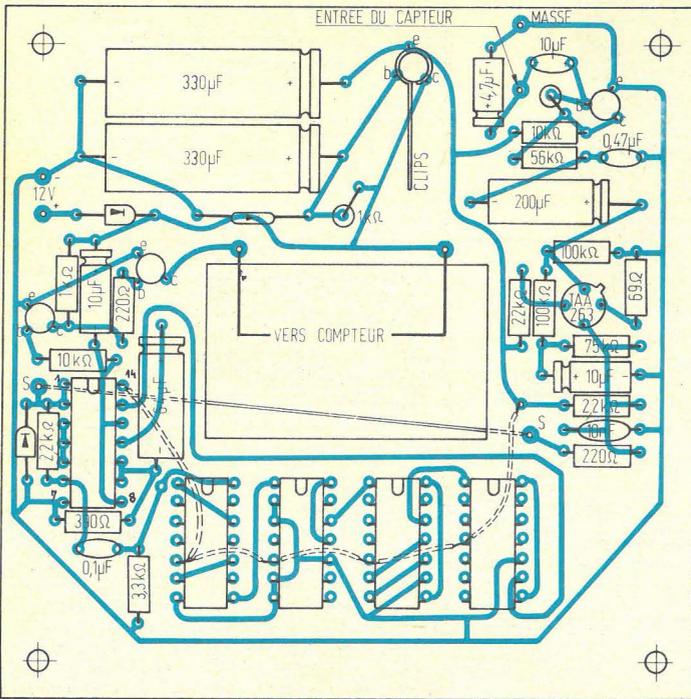
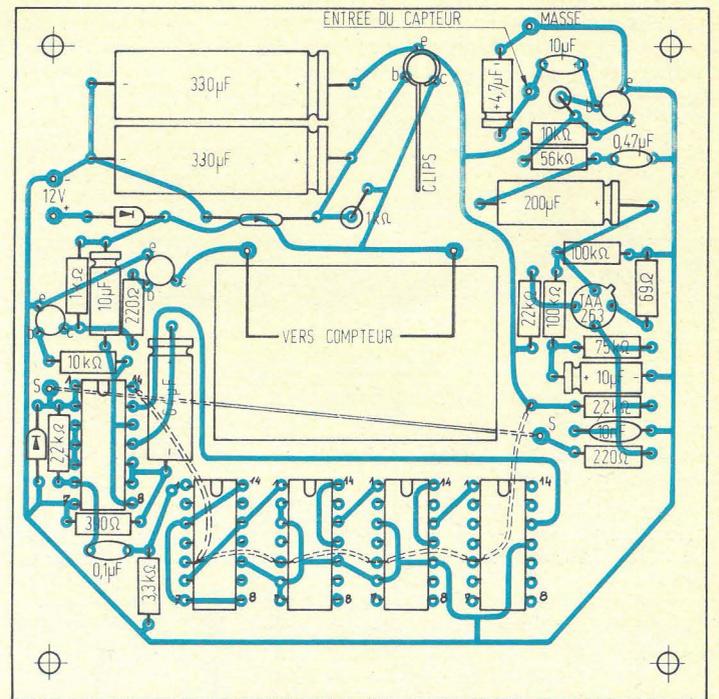


Figure 7 Cas d'une division par 1800.



Cas d'une division par 2520.

## DIVISION PAR CIRCUITS LOGIQUES

On utilise le premier chiffre du compteur d'impulsions comme 1/10 de mile, ce qui économise un C.I.

Avec une hélice de 5 Hz il faut diviser par  $3600 \times 5 = 18000$  le premier zéro étant mécanique il reste 1800. Nous prendrons les divisions 10 — 10 — 9 et 2.

Soit 2 décades 7490, un 7492 pour la div. par 9 et un 1/2 7473 pour la division par 2 ou le premier diviseur d'un 7490.

Avec une hélice de 7 Hz cela donne  $3600 \times 7 = 25200$  1/10 = 2520.

Diviseurs 12 — 10 — 7 et 3. Soit 1 décade 7490 et 3 div. par 12 pour les divisions 10-7 et 3.

## SCHEMA SYNOPTIQUE DU LOCH ET DESCRIPTION DES CIRCUITS (Figure 1)

### Alimentation

Au départ d'un accumulateur de 12 V ; à l'entrée une diode de 1 A comme sécurité contre une inversion éventuelle de polarité. Sont alimentés en 12 V l'inverseur et le compteur.

Un montage de régulation simple transforme le 12 V en 5 V pour les circuits ampli et T.T.L., le transistor ballast BC 338 ou 337 sera entouré d'un clips de refroidissement, il permet de passer 1 A, sinon utiliser un BD 135 (attention à la position des pattes de sortie) qui pourra être utilisé sans refroidisseur.

### Ampli d'entrée

Après essais avec un TAA 263 (Un TAA 293 devrait convenir aussi) il s'est avéré nécessaire de le précéder d'un adaptateur, car le capteur magnétique aux vitesses lentes ne donne que très peu de tension 1 mV env. Naturellement il faut relier le capteur à l'amplificateur par fil blindé ; le condensateur d'entrée de 10  $\mu$ F sera au tantale, celui de 4,7  $\mu$ F entre masse et entrée (Attention : si le speedomètre avait des ratés, abaisser cette valeur jusqu'à obtention d'une marche régulière) et celui de 0,47 entre masse et sortie sont destinés à enlever une partie des parasites et à éviter les oscillations intempestives.

A cause des différences dans les caractéristiques des TAA 263, la liaison se fait en entrée du C.I. par une 56 K ; peut être diminuée s'il y a manque de sensibilité, mais alors attention aux oscillations. Il est signalé à ceux qui auraient tendance à fabriquer le capteur eux-mêmes, que l'utilisation de cet adaptateur à l'entrée permet l'emploi d'un capteur téléphonique (Ferrite 5 ou 6 mm de  $\phi$  environ 2 000 t de fil. 0,3). Mettre une résistance en série de 6 ou 8 K cela en lieu et place d'une bobine de 10 à 14 K de résistance, difficile et chère à trouver et dont les fils ultra-minces sont très délicats à manipuler.

### Trigger

Sera formé de 2 portes NAND (1/2 SN 7400) une diode à l'entrée supprime les lancées négatives.

### Adaptateur T.T.L. (Figure 2)

Pour les appareils prévus avec une sortie LOCH. Il suffira de monter cet adaptateur en lieu et place de l'ampli devant les diviseurs. Cela devrait solutionner la plupart des cas.

### Diviseurs

En dehors des branchements pour obtenir diverses divisions, il n'est pas possible par manque de place de donner toute la théorie des compteurs.

(Fig. 3) Division par 1 800 pour capteur 5 Hz  
(Fig. 4) Division par 2 520 pour capteur 7 Hz

### Monostable de commande

Formé de l'autre moitié du SN7400. A remarquer un condensateur de 64  $\mu$ F, peu courant dans ce genre de monostable, mais il faut une impulsion suffisamment longue pour que le basculement du compteur soit assuré.

Le 10  $\mu$ F entre monostable et le + 12 V évite le basculement du compteur à chaque mise sous tension.

### Inverseur

Evite que le compteur ne reste sous tension en dehors des impulsions de basculement.

Le compteur lui-même est commandé par un BC 108.

Le schéma de principe complet de l'appareil est donné à la figure 5:

## CONSTRUCTION PRATIQUE

La photographie donne une idée possible de montage ; le compteur est fixé sur une couronne tournée en plastique ; il traverse un panneau ainsi que le circuit imprimé ; 4 écrous tiennent le tout.

L'encombrement du boîtier du compteur CROUZET est de : Profondeur 60,5 + 13 mm de pattes à souder, largeur 37 mm, hauteur 24 mm. Toutefois lorsqu'il n'est pas possible d'usiner au tour, une forme rectangulaire peut aussi très bien convenir.

Le circuit imprimé est divisé en 4 zones (Alimentation, Ampli, Diviseurs, Nand.) qu'il est possible de déplacer suivant les besoins d'encombrement ; dans le cas présenté il entoure le boîtier du compteur.

Pour éviter l'emploi d'un circuit double face, il est fait usage de certains raccords en fils du côté cuivre, liaisons indiquées en pointillés sur le schéma du circuit (Figure 7).

Nous donnons à la Figure 6 le circuit imprimé vu côté cuivre sans faire mention des strappes dont nous venons de parler, ceux-la risquant de gêner la fabrication du circuit par procédé photographique.

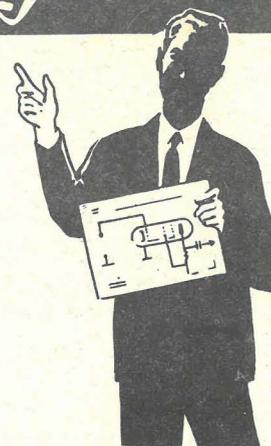
Pour l'utilisation avec speedomètre à sortie Loch, il faut remplacer la partie amplificateur par le circuit adaptateur (Figure 2).

L'indication 1,852 inscrite en-dessous du compteur sur la photo est simplement un rappel de la valeur à multiplier pour avoir la distance en kilomètres... déformation de terrain !

Pour terminer, ne pas oublier de donner trois couches de vernis plastique de chaque côté du circuit imprimé pour le protéger de l'oxydation.

E. BRIL

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

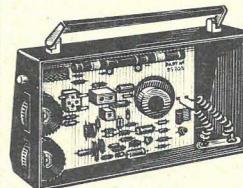
qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- 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 EMERVEILLERA

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLÉMENT

Documentation seule gratuite sur demande.

Documentation + 1<sup>ère</sup> leçon gratuite :

- contre 2 timbres à 0,50 F pour la France.
- contre 2 coupons-réponse pour l'Etranger.

### INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

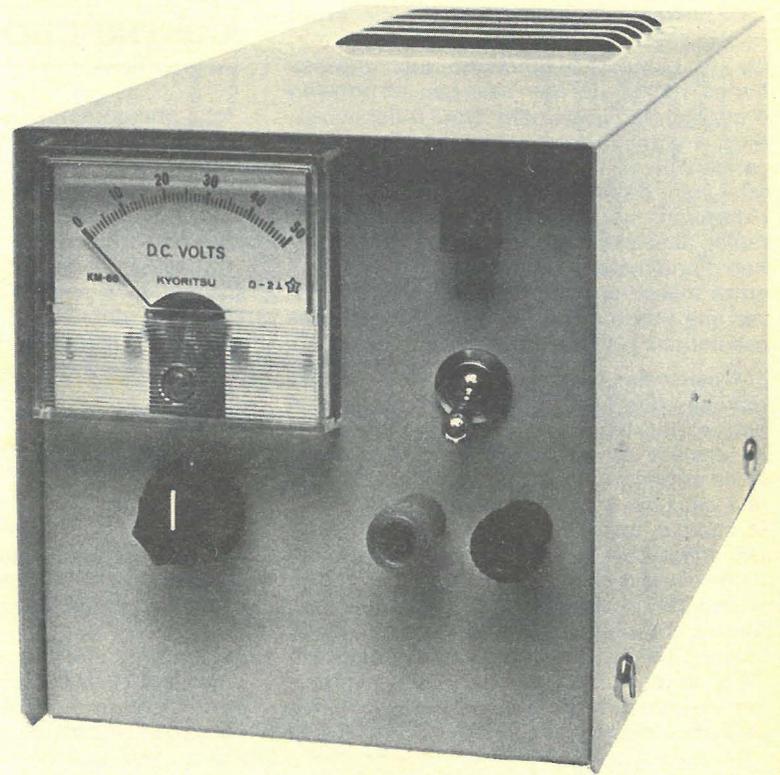
Etablissement privé  
Enseignement à distance tous niveaux  
(Membre du SNEC)

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

comme chaque année,  
Radio Plans est présent au  
Salon International  
des composants électroniques  
du 1<sup>er</sup> au 6 avril - Porte de Versailles  
Venez nombreux (Allée 3 - stand 118)

# MONTAGES PRATIQUES

## Alimentation 2 à 35 volts 2,5 ampères protégée en courant



On utilise de plus en plus pour la réalisation d'alimentations stabilisées des circuits intégrés spécialement étudiés pour la fonction « régulateur de tension ».

C'est le cas de cette alimentation qui utilise un circuit  $\mu A 723$ . L'ensemble que nous allons décrire fait partie de la gamme de kits proposés par la firme allemande RIM. On peut obtenir une tension de sortie variable entre 2 et 35 volts avec une consommation maximale de 2,5 ampères. C'est à cette dernière valeur que l'alimentation limite elle-même son courant de sortie, la protégeant ainsi contre les surcharges et les courts-circuits.

### CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

- Tension de sortie réglable de 2 à 35 volts.
- Courant de sortie maximum : 2,5 ampères.
- Limitation de courant à 2,5 ampères.
- Ondulation résiduelle : maximum 2,5 mV (pour 30 V/2,5 A en sortie).
- Impédance dynamique de sortie :  $0,5 \Omega$ .
- Dimensions :  $130 \times 150 \times 270$  mm (L  $\times$  H  $\times$  P).

### ANALYSE DU SCHEMA

Le schéma de principe est donné à la figure 1. La sélection de tension du réseau (120 ou 220 volts) se fait par un bouchon répartiteur. Un interrupteur à deux circuits (S1) permet de couper ou d'établir le contact sur le primaire du transformateur.

Un voyant néon (avec sa résistance de protection de  $47 K\Omega$ ) indique en s'éclairant que l'alimentation est sous tension et est alimenté par la borne 120 volts du transformateur.

Cet élément fournit au secondaire une tension de 35 volts efficaces (minimum) qui

est redressée par un pont moulé (B40 — C5000/3000).

Aux bornes des deux capacités de filtrage C1 et C2 (1000  $\mu F$ ), nous obtenons la tension  $V_e$  non régulée qui peut atteindre à vide une valeur proche de 50 Volts.

Le circuit intégré  $\mu A 723$  réunit toutes les fonctions nécessaires à un fonctionnement en régulateur de tension. On peut voir son schéma interne à la figure 2. Nous voyons que cet élément fournit lui-même sa tension de référence que l'on peut récupérer sur la borne 6.

L'étage de tête du  $\mu A 723$  est un étage différentiel qui comporte donc deux entrées : entrée dite « inverseuse » (4) et une entrée dite « non inverseuse » (5).

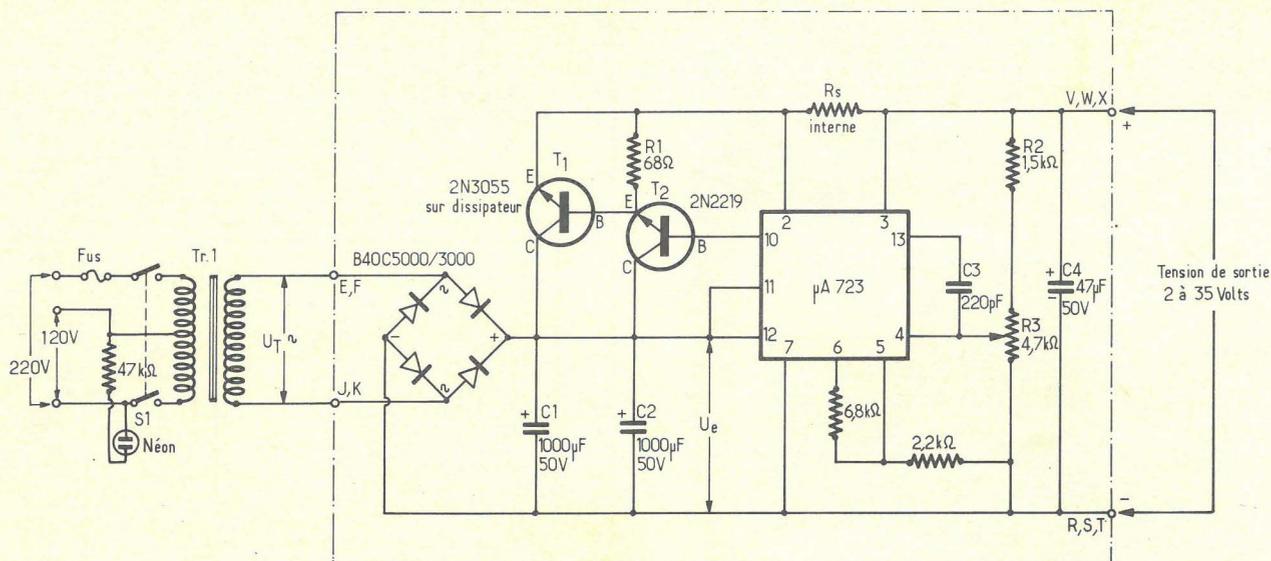


Figure 1

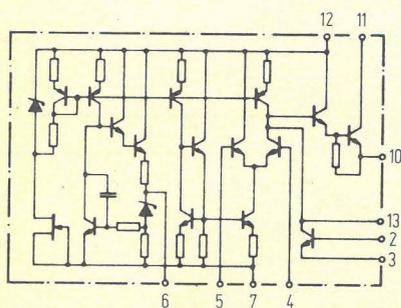


Figure 2

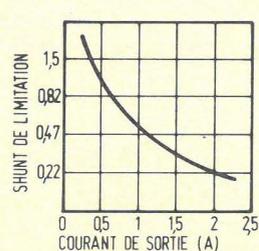


Figure 3

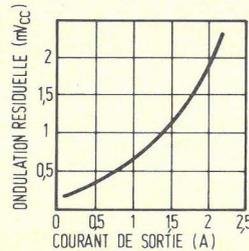


Figure 4

Sur l'entrée non inverseuse (5), on va fixer un potentiel de référence obtenu par prélèvement d'une fraction de la tension de référence interne du circuit par un pont de deux résistances (6,8 K $\Omega$  et 2,2 K $\Omega$ ). Sur l'entrée inverseuse (4), on va appliquer une fraction de la tension de sortie par l'intermédiaire du potentiomètre R3 (4,7 K $\Omega$ ) situé en face avant et permettant le réglage de 2 à 35 volts annoncé précédemment.

Le signal d'erreur obtenue par comparaison de ces deux potentiels va être amplifié par le circuit intégré et sort par la borne 10 pour attaquer la base de T2 (2N2219) constituant avec T1 (2N3055) un montage Darlington amplificateur de courant. Le transistor ballast T1 voit donc sa conduction varier en fonction du signal d'erreur qui lui est appliqué et fournit à la sortie la tension régulée suivant le principe de la « boucle de régulation » dont on peut dire que c'est un système « qui se mord la queue ».

Pour éviter toute oscillation qui pourrait intervenir étant donné le grand gain du circuit intégré et les rotations de phase dues aux temps de réponse et aux capacités parasites, on est obligé de limiter la bande passante du  $\mu$ A 723.

Pour ce faire, un condensateur C3 (220 pF) est branché entre l'entrée inverseuse et la borne 13 prévue pour cette compensation en fréquence.

La limitation de courant est effectuée par prélèvement de la tension aux bornes d'un shunt ( $R_S$ ) dont la valeur sera à ajuster suivant le montage, de façon à obtenir une limitation de courant à 2,5 ampères. Théoriquement, la valeur de cette résistance-shunt devrait avoisiner 0,2  $\Omega$ .

## PRECISIONS IMPORTANTES

### 1) Courant de sortie :

Le courant nominal de 2,5 ampères est donné pour une tension de sortie maximum de 35 volts : lorsque l'alimentation est utilisée avec une plus faible tension de sortie, on doit diminuer le courant à cette sortie pour ne pas endommager l'alimentation.

En effet, lorsque la tension de sortie est de 35 volts, la tension aux bornes du transistor ballast est égale à  $V_e - 35V$  ce qui correspond en charge à une tension de 4 à 5 volts.

Pour un débit de 2,5 A, le transistor ballast dissipera donc une puissance  $P = VI$  d'environ 10 à 12 watts, ce qui est tout à fait correct, puisque ce transistor est monté sur un dissipateur de bonnes dimensions.

En revanche, si l'on prend le cas où la tension de sortie est amenée à 10 volts, la tension aux bornes du ballast avoisine 30 volts.

Si l'on continue à faire débiter 2,5 ampères à l'alimentation, la puissance dissipée par le transistor est d'environ 75 watts ce qui ne manquera pas de le détruire au bout de quelques instants.

Malgré tout, on pourra utiliser à n'importe quelle tension de sortie l'alimentation débitant son courant maximum à condition que la manipulation soit brève.

A titre indicatif, les courants à ne pas dépasser **en permanence** sont de cet ordre :

- Pour 35 volts : 2,5 A
- Pour 30 volts : 1,9 A
- Pour 25 volts : 1,4 A
- Pour 20 volts : 1,1 A
- Pour 15 volts : 0,9 A
- Pour 10 volts : 0,75 A.

### 2) Valeur du shunt :

Si l'on désire limiter le courant de sortie à une valeur inférieure à 2,5 A, on peut choisir une valeur du shunt  $R_S$  différente.

La **figure 3** donne une courbe servant à déterminer approximativement la valeur du shunt en fonction du courant de limitation.

### 3) Ondulation résiduelle

Cette ondulation consiste en une tension résiduelle à la fréquence de 100 Hz superposée à la tension continue.

Le fait que cette fréquence soit de 100 Hz est dû au redressement en double alternance qui double également la fréquence de la tension d'ondulation après filtrage.

Cette tension d'ondulation voit son amplitude augmenter en fonction du courant de sortie, ce qui se conçoit aisément. La **figure 4** donne la courbe de cette fonction.

Figure 5

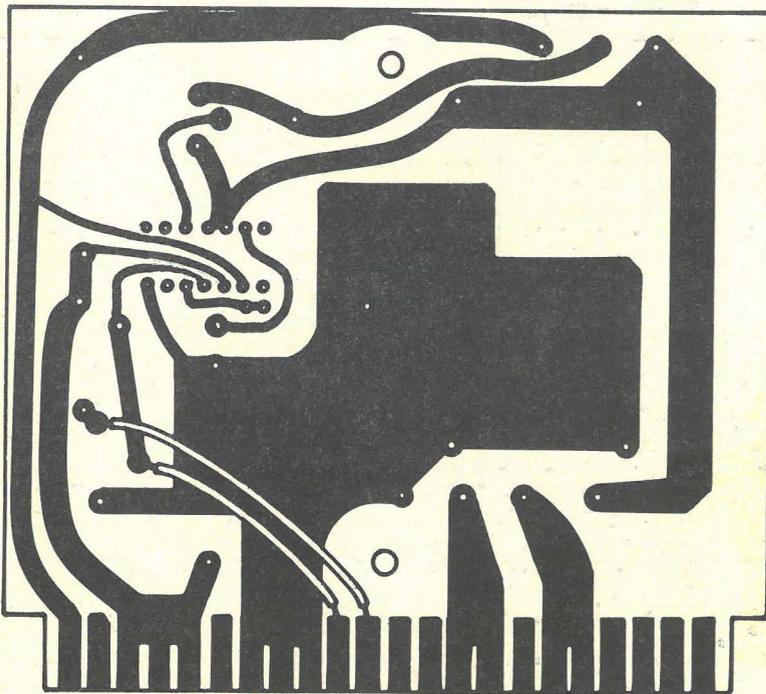


Figure 6

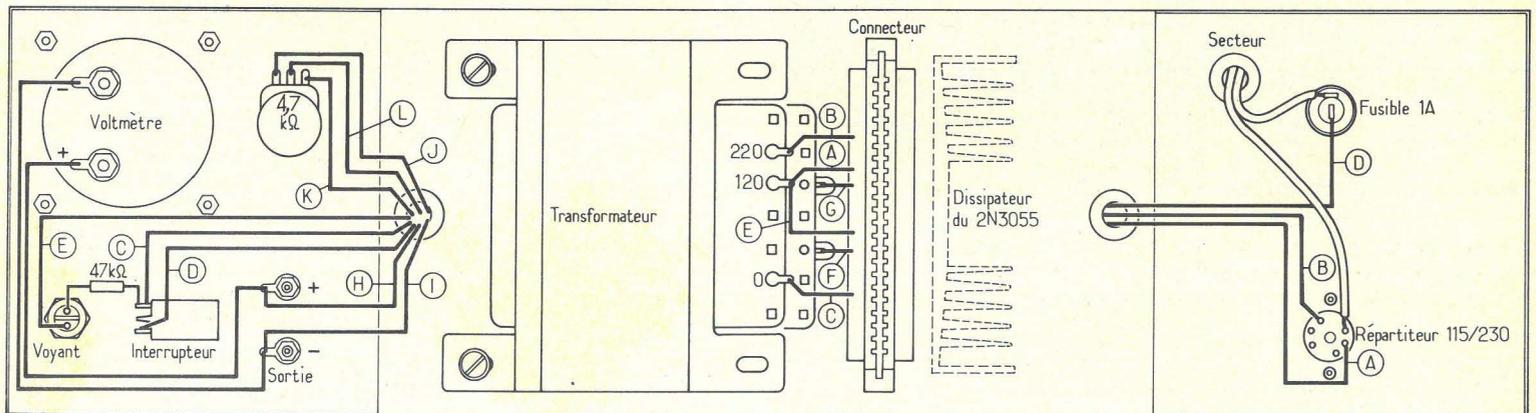
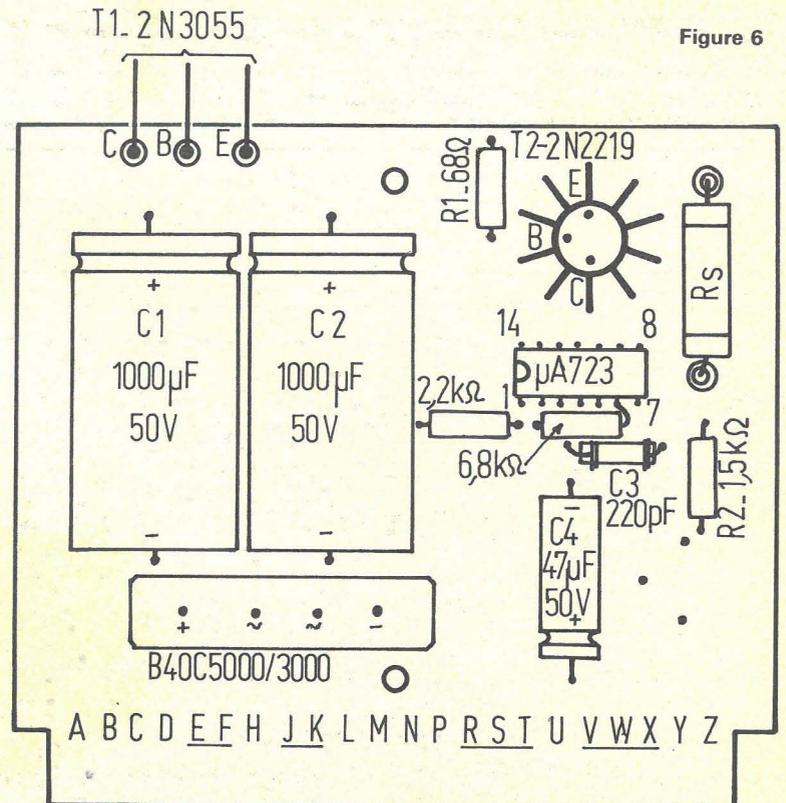


Figure 7

**ALIMENTATION STABILISÉE**  
de 2 à 35 VOLTS

- Tension de sortie : 2 à 35 volts.
- Intensité maximum : 2,5 ampères.  
(Réglable de 0,5 à 2,5 ampères.)
- **FUSIBLE DE SECURITE.**
- 2 transistors + circuit intégré et pont redresseur.
- Module enfichable.
- Voltmètre de contrôle de 0 à 50 volts  
(précision 1 %).

Présentation professionnelle en coffret.  
Dimensions : 260 × 135 × 125 mm.

**PRIX**  
en « KIT » complet ... **330 F**

**EN ORDRE DE MARCHÉ ... 350 F**

C'EST UNE REALISATION

*Comptoirs*  
**CHAMPIONNET**

14, rue Championnet, PARIS-18<sup>e</sup> Tél. : 076-52-08  
C.C. Postal 12358.30 Paris

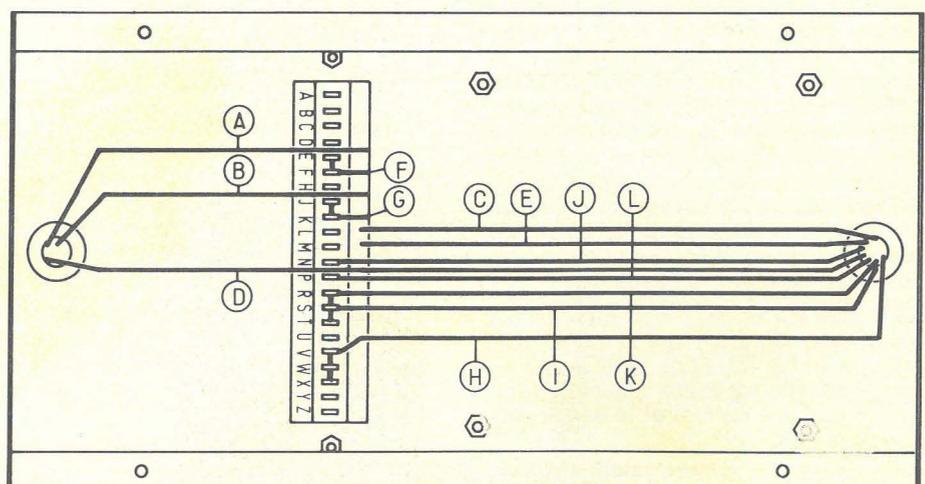


Figure 8

## REALISATION

L'alimentation a été implantée dans un coffret métallique qui comporte deux parties: un châssis en U dont les deux ailes constituent les faces avant et arrière, et un capot en U également venant s'emboîter sur le premier.

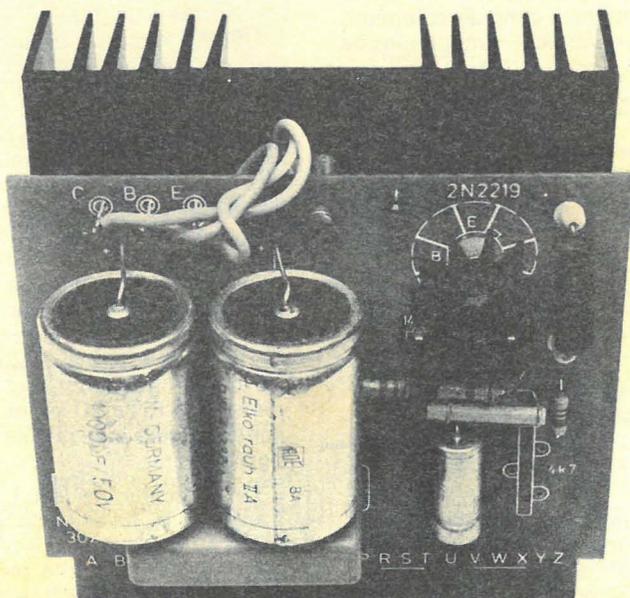
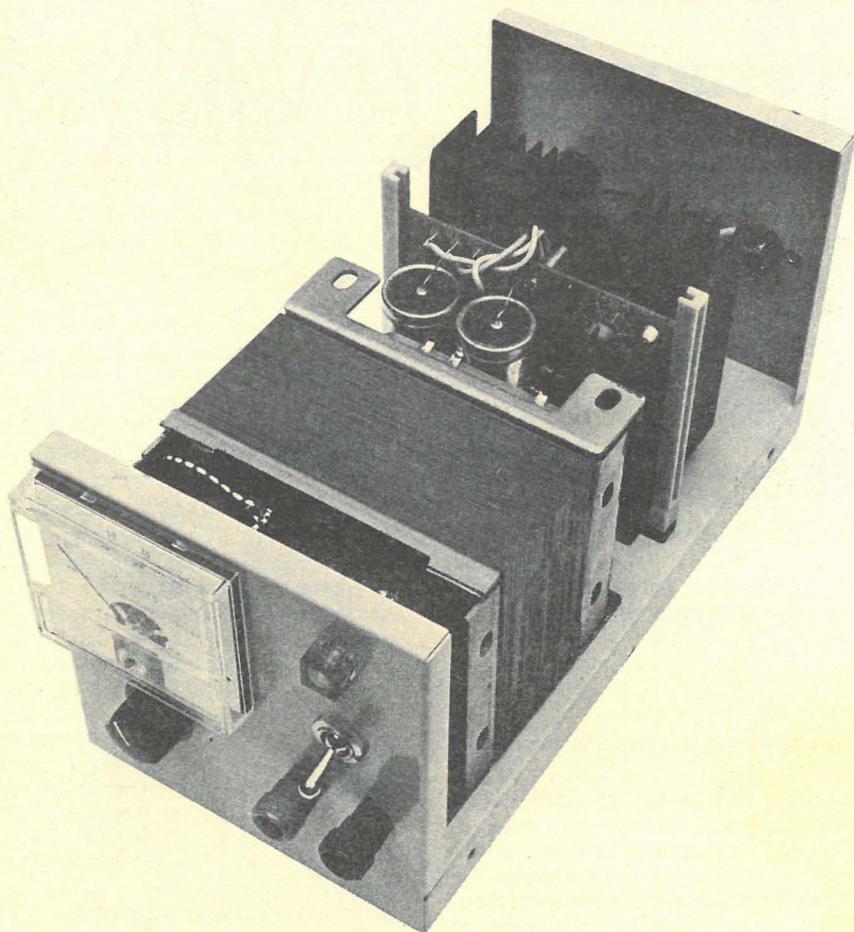
La plupart des composants ont été implantés sur un circuit imprimé à sortie par connecteur dont on peut voir à la **figure 5** le côté cuivre. On remarquera deux liaisons par fil souple isolé que nos lecteurs désireux de réaliser ce circuit par procédé photographique devront faire disparaître de leur cliché en grattant les parties court-circuitées (à la lame de rasoir) et en noircissant

les parties qui effectuent des coupures dans la ligne négative.

La **figure 6** donne l'implantation du circuit imprimé. On y remarquera que  $R_S$  est câblée sur des bornes-traversées de façon à pouvoir être éventuellement changée ou étalonnée.

La **figure 7** montre le câblage général « vu de dessus » ainsi que l'implantation des éléments sur le châssis. Pour une plus grande clarté, les faces avant et arrière sont représentées sur le même plan que le châssis horizontal.

Le **figure 8** enfin montre le câblage à effectuer sous le châssis pour le branchement du connecteur du circuit imprimé. Les lettres entourées d'un cercle permettent d'ailleurs de retrouver la correspondance avec les câbles de la figure 7. ■



au  
salon  
international  
des composants  
électroniques,  
du 1<sup>er</sup> au 6 avril,  
les lecteurs  
désireux de  
s'abonner à  
Radio-Plans  
bénéficieront  
d'un tarif  
préférentiel  
en se présentant  
sur notre stand :

France : 26 F au lieu de 32 F  
Etranger : 32 F au lieu de 38 F

# MONTAGES PRATIQUES

## Un indicateur d'arrosage pour plantes d'appartement



Le petit montage que nous proposons aujourd'hui, de réalisation simple et ne nécessitant pratiquement aucune mise au point, peut rendre dans une maison des services non négligeables en sauvant vos plantes d'appartement de la sécheresse. Certaines plantes en effet, ne supportent pas qu'on oublie de les arroser, et manifestent leur réprobation d'une façon malheureusement irrémédiable.

Grâce à la réalisation de ce détecteur de sécheresse, vous serez avisé, quand la terre du pot manque d'humidité, par le clignotement d'une ampoule électrique.

### Principe de fonctionnement de l'indicateur

On sait que le courant de collecteur  $I_C$  d'un transistor est proportionnel à son courant de base  $I_B$ , le coefficient de proportionnalité étant par définition le gain en courant  $\beta$  du transistor considéré :

$$I_C = \beta I_B$$

Une méthode classique de polarisation des transistors découle de cette propriété : si  $E$  est la tension d'alimentation du circuit de la figure 1, le courant de base est fourni par la résistance  $R_B$ . En négligeant la chute de tension entre base et émetteur de  $T_1$  (elle est de l'ordre de 0,6 volt pour le silicium), on a alors

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

le courant de collecteur correspondant est donc

$$I_C = \frac{\beta E}{R_B}$$

Comme la chute de tension aux bornes de la résistance de charge  $R_C$  est  $R_C I_C$ , on voit que la différence de potentiel  $V_C$  qui reste entre le collecteur de  $T_1$  et la masse est :

$$V_C = E - R_C I_C = E \left( 1 - \beta \frac{R_C}{R_B} \right)$$

Quand  $R_B$  augmente, la tension  $V_C$  augmente également.

Le détecteur d'arrosage proposé utilise cette relation entre  $R_B$  et  $V_C$ . En effet, la résistance  $R_B$  y est constituée par un certain volume de la terre du pot à surveiller. La résistance électrique de cette terre est d'autant plus faible qu'elle est plus humide, et par conséquent la tension  $V_C$  est faible si la plante est suffisamment arrosée. Supposons au contraire que la terre devienne sèche :  $R_B$  augmente considérablement, entraînant l'augmentation simultanée de  $V_C$ .

Il suffit alors de brancher, entre le collecteur du transistor  $T_1$  et le moins de l'alimentation, un détecteur de seuil qui entre en action quand  $V_C$  dépasse une valeur fixée, et commande alors un signal lumineux ou sonore, pour être prévenu du manque d'eau dans la terre du pot.

### Schéma de principe complet de l'indicateur

Nous avons retenu un signal lumineux, formé par le clignotement d'une ampoule de lampe de poche alimentée à travers un multivibrateur. Le schéma complet de l'appareil est alors celui de la figure 2.

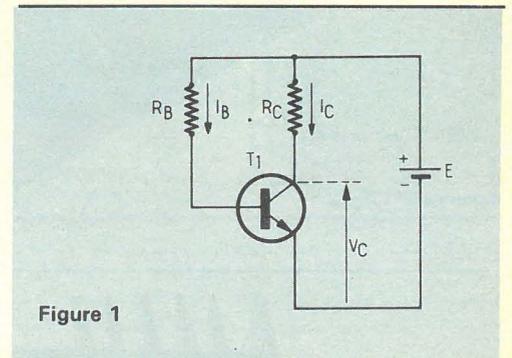


Figure 1

Une sonde formée de deux tiges conductrices, et dont nous détaillerons la réalisation pratique dans les conseils de montage, est enfoncée dans la terre. Elle joue donc le rôle de la résistance  $R_B$  de la figure 1, variable avec le taux d'humidité. Cette sonde est reliée d'une part au plus de l'alimentation constituée par une pile standard de 4,5 volts, et d'autre part à la base du transistor  $T_1$ , NPN de type 2 N 2925. Le collecteur de ce même transistor est chargé par une résistance  $R_1$  de 10 k $\Omega$  et on recueille entre son collecteur et la masse la tension  $V_C$  de la figure 1.

Le détecteur de seuil fait intervenir le transistor  $T_2$ , lui aussi de type 2N 2925, et la diode au silicium D, qui peut être n'importe quel modèle de petite puissance. En effet, tant que la tension  $V_C$  n'a pas atteint environ 1,2 volt, somme de la tension de seuil de la

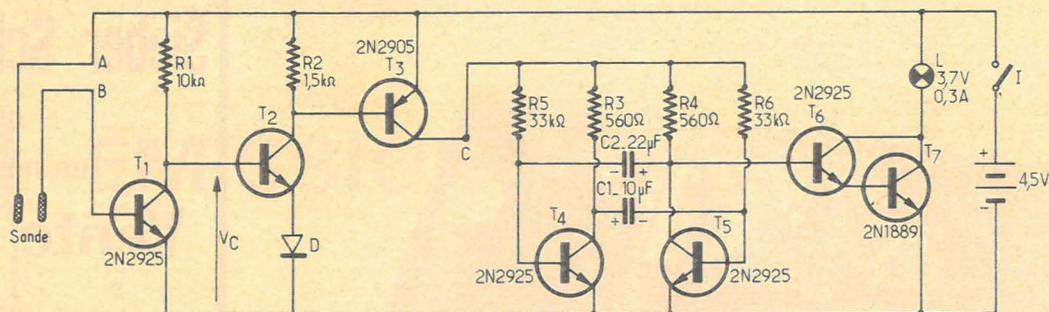


Figure 2

diode D et de la tension base-émetteur du transistor  $T_2$  à l'état conducteur, ce transistor reste bloqué. C'est donc le cas quand un courant circule entre les deux tiges de la sonde, donc quand la terre est humide.

Au contraire, si la terre est sèche,  $V_C$  dépasse la valeur de seuil de 1,2 volts, et  $T_2$  conduit. Il apparaît alors une chute de tension aux bornes de sa résistance de charge  $R_2$  de 1,5 k $\Omega$ . A son tour, cette chute de tension polarise la base du transistor  $T_3$ , PNP de type 2N2905, qui était préalablement bloqué. Un courant circule donc dans le collecteur de  $T_3$ .

Ce courant sert à alimenter l'ensemble des deux transistors  $T_4$  et  $T_5$ , qui sont montés en multivibrateur astable. Ces deux transistors sont des 2N2925. Les résistances de charge de leurs collecteurs sont respectivement  $R_3$  et  $R_4$ , toutes les deux de 560 $\Omega$ . La fréquence des oscillations est fixée par les constantes de temps des circuits de base, comprenant les résistances  $R_5$  et  $R_6$  de 33 k $\Omega$  et les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Pour tenir compte également des constantes de temps thermiques de l'ampoule alimentée par le multivibrateur, on a pris des valeurs différentes pour les deux condensateurs :  $C_1$  est un chimique de 10 $\mu$ F, et 10 volts de tension de service, tandis que  $C_2$  est un 22  $\mu$ F, prévu pour la même tension de service.

L'ampoule utilisée est une classique ampoule de lampe de poche, qui consomme 300 mA. Pour fournir cette intensité sans perturber le multivibrateur, il a été nécessaire d'associer deux transistors  $T_6$  et  $T_7$  en un montage Darlington.  $T_6$  est un 2N2925, tandis que  $T_7$  est un 2N1889 capable de débiter l'intensité demandée. Leurs deux collecteurs réunis alimentent l'ampoule L.

Enfin, un interrupteur de mise en marche l complète le circuit, alimenté comme nous l'avons dit par une pile standard de 4,5 volts pour lampe de poche.

### Réalisation pratique des circuits électroniques

L'ensemble de la partie électronique est câblé sur un circuit imprimé dont la figure 3 donne le dessin à l'échelle 1, vu du côté cuiré du stratifié.

Le schéma d'implantation des composants, vu du côté isolant du stratifié, est

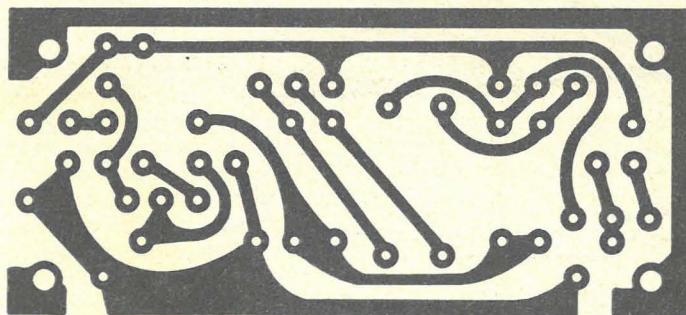


Figure 3

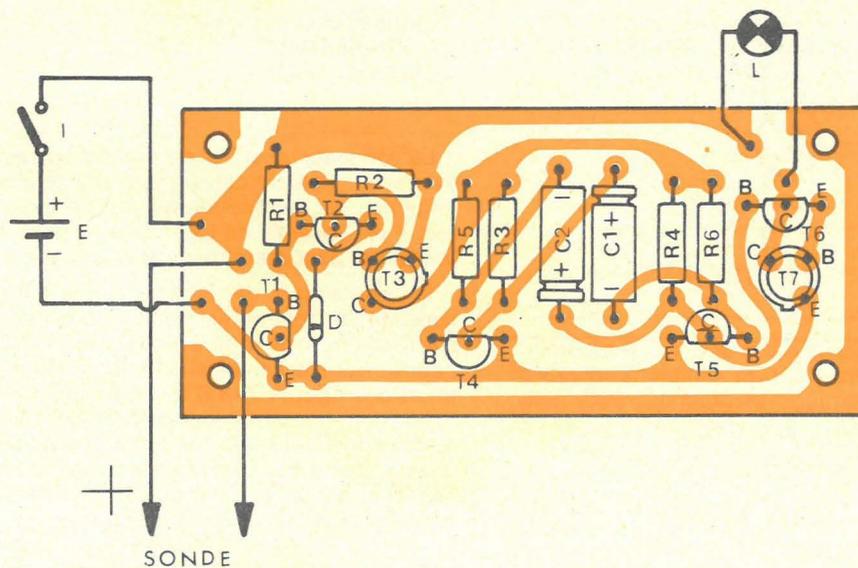


Figure 4

indiqué dans la figure 4, elle aussi réalisée à l'échelle 1. Enfin, les indications de montage sont complétées par la photographie de la figure 5.

Pour éviter toute erreur qui serait peut-être difficile à mettre en évidence sur le circuit complètement terminé, nous conseillons de réaliser le montage progressivement, et de tester séparément le fonctionnement de chaque étage. Dans un premier temps, on montera sur le circuit imprimé uniquement les transistors  $T_1$  et  $T_2$  avec les composants qui leur sont associés, y compris la diode D. On placera aux points A et B deux fils dénudés à leur extrémité libre.

On alimente alors cette partie du montage sous 4,5 volts, en branchant un voltmètre aux bornes de la résistance  $R_2$ , comme le

montre la figure 6. Quand les deux fils connectés en A et B sont en l'air, le voltmètre doit indiquer une tension d'environ 4,2 volts. Cette tension doit tomber à zéro si on relie les extrémités libres des fils de la sonde par une résistance d'environ 100 k $\Omega$ . Si les composants choisis sont de bonne qualité, un fonctionnement défectueux ne peut résulter que d'une erreur de câblage ou d'une mauvaise soudure.

Sans monter le transistor  $T_3$ , on câble alors le multivibrateur, ainsi que les transistors  $T_6$ ,  $T_7$  et l'ampoule L. En reliant provisoirement au plus de l'alimentation le point C où prend normalement place le collecteur de  $T_3$ , on vérifie par le clignotement de l'ampoule, que le multivibrateur et l'étage Darlington fonctionnent eux aussi correctement.

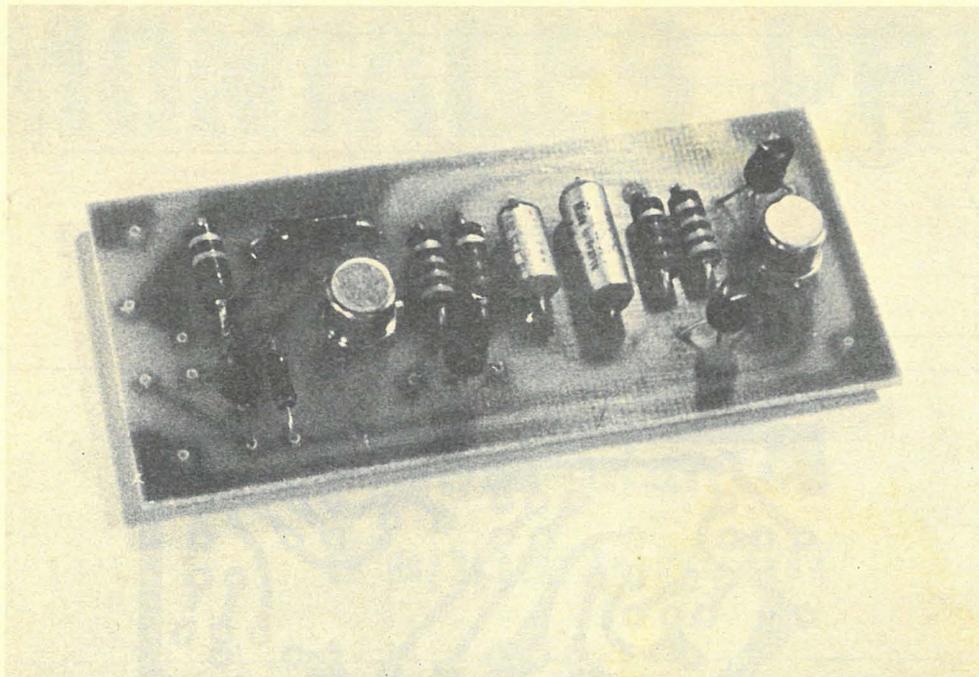


Figure 5

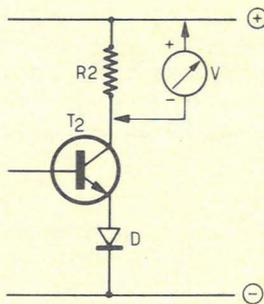


Figure 6

On peut maintenant souder  $T_3$  et procéder à la dernière vérification. Pour cela, l'appareil étant sous tension, il suffit de vérifier que l'ampoule clignote quand les deux fils connectés en A et B sont en l'air, et qu'elle s'éteint si on les réunit par une résistance de l'ordre de 100 k $\Omega$ .

### Réalisation pratique de l'indicateur et de sa sonde

La longueur des fils de liaison entre la sonde et l'amplificateur n'ayant aucune influence sur le fonctionnement de l'appareil, il est possible de loger celui-ci dans un boîtier qui peut prendre place n'importe où.

La réalisation de la sonde elle-même consiste à maintenir deux conducteurs, d'environ 5 cm de long, à 1 ou 1,5 cm l'un de l'autre. Nous proposons dans les photographies des **figures 7 et 8** la méthode utilisée dans notre appareil personnel. Les deux conducteurs sont des fils de laiton (on peut choisir tout autre métal inoxydable) enfoncés à force dans un morceau de gomme d'écolier.

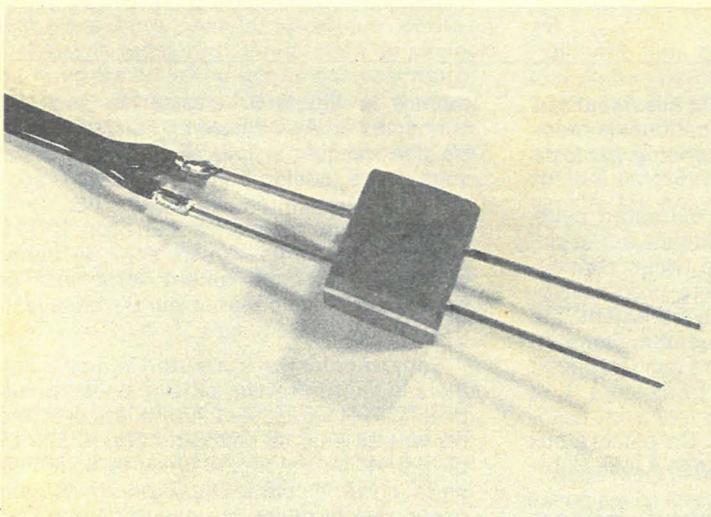


Figure 7

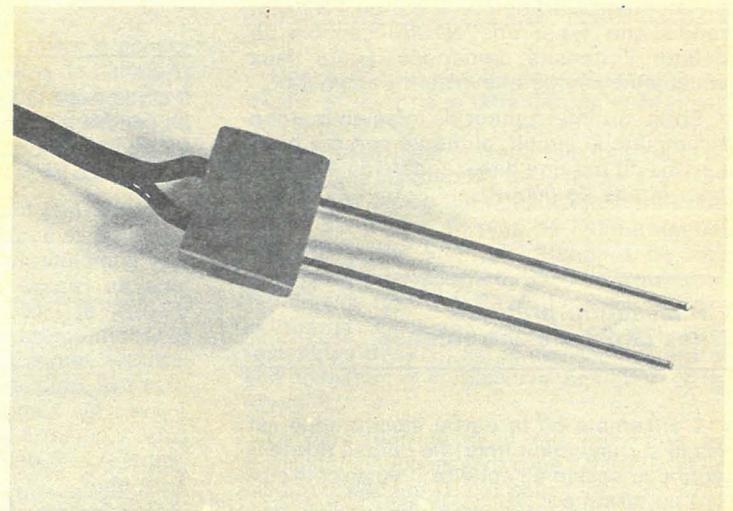


Figure 8

# Sieber Scientific S.A.

ouvre

un magasin de

## Vente directe

au

25, rue Violet

75015 PARIS

Tél. : 734-52-85

(Métro La Motte-Picquet)

voir publicités  
en pages 21 et 60

On commence par souder à une extrémité les deux cordons du fil de raccord avec le détecteur, qui peut être constitué par un fil double isolé sous plastique. Ensuite, on enfonce complètement les deux tiges pour amener l'isolant du fil au ras de la gomme (figure 8).

L'utilisation de l'appareil est très simple : il suffit d'enfoncer les deux tiges de la sonde dans la terre du pot sans amener la gomme au contact de la surface. Le contrôle du fonctionnement peut s'opérer de façon très simple : en sortant la sonde à l'air libre, on vérifie que la lampe clignote.

Coût approximatif  
de cet appareil

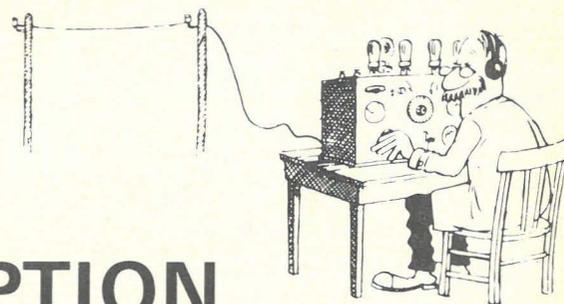
45 à 50 francs

(Tout compris)



# ÉMISSION -

# RÉCEPTION



## Un montage "VOX-ANTI VOX"

ou  
la commande  
automatique  
d'un  
émetteur-récepteur  
par  
la  
parole

par Pierre DURANTON  
(F3RJ-M)

Lorsque l'on dispose d'un émetteur-récepteur pour le trafic radioélectrique, le passage d'émission à réception et vice-versa se fait généralement en appuyant sur la pédale d'un combiné microphonique, ce qui implique, que ce soit pour du trafic amateur ou pour des liaisons professionnelles, que l'une des mains de l'opérateur soit monopolisée pour cette seule fonction, bien élémentaire !

Or, il arrive de plus en plus fréquemment, que l'opérateur soit obligé d'utiliser les deux mains et les deux pieds pour manœuvrer qui, un volant, qui des pédales, qui enfin des leviers ou des commandes de sécurité ;

— l'émetteur doit démarrer dès que la parole commence et la première phrase ne doit pas être coupée (ou très peu) pour satisfaire la bonne intelligibilité du texte transmis.

— l'émetteur ne doit pas se couper entre les mots, ni entre les phrases ; il doit seulement cesser d'émettre à la fin de la dernière phrase ; un certain retard à la coupure est donc nécessaire ; il dépend notamment de la façon de parler de l'opérateur.

— l'émetteur doit être commandé par la parole de l'opérateur qu'elle soit forte ou moyenne ; une certaine tolérance de déclenchement doit être admise.

Aussi, comment un tel dispositif peut-il fonctionner ?

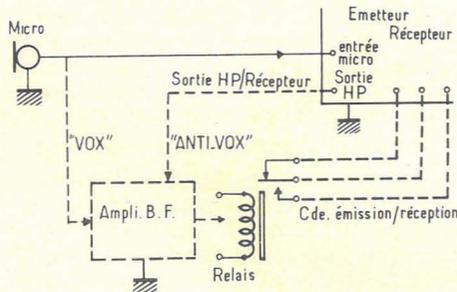


Figure 1

dans ce cas, les quatre membres de l'opérateur étant mobilisés par ailleurs, il n'est plus possible de commander mécaniquement et SIMPLEMENT la commutation « émission-réception » ; de plus, il s'avère très intéressant de pouvoir faire passer en émission un émetteur par la simple action de PARLER ; lorsque l'opérateur parle, l'émetteur fonctionne et sa parole est transmise ; lorsqu'il cesse de parler, automatiquement l'émetteur s'arrête et le récepteur fonctionne à nouveau, permettant l'écoute du correspondant ; ce procédé est de prime abord très séduisant, car il permet de faciliter à l'extrême l'emploi d'un émetteur-récepteur quel qu'il soit, et d'en limiter l'émission aux seuls temps vraiment utiles, c'est-à-dire les moments pendant lesquels « on parle » ; il n'est pas utile, en effet, d'encombrer une fréquence radio, si l'opérateur reste muet, ce qui semble évident.

Ce processus augmente donc l'efficacité d'une liaison radio, mais implique quelques considérations :

## PRINCIPE

La figure 1 montre schématiquement le fonctionnement de ce petit système ; en traits pleins, nous voyons un émetteur-récepteur sur lequel vient se brancher un microphone ; en pointillés, un petit amplificateur BF reçoit un signal provenant du micro, en dérivation, c'est le signal de commande « VOX », car lorsque l'opérateur parle devant le micro, le signal électrique produit par ce dernier va à l'émetteur d'une part, et à l'ampli BF en pointillés d'autre part ; la sortie de cet ampli BF commande un relais lorsque le signal « VOX » est appliqué à son entrée c'est-à-dire lorsqu'il y a des paroles prononcées devant le microphone.

Ce relais agit directement sur la commutation « émission-réception » de l'émetteur-récepteur qu'il est chargé de commander.

En outre, le signal de sortie du récepteur, normalement appliqué à un haut-parleur est partiellement dérivé vers l'ampli BF : c'est le signal « ANTI VOX » qui commande deux choses :

— tout d'abord, il permet de maintenir en émission l'émetteur, même pendant les courts silences de l'opérateur : il assure cette fameuse constante de temps nécessaire au dispositif pour ne pas couper l'émission entre les mots ou entre les phrases, à la condition que les silences ne soient tout de même pas trop longs !

— ensuite, il interdit à l'émetteur d'émettre alors que le récepteur reçoit un correspondant ; en effet, si le HP délivre avec un fort niveau sonore la voix du correspondant, le microphone pourra très bien recueillir ces paroles et les utiliser comme signal de « VOX » à la place des paroles de l'opérateur, l'empêchant ainsi d'entendre son correspondant et passant par erreur l'émetteur en émission ; le signal d'ANTIVOX assurera donc une fonction d'arbitre, en interdisant d'émettre si une autre station transmet, ce qui, en outre est le gage d'une bonne courtoisie !

Ce procédé est donc relativement simple ; comment le réaliser en pratique ?

## LE SCHÉMA

La figure 2 montre un schéma complet que nous devons à notre ami E.LAIRD CAMPBELL dont l'indicatif radio est W 1 C U T et que nous tenons à remercier ici ; il utilise quatre transistors identiques de type 2 N 406 ou similaires ; ce sont de braves vieux transistors dont les performances n'ont rien d'extraordinaire ! on pourra très bien les remplacer sur des équivalents plus modernes sans difficultés.

Le premier transistor reçoit sur sa base et à haute impédance le signal d'entrée « VOX » en provenance directe du microphone ; sa base est polarisée par un pont résistif (470 kilohms et 270 kilohms) tandis que le collecteur est alimenté sans charge ; en revanche, l'émetteur est polarisé et chargé par deux résistances montées en série (2,7 et 6,8 kilohms) et le signal de sortie prélevé sur le point commun aux deux résistances par une capacité de 10 $\mu$ F qui excite la base du deuxième étage, polarisée par un pont résistif (100 k et 10 kilohms) l'émetteur étant polarisé quant à lui par une cellule RC (1 kilohm et 50 $\mu$ F) le collecteur est chargé par une résistance de 3,3 kilohms et le signal de sortie disponible sur le collecteur est transporté par une capacité de 10 $\mu$ F vers la base du troisième étage ; cette base est polarisée comme la précédente (10 k et 100 k) ; l'émetteur est lui-aussi polarisé par une cellule (1 kilohm et 50 $\mu$ F) et le collecteur chargé par une résistance de 3,3 kilohms ; les étages n° 2 et n° 3 sont absolument équivalents ; le signal amplifié est alors prélevé par une capacité de 0,1 $\mu$ F et appliqué à l'extrémité supérieure du potentiomètre P1 (100 kilohms) dont le rôle est de doser la sensibilité du déclenchement « VOX » en fonction de la sensibilité du microphone, de la distance à laquelle parle l'opérateur par rapport au microphone et enfin en fonction du niveau de force vocale de ce même opérateur.

Deux diodes D1 et D2 de type 1 N 295A ou similaires sont montées tête-bêche entre chaque extrémité du potentiomètre P1 et la masse, ou plus exactement la masse relative du circuit, c'est-à-dire la ligne équipotentielle à + 10 volts ; en effet ces transistors étant de nature PNP nécessitent une alimentation négative sur les collecteurs.

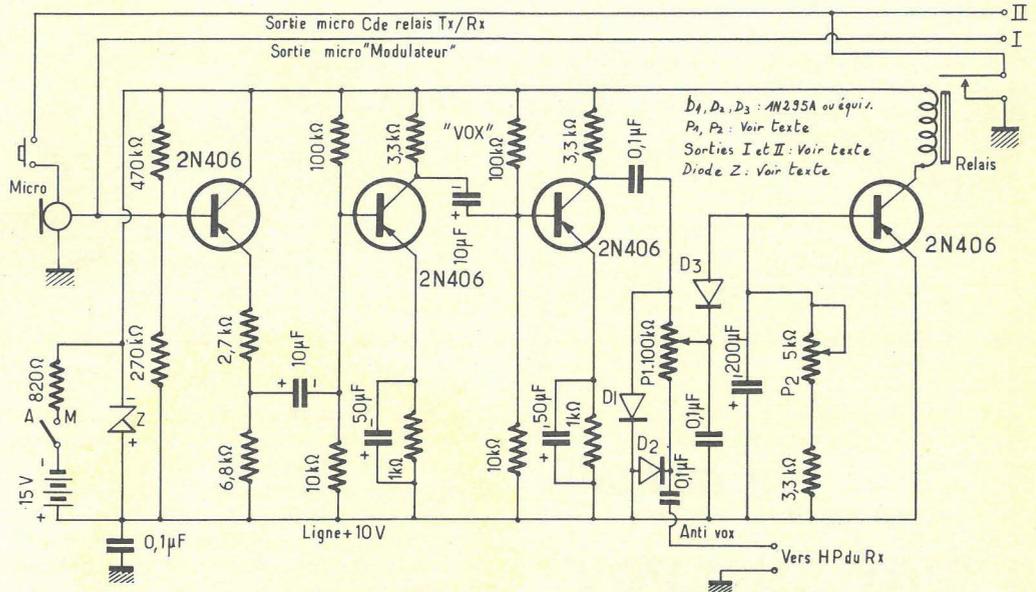


Figure 2

A l'autre extrémité du potentiomètre P1 une capacité de 0,1 $\mu$ F vient appliquer à ce dernier le signal « ANTIVOX » provenant du HP de réception et servant à bloquer le système lorsque le récepteur est en fonctionnement « actif » avec écoute d'un correspondant.

Le curseur du potentiomètre P1, découplé par une capacité de 0,1 $\mu$ F appliquée à la base du dernier étage une composante négative dosée par la manœuvre de P1, suffisante pour faire passer le transistor de l'état bloqué à l'état conducteur, ce qui se traduit en pratique par le relais qui bascule instantanément ; ce transistor « robinet » est monté tout simplement en série avec la bobine du relais et la constante de temps de « collage » et de « maintien » est ajustée par le potentiomètre P2, monté en résistance variable, et qui, placé en série avec une résistance de 3,3 kilohms, shunte plus ou moins la capacité de 200 F, entraînant ainsi une constante de temps plus ou moins grande.

Ainsi, en jouant sur P2 on pourra satisfaire la condition n° 2 qui était de maintenir l'émission entre deux mots ou entre deux phrases et de ne la couper qu'à la fin de la dernière phrase.

Le relais, commandé par le quatrième transistor remplacera à ce moment-là la pédale de commutation placée sur le combiné microphonique ; en fait, il sera toujours possible d'utiliser cette pédale pour faire passer l'émetteur en émission, les contacts de ce commutateur manuel étant montés en parallèle avec les contacts du relais. La sortie 1 du montage sera raccordée à l'entrée micro de l'émetteur, tandis que la sortie 2 du montage sera branchée sur la commande du relais d'inversion « émission-réception » placé à l'intérieur de l'émetteur-

récepteur, relais qui était normalement commandé par la seule pédale du combiné. L'alimentation du dispositif est obtenue très simplement au moyen d'une pile de 15 volts miniature, montée en série avec une résistance chuteuse de 820 ohms et le tout shunté par une diode zéner de 10 volts, destinées à réguler parfaitement la tension d'alimentation à 10 volts ; à noter enfin que la ligne de « fausse masse » à + 10 V est découplée par rapport à la masse par une capacité de 0,1 $\mu$ F.

### Construisez vous-même votre RECEPTEUR avec les MODULES STE

#### AR-10 - Récepteur 10-M MOSFET.

Entrée 28-30 MHz pour convertisseur 144 MHz.  
Entrée 26-28 MHz pour la version 26-28 de AC2,  
ou entrée 26,8-27,4 MHz pour la réception de la  
Citizen Band.

#### AC-2 - Convertisseur 144 MHz FET.

Modèle standard sortie 28-30 MHz.  
ou AC2/B, sortie 26-28 MHz.

#### AD-4 - Discriminateur et limiteur FM.

En complément, pour la partie Emission :  
AT210 - Emetteur 144 MHz à transistors  
AA3 - Modulateur - ampli BF à transistors  
ou, pour l'émetteur à lampes :  
AT201 et AA12

Ces modules seront présentés  
AU SALON DES COMPOSANTS  
sur le Stand du REF : n° 29, Allée 11

Documentation sur demande c/2 timbres

**MICS-RADIO S.A. - F 9 AF.**  
20 bis, avenue des Clairons  
89000 AUXERRE - Tél. : 86/52.38.51

(Fermé le lundi)

Pour la diode zéner on pourra utiliser une diode de type 1 N 1771 ou similaire. Un interrupteur M/A permet de couper l'alimentation en dehors des périodes d'utilisation.

Il peut s'avérer utile de monter en série avec la ligne d'ANTIVOX allant au HP du récepteur, une petite self de choc à ferrite, cela pour éviter tout retour intempestif de HF dans le modulateur.

## MONTAGE A CIRCUIT INTEGRE

Le montage VOX - ANTIVOX que nous venons de voir utilisait des transistors très classiques, aussi avons-nous voulu concevoir un système plus moderne à base de circuit intégré ; ce schéma (cf figure 3) utilisera donc moins de composants discrets puisque toute la chaîne amplificatrice BF est constituée par un seul circuit intégré de type SL 630 C (ou tout autre C.I. BF de faible puissance) ; ce circuit intégré présenté sous forme d'un boîtier de type TO 5 à dix sorties (voir le brochage vu de dessous donné par la figure 3) n'est autre qu'un amplificateur BF à grand gain et faible distorsion prévu pour être utilisé comme ampli de micro ou comme étage de sortie à faible puissance

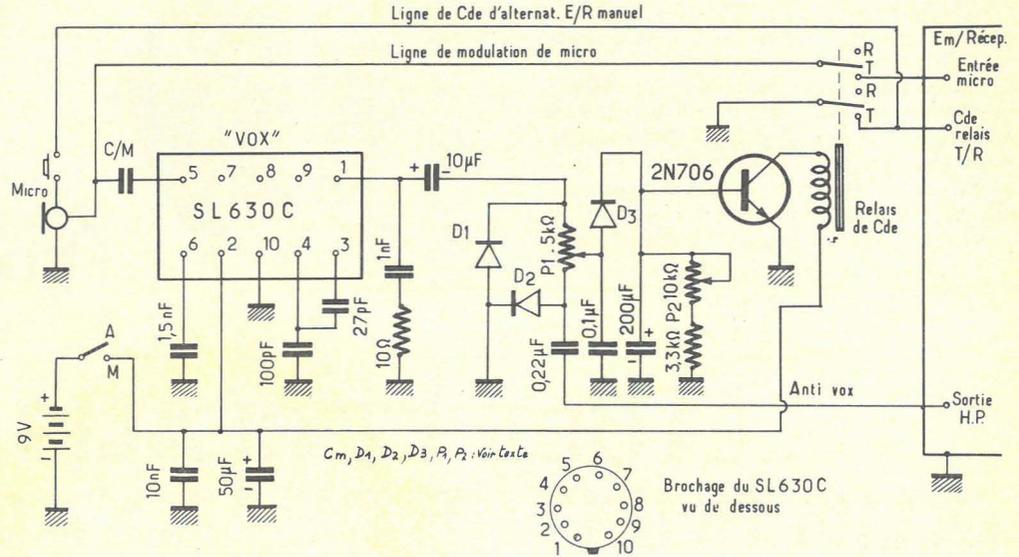


Figure 3

(maximum 250 mW) ; l'analyse du schéma est la suivante : la borne 10 est mise à la masse, tandis que la borne 2 est alimentée à partir du + 9 volts ; les bornes 6 et 4 sont découplées par des capacités de respectivement 1,5 nF et 100 pF, tandis que la borne 3 est reliée à la borne 4 par une capacité de faible valeur : 27 pF, valeur qui sera ajustée en fonction du risque d'accrochage : cette valeur peut être augmentée notablement au cours des essais. Les bornes 7, 8 et 9 ne sont reliées à rien du tout car elles ne servent pas dans ce montage ; la borne 5 reçoit le signal d'entrée provenant du micro via une capacité CM dont la valeur dépend de l'impédance du micro utilisé ; pour un micro piézo à haute impédance, une capacité de 50 nF conviendra très bien alors que pour un micro dynamique à basse impédance, une capacité de 1 à 5 µF devra être utilisée ; le signal de sortie amplifié sera disponible sur la borne 1, découplée par une cellule RC (10 ohms et 1 nF), et alimentera une chaîne absolument identique à celle de la figure 2, avec potentiomètre de gain encadré par ses deux diodes montées tête bêche, liaison capacitive de 0,22 µF au HP du récepteur, et cellule RC de détermination de la constante de temps : 200 µF monté en parallèle avec une résistance variable constituée par une résistance fixe de 3,3 kilohms en série avec un potentiomètre de 10 kilohms ; le transistor est du type 2N 706 ou similaire, c'est-à-dire un transistor de commutation au silicium de nature NPN, plus facile à trouver dans les « fonds de tiroirs » ; le relais est monté dans le retour du collecteur et commande comme précédemment la fonction « émission-réception ».

A noter que sur le combiné microphonique, la pédale de commande E/R par alternant manuel est reliée à l'émetteur-récepteur en parallèle avec la commande du VOX,

ce qui permet très facilement d'utiliser la commande de commutation manuelle, lorsque l'on dispose normalement d'une main libre, et ce qui permet dans ce cas, si l'on veut qu'il en soit ainsi, de maintenir l'émetteur en fonction même en dehors de la modulation.

## QUELQUES DÉTAILS

Ce petit dispositif est donc très souple d'emploi et sa mise au point ne nécessite ni de complexes appareils de mesure ou de laboratoire ni de longues heures de réglages ; il doit fonctionner dès la dernière soudure effectuée et après vérification du câblage ! Seuls les réglages de commande de sensibilité (potentiomètre P1) et de constante de temps (potentiomètre P2) seront à parfaire et il ne devrait plus y avoir à y retoucher par la suite.

Une simple pile de 9 volts ou deux piles de 4,5 volts en série assureront l'alimentation du système pour de longs mois et c'est la raison pour laquelle nous n'y avons pas monté de voyant, dont la consommation serait supérieure à celle de tout le reste du montage !

P. DURANTON

*Nous rappelons à nos lecteurs que la liste des réseaux de distribution des plus grandes marques de semiconducteurs a été donnée dans nos numéros 311, 312, 313, et 314.*

## 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 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

sensible (position verticale) et touret miniature (position horizontale) ..... 35,00

Flexible avec mandrin ..... 31,00

Notice contre enveloppe timbrée.

Exceptionnel : Moteur FUJI 0,8 cc (valeur 65 F) ..... 34,90

● 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 —

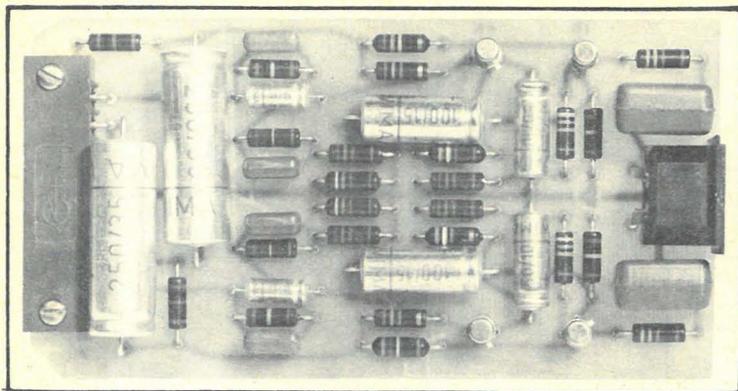
CENTRAL - TRAIN

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.



# Les modules

# Radio Plans

---

## ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN PUPITRE DE MIXAGE (7<sup>e</sup> partie)

---

Après avoir étudié divers modules tels que les préamplificateurs d'entrée, le correcteur de tonalité et le mélangeur, nous nous rendons compte, après assemblage de ces différents modules, que nous disposons, pour attaquer un amplificateur de puissance, d'un signal de faible amplitude (de l'ordre de 100 mV).

Le module que nous présentons ce mois-ci est donc destiné à porter la valeur de la tension d'attaque à 2 volts efficaces pour une tension d'entrée de 80 mV.

---

## le préamplificateur d'attaque

---

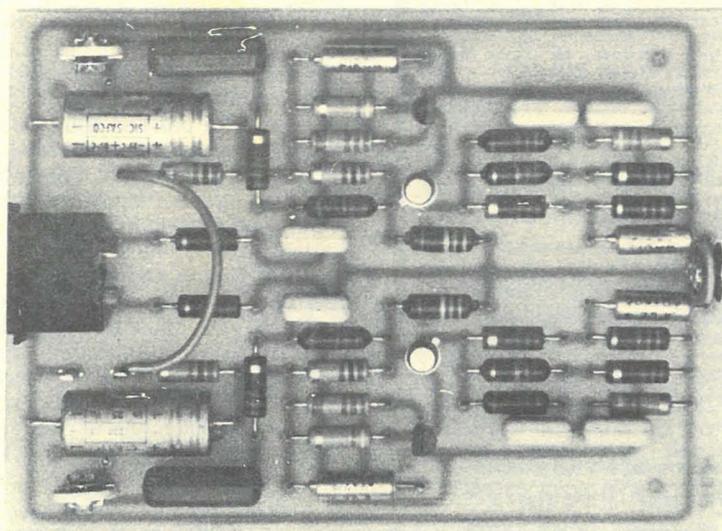
### • Le schéma

Le schéma de principe de la **figure 1** permet de voir deux transistors (BC 109 et 2N3906) montés en émetteur commun et à couplage direct permettant de disposer en sortie de 2 volts efficaces dans d'excellentes conditions.

La tension d'alimentation de 24 volts est prélevée sur l'alimentation décrite dans notre précédent numéro.

Dès l'entrée, un potentiomètre P1 de 2,2 k $\Omega$  dose le niveau du signal. Un condensateur de 0,47  $\mu$ F sert de liaison entre le curseur de P1 et un filtre RC en T attaquant la base du BC109. Celle-ci est polarisée par le pont R3-R4.

Le collecteur est chargé par R5 (47 k $\Omega$ ) qui polarise également la base du 2N3906. L'émetteur, quant à lui, est polarisé par le pont de résistances R6-R7. Le point commun est en liaison avec un électrochimique de 22  $\mu$ F donc l'autre extrémité est reliée à un potentiomètre P2 de 100 $\Omega$ .



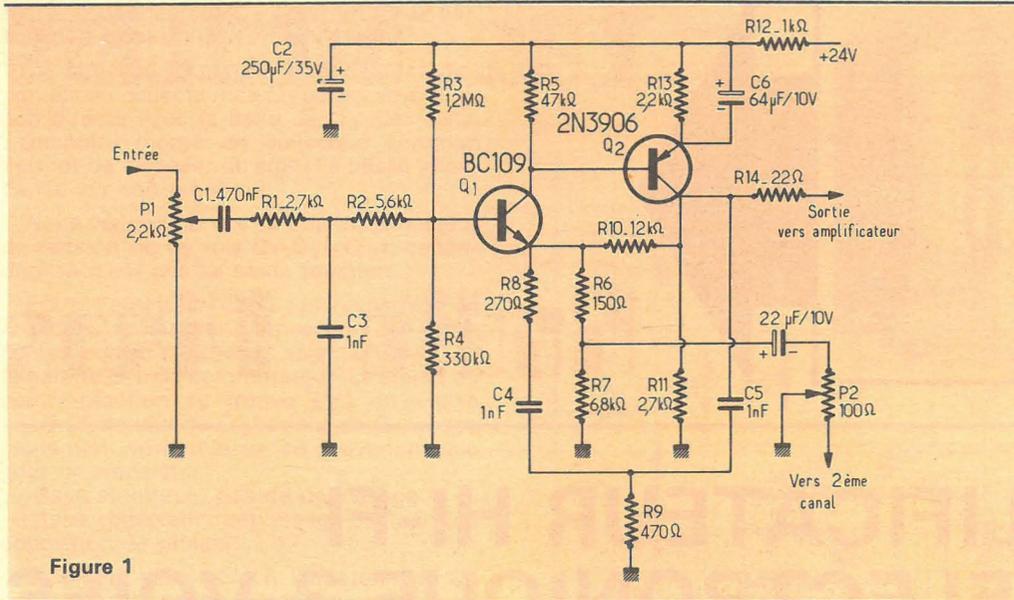


Figure 1

Le curseur de ce potentiomètre est à la masse tandis que l'autre extrémité est reliée au préamplificateur d'attaque du deuxième canal.

P2 sert donc de balance de façon à obtenir en sortie deux tensions identiques.

Entre le collecteur de Q2 et l'émetteur de Q1, nous remarquons un autre filtre en T. Le rôle de ces deux filtres est de limiter la bande passante de la table de mixage à environ 40 kHz, ce qui est largement suffisant pour les besoins de la BF.

La pente d'atténuation de ces filtres est de 12 dB/octave.

### CARACTERISTIQUES DU MODULE

- Tension d'alimentation : 24 V
- Distorsion harmonique : < 0,03 %
- Bande passante : 20 Hz à 40 kHz
- Impédance de sortie : < 150 Ω

### Le circuit imprimé

Le circuit vu du côté cuivre est présenté figure 2 à l'échelle 1. Ce circuit supporte deux préamplis d'attaque (stéréophonique).

Le dessin des pistes n'est pas trop complexe quel que soit le procédé de gravure utilisé.

La largeur des bandes est de 1,27 mm et le diamètre des pastilles de 2,54 mm. Tous les perçages pourront être effectués avec un foret de 0,8 mm.

### Cablage du module

On peut le voir à la figure 3. Le module étant symétrique pour les deux canaux, nous trouvons à gauche les composants marqués suivant leur valeur nominale et à droite selon les symboles attribués sur le schéma de principe (C1 → 470 nF, R5 → 47 kΩ, etc.). Cette forme de plan de câblage évite également la présence d'une nomenclature assez longue.

Signalons que, comme à l'habitude, les résistances doivent être d'excellente qualité (à couche métallique si possible).

La tension d'isolement des condensateurs électrochimiques sera de 35 volts et la puissance des résistances de 0,5 W.

B. Duval

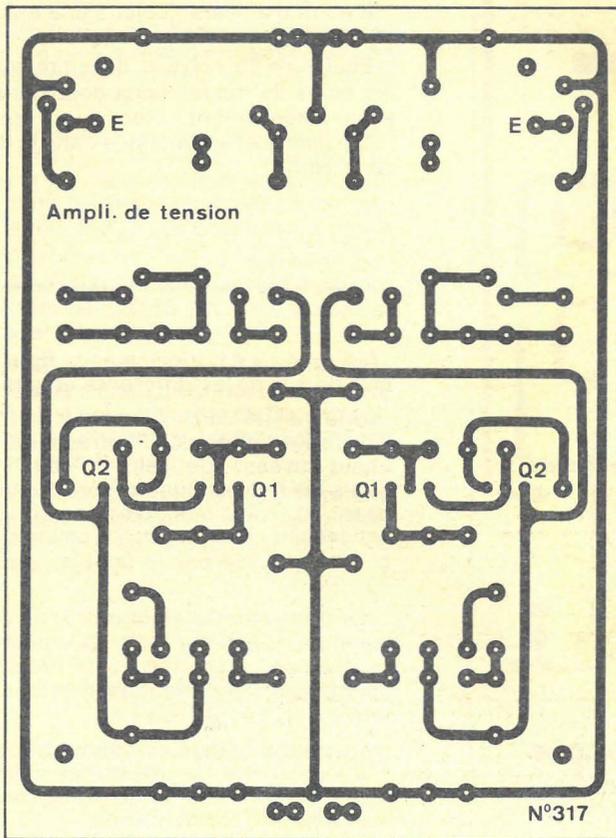


Figure 2

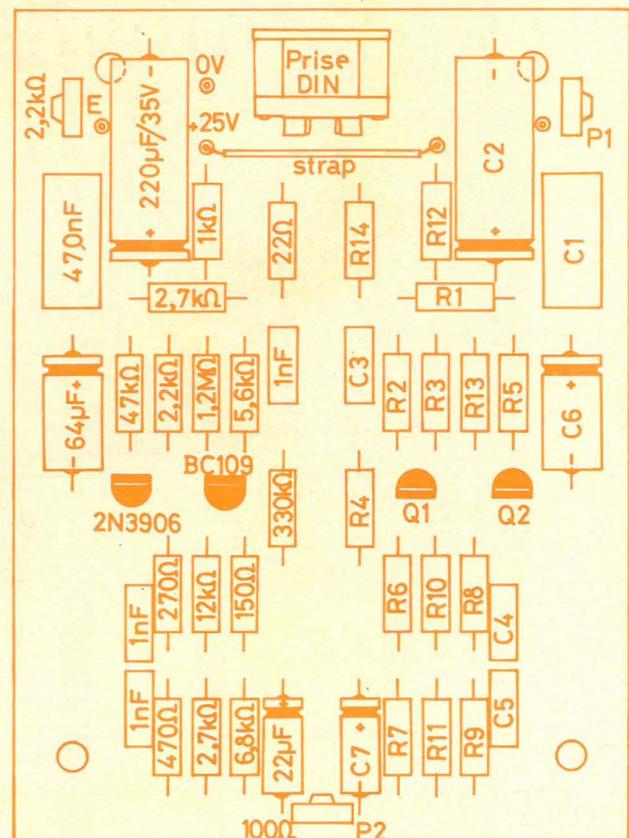
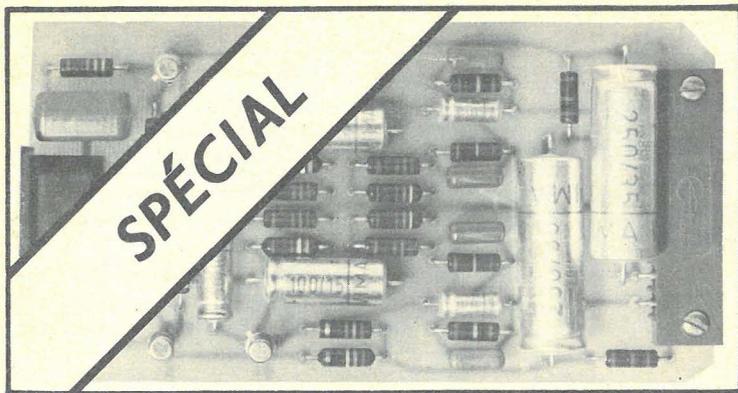


Figure 3



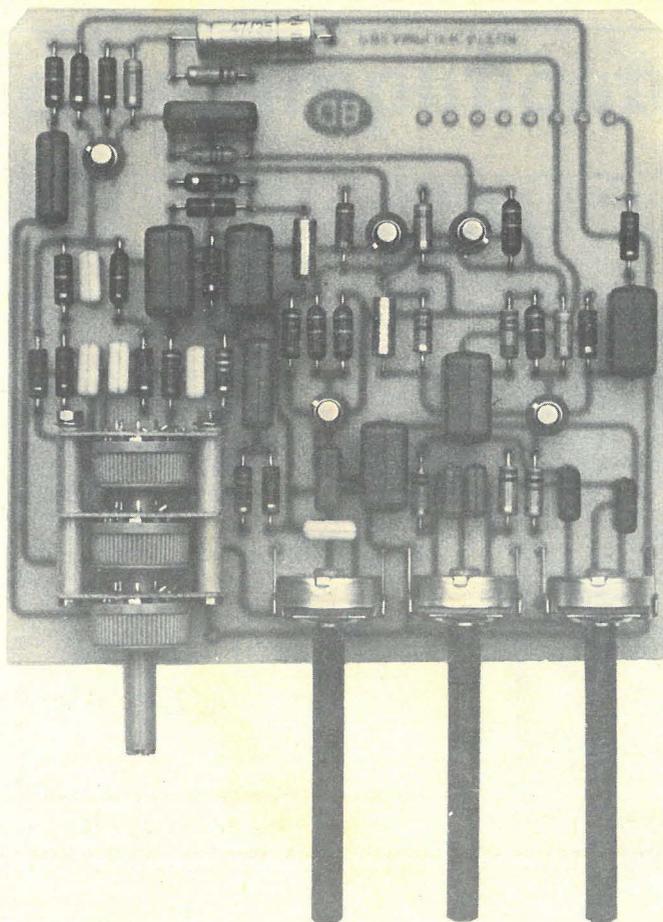
# Les modules

# Radio Plans

## AMPLIFICATEUR HI-FI A FILTRAGE ELECTRONIQUE 3 VOIES

4<sup>e</sup> partie (voir les numéros 310-311 et 312)

### le préamplificateur-correcteur



Le module préamplificateur proposé pour cette étude est de conception simple mais d'un fonctionnement remarquable.

Il a fait d'ailleurs l'objet d'une étude dans une précédente série de modules.

Equipé de six entrées, il peut recevoir tous les types de modulations dont nous disposons actuellement, bien que l'entrée PU Piézo puisse être contestée dans le domaine de la HI-FI.

#### ● Le schéma

Le schéma de principe de la **figure 1** permet de suivre les différents étages.

Une galette du commutateur de fonctions (S1a) sélectionne dès l'entrée les signaux à « haut niveau » de ceux à « bas niveau ». Seuls les faibles signaux sont transmis à la base du transistor d'entrée  $Q_1$  par le condensateur de liaison  $C_1$ . La base de celui-ci est polarisée par le pont de résistances  $R_2 - R_4$ .

Ce transistor  $Q_1$  étant monté en émetteur commun, c'est sur son collecteur que la modulation amplifiée est recueillie, la charge collecteur étant assurée par la résistance  $R_3$ .

Ce premier étage est alimenté à partir du + 20V général, la résistance chutrice  $R_8$  fixant le potentiel et le condensateur  $C_4$  assurant un rôle de filtrage.

La base du transistor  $Q_2$  est polarisée à partir du collecteur de  $Q_1$  par la résistance

R<sub>6</sub>, le condensateur C<sub>3</sub> assurant lui la liaison du signal entre les deux étages.

De nouveau amplifiée, la modulation disponible au collecteur de Q<sub>2</sub> se trouve en liaison directe avec la base de Q<sub>3</sub>. Cet étage « Tampon » monté en collecteur commun permet de disposer du signal à basse impédance sur son émetteur.

Nous venons de voir le rôle amplificateur de tension de ce trio Q<sub>1</sub>-Q<sub>2</sub>-« Q<sub>3</sub> », cependant là n'est pas sa seule fonction.

Entre l'émetteur de Q<sub>3</sub> et l'émetteur de Q<sub>1</sub>, nous remarquons l'insertion des différentes contre-réactions, sélectionnées par la galette S<sub>1b</sub> du commutateur. Le signal de contre-réaction se trouve être en phase entre l'émetteur de Q<sub>3</sub> et celui de Q<sub>1</sub>, chose facilement vérifiable en se souvenant que pour un transistor :

- Base émetteur : pas de déphasage.
- Base collecteur : déphasage de 180° (ou opposition de phase).

Le signal disponible à l'émetteur de Q<sub>3</sub> est transmis par le condensateur C<sub>11</sub> à un pont résistif R<sub>21</sub>-R<sub>22</sub>. Le rôle de celui-ci est de pouvoir disposer pour les entrées « bas niveau » (PU magnétique, PU Piézo micro et magnétophone) d'une sensibilité égale, au niveau de la galette S<sub>1c</sub> du commutateur, à celle des entrées « haut niveau » (auxiliaire et tuner), soit 250 mV. Ainsi, lors des commutations de programmes, de PU magnétique à tuner par exemple, il ne sera pas nécessaire de retoucher au réglage du volume.

Le point commun de la galette S<sub>1c</sub> est relié à l'extrémité du potentiomètre de volume P<sub>2</sub>. Le condensateur C<sub>12</sub> shuntant celui-ci supprime les risques d'oscillations du montage.

C'est également sur le point « chaud » de P<sub>2</sub> que sont prélevées les informations pour l'enregistrement sur bande magnétique. On peut donc à tout moment et quelle que soit la position du commutateur faire de la copie (sortie « Monitoring »).

Le condensateur C<sub>13</sub> sert de liaison entre le curseur de P<sub>2</sub> et la base du transistor Q<sub>4</sub>. Celui-ci est monté en collecteur commun et permet donc d'attaquer l'entrée du correcteur de tonalité du type Baxandall à basse impédance.

Celui-ci est très efficace puisqu'il permet une variation de ±20 dB pour des basses et ±16 dB pour les aigus.

Ce réseau correcteur apportant une forte atténuation au signal, il est nécessaire de le réamplifier, ce qui est le rôle de Q<sub>5</sub>, transistor monté en émetteur commun donc en amplificateur de tension.

Le conducteur C<sub>20</sub> sert de liaison entre le collecteur de Q<sub>5</sub> et la sortie du préamplificateur ; le niveau du signal est alors de 500 mV efficaces.

### ● Le circuit imprimé

Le tracé des pistes cuivrées est donné à l'échelle 1 à la figure 2.

Les dimensions de la carte sont de 127 × 127 mm.

La largeur des pistes est de 1,27 mm et le diamètre des pastilles de 2,54 mm.

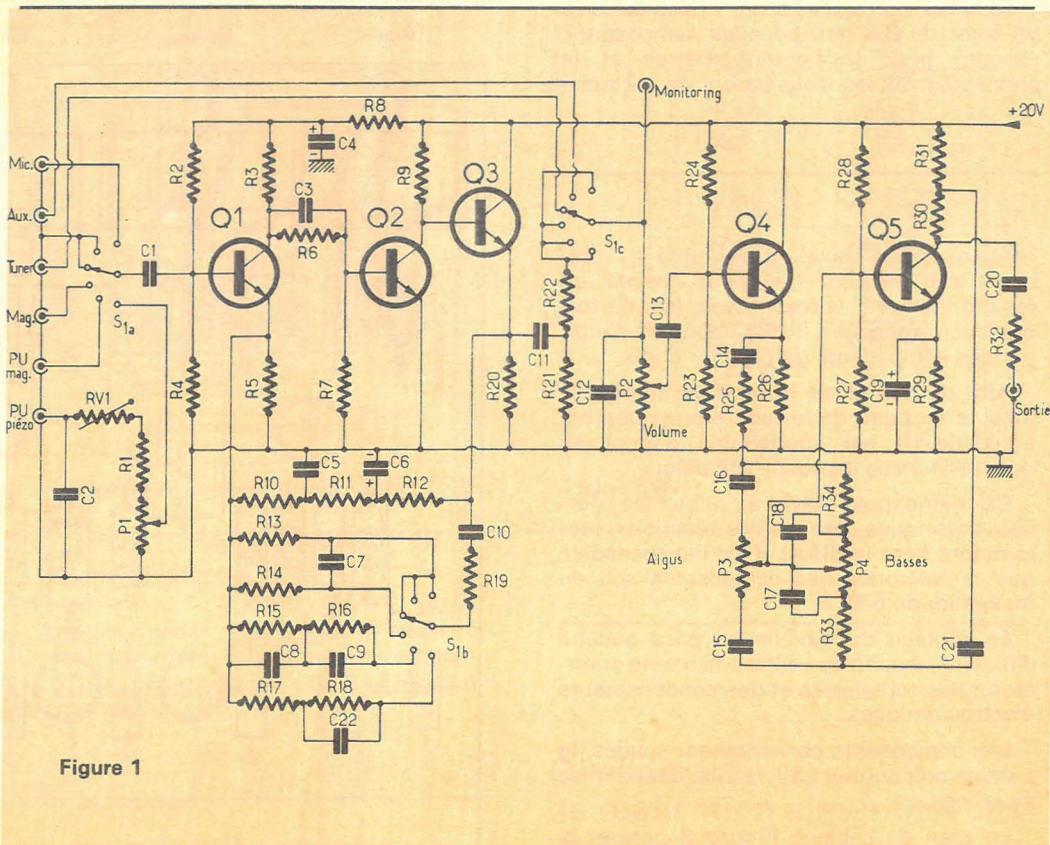


Figure 1

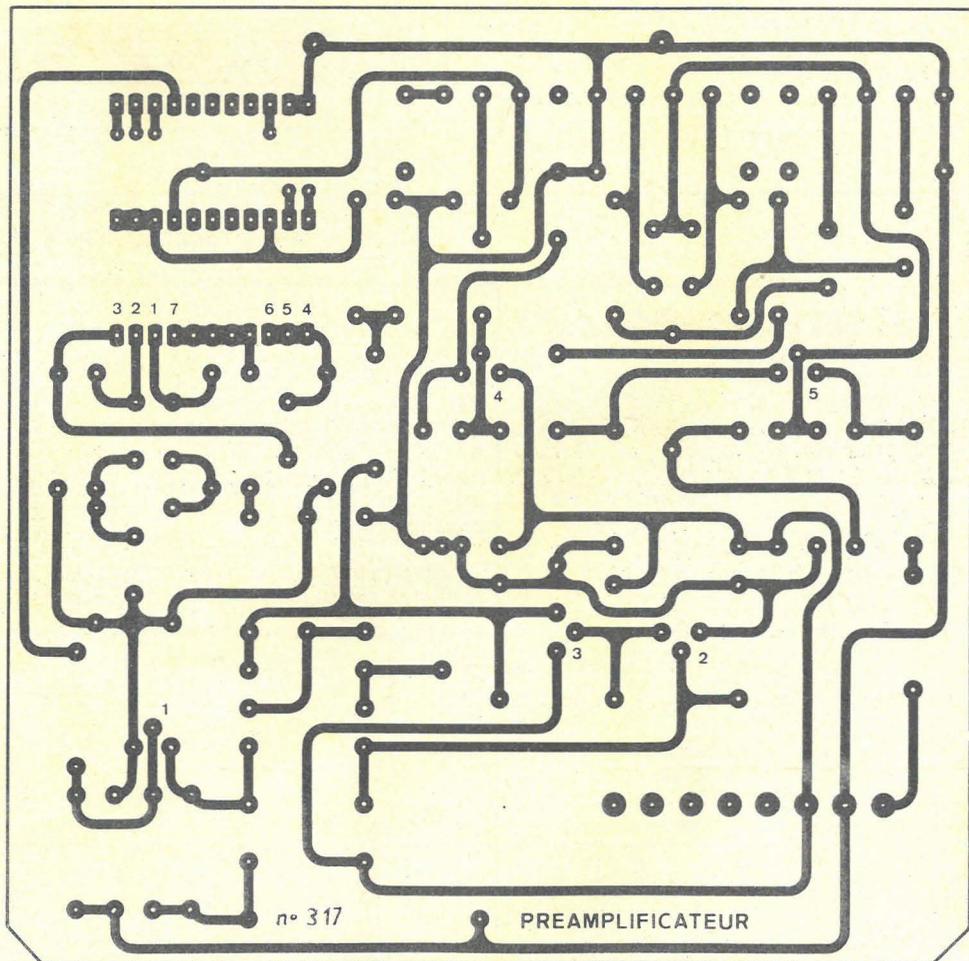


Figure 2

Tous les perçages seront effectués avec un foret de 0,8 mm pour les composants, excepté pour les potentiomètres et le connecteur où les trous seront de 1,2 mm.

### • Le module

Avant toute chose, il est utile de préciser aux lecteurs que pour obtenir un fonctionnement correct avec les performances annoncées, il est impératif d'utiliser des composants de premier choix.

Afin de minimiser le bruit de souffle du module au point de le rendre pratiquement inaudible, il est souhaitable d'employer des résistances à couche métallique.

De même, pour suivre au mieux les courbes théoriques des contre-réactions (notamment pour la RIAA), il est indispensable que la tolérance des composants soit au maximum de 5 %.

Le câblage du module ne pose aucune difficulté ; il suffit de veiller à la bonne orientation des transistors et des condensateurs électrochimiques.

Les composants correctement soudés, le module doit donner satisfaction dès sa mise sous tension.

Le plan de câblage **Figure 3** permet la mise en place des éléments. Ceux-ci étant repérés par leurs symboles, il suffit de se reporter à la nomenclature.

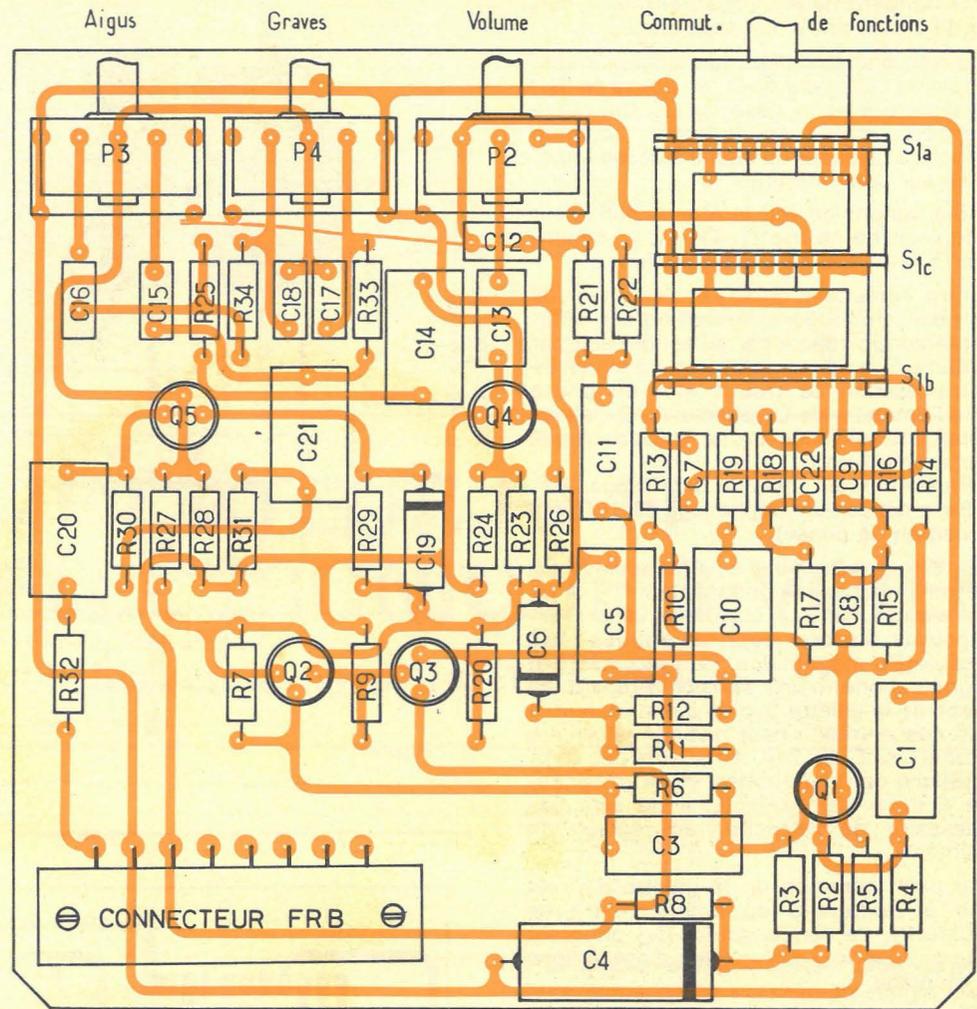


Figure 3

### Nomenclature des éléments

Résistances à couche métallique si possible  $\pm 5\%$  ou  $\pm 2\%$  0,5 W.

R 1 — 10 k $\Omega$   
 R 2 — 1 M $\Omega$   
 R 3 — 47 k $\Omega$   
 R 4 — 82 k $\Omega$   
 R 5 — 1,5 k $\Omega$   
 R 6 — 2,2 M $\Omega$   
 R 7 — 470 k $\Omega$   
 R 8 — 10 k $\Omega$   
 R 9 — 47 k $\Omega$   
 R 10 — 3,3 k $\Omega$   
 R 11 — 3,3 k $\Omega$   
 R 12 — 15 k $\Omega$   
 R 13 — 39 k $\Omega$   
 R 14 — 1 M $\Omega$   
 R 15 — 82 k $\Omega$   
 R 16 — 1 M $\Omega$   
 R 17 — 120 k $\Omega$   
 R 18 — 1 M $\Omega$   
 R 19 — 4,7 k $\Omega$   
 R 20 — 4,7 k $\Omega$   
 R 21 — 1 M $\Omega$   
 R 22 — 6,8 k $\Omega$   
 R 23 — 470 k $\Omega$   
 R 24 — 470 k $\Omega$   
 R 25 — 1 k $\Omega$

R26 — 4,7 k $\Omega$   
 R27 — 47 k $\Omega$   
 R28 — 470 k $\Omega$   
 R29 — 680  $\Omega$   
 R30 — 2,7 k $\Omega$   
 R31 — 2,2 k $\Omega$   
 R32 — 6,8 k $\Omega$   
 R33 — 10 k $\Omega$   
 R34 — 10 k $\Omega$

Condensateurs à sorties radiales ou plastique métallisé ou au polycarbonate.

C 1 — 470 nF  
 C 2 — 3,3 nF  
 C 3 — 470 nF  
 C 5 — 1  $\mu$ F  
 C 7 — 2,2 nF  
 C 8 — 1  $\mu$ F  
 C 9 — 3,3 nF  
 C 10 — 1  $\mu$ F  
 C 11 — 470 nF  
 C 12 — 100 pF  
 C 13 — 220 nF  
 C 14 — 1  $\mu$ F  
 C 15 — 10 nF  
 C 16 — 10 nF  
 C 17 — 47 nF  
 C 18 — 47 nF

C20 — 1  $\mu$ F  
 C21 — 1  $\mu$ F  
 C22 — 3,3 nF

Condensateurs électrochimiques

C 4 — 50  $\mu$ F ou 47  $\mu$ F/35 V  
 C 6 — 22  $\mu$ F/10 V  
 C 19 — 47  $\mu$ F/10 V

Potentiomètres

RV1 — 4 k $\Omega$  au pas de 5,08  
 P1 — 10 k $\Omega$  au pas de 5,08  
 P2 — 22 k $\Omega$  lin (P205 Radhiom)  
 P4 — 100 k $\Omega$  lin (P205 Radhiom)

Transistors

Q<sub>1</sub> à Q<sub>5</sub> — BC109 (B ou C) Motorola ou Sescasem

Commutateur de fonctions Jeanrenaud

Réf. : ensemble de 1 RBP — 12 ADP + 2 RBP — 12 SP  
 1 circuit 6 positions N/C/C

Nota :

Nous signalons que les condensateurs à sorties radiales utilisés pour la maquette sont de marque WIMA, des séries MKS ou FKS ou FKC.  
 Distributeur : Tranchant électronique — BP 61 — 91401 Orsay.

## ● Câblage des fils blindés

Le raccordement des blindés nécessite quelques explications. Nous remarquons à la Figure 2 (circuit côté cuivré) qu'à l'emplacement du commutateur de fonctions sont gravés des chiffres de 1 à 7.

Face à ces chiffres sur deux des galettes, il existe des petites pastilles :  
Galette supérieure : 3 - 2 - 1 - 6.  
Galette du milieu : 5 - 4 - 7.

Voici le raccordement des entrées à effectuer en fils blindés en fonction de ces données.

- 1 — Entrée PU Pièzo
- 2 — Entrée PU Magnétique
- 3 — Entrée Magnétophone
- 4 — Entrée Tuner
- 5 — Entrée Auxiliaire
- 6 — Entrée Microphone
- 7 — Sortie Enregistrement.

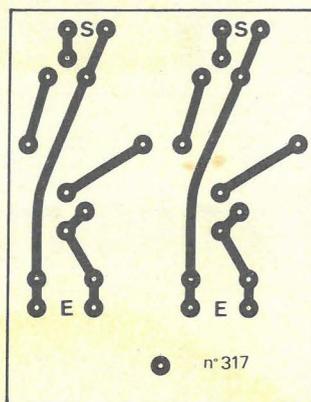


Figure 4

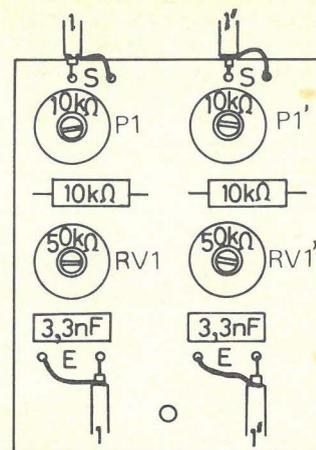


Figure 5

Les fils blindés repérés par la lettre « S » sont à raccorder aux commutateurs de fonctions. De même pour les lettres « E » qui vont à la prise DIN « PU pièzo ».

## Caractéristiques techniques du module

Sensibilité des entrées

- PU Magnétique : 3 mV
- PU Pièzo : 20 mV
- Magnétophone : 4 mV
- Tuner : 250 mV
- Auxiliaire : 250 mV
- Microphone : 10 mV

Impédances d'entrées

- Tuner et auxiliaire : 100 kΩ
- PU Magnétique : 47 kΩ
- PU Pièzo : ajustable
- Magnétophone - microphone : 47 kΩ

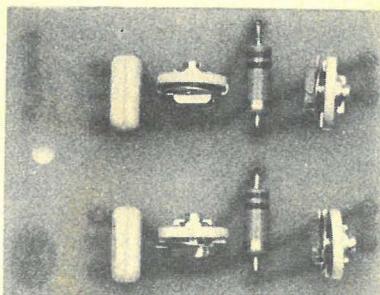
- Distorsion harmonique : 0,02 %
- Egalisation RIAA : ±1 dB
- Contrôle de tonalité
- Basses ±20 dB
- Aigus ±16 dB
- Signal de sortie : 500 mV eff.
- Consommation : 7 mA.
- Alimentation : 20 volts.

## ● L'entrée PU Pièzo

Les éléments adaptateurs de l'entrée PU Pizo ne figurent pas sur le module, ceux-ci sont câblés sur un petit circuit imprimé. Le tracé de celui-ci est indiqué à la figure 4. L'implantation des éléments est donnée à la figure 5.

Ce petit module sera placé à proximité de la prise DIN correspondante.

Le potentiomètre ajustable RV1 permet d'adapter l'impédance d'entrée du préamplificateur à celle de la cellule utilisée. Le potentiomètre P1 quant à lui ajuste la sensibilité d'entrée de façon à ne pas saturer le module.



## ● Contrôles dynamiques

Injecter un signal de 3 mV eff à l'entrée PU Magnétique. Brancher un oscilloscope sur le point chaud du potentiomètre de volume P<sub>2</sub>. En gardant constamment le même niveau d'entrée, faire varier la fréquence du générateur de 20 Hz à 20 kHz. Si la correction RIAA agit, on doit constater sur l'écran de l'oscilloscope un affaiblissement du signal en fonction de la montée en fréquence.

On peut également vérifier qu'à la fréquence de 1 kHz, le niveau du signal est bien de l'ordre de 250 mV eff.

## Nota :

Pour les lecteurs qui éprouveraient des difficultés d'approvisionnement en composants professionnels, il leur sera possible d'obtenir ce module préamplificateur en KIT complet ou câblé en en faisant la demande à M. B. DUVAL, 2, rue Clovis-Hugues, 93200 Saint-Denis

Quelle sorte de réalisation aimeriez-vous voir paraître dans notre série «les modules Radio-Plans»? Quelles améliorations espérez-vous à tous les points de vue?

## EXCEPTIONNEL!

**BATTERIES SOLDÉES**  
pour défauts d'aspect  
**VENDES 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-PROVINCE	: 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) - 69-25-53 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.

# MONTAGES PRATIQUES

## Réalisation d'enceintes acoustiques simples et économiques

Il est utile de se souvenir un peu de l'évolution des baffles et des enceintes acoustiques, depuis l'apparition des haut-parleurs dynamiques.

Au début, on montait ces derniers sur des baffles, c'est-à-dire des planches épaisses de bois, de plus de 1 x 1 m. Les basses étaient bien reproduites grâce aux baffles beaucoup plus qu'aux haut-parleurs.

Par la suite, la surface des baffles a diminué vers 80 x 80 cm, puis on a réalisé des enceintes acoustiques, de simples boîtes, fermées ou non à l'arrière, de 50 x 50 cm environ de façade et de 20 à 30 cm environ de profondeur.

Tant que la face supportant le haut-parleur est de dimensions supérieures à 50 cm 60 cm, il est toujours possible d'utiliser un haut-parleur de haute qualité et de diamètre pouvant atteindre 25, 30 et même 40 cm.

Lorsque l'ébénisterie — enceinte acoustique — est aussi petite qu'une boîte à chaussures, ayant par exemple, une façade de 18 x 28 cm environ, il est clair qu'une telle enceinte ne pourra recevoir un haut-parleur de plus de 16 cm de diamètre (voir figure 1).

Les basses ne seront plus obtenues que par des artifices dans la construction des enceintes et des membranes résonnant à des fréquences très basses. Actuellement des résultats satisfaisants à l'oreille peuvent être obtenus, mais le problème de la grande puissance reste posé avec des tous petits haut-parleurs.

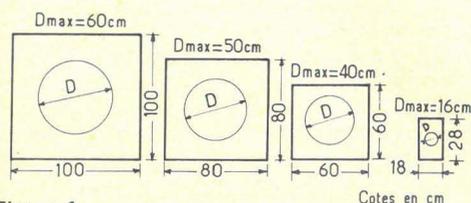


Figure 1

Il est donc intéressant, dans certains cas, où la puissance et la reproduction normale des basses sont primordiales, de revenir à des méthodes plus classiques utilisant des haut-parleurs de fort diamètre, par exemple 30 cm au plus, et des enceintes de dimensions non limitées par la mode ou le veto des maîtresses de maison. Celles-ci peuvent toutefois recevoir satisfaction par d'autres moyens. En effet, dans certains cas, le problème de l'encombrement peut être résolu en utilisant des enceintes dont la base est de dimensions relativement réduites mais dont la hauteur est grande, cette dimension n'encombrant pas un local au point de vue de sa surface, seul encombrement pouvant être gênant (voir figure 2). Le modèle de cette figure a un volume de 90 litres et une base de 30 X 30 cm, une hauteur de 1 m. Le problème qui se pose est le suivant :

Comment obtenir un très bon compromis entre la qualité du son (principalement la courbe de réponse favorable aux basses, médium et aiguës), l'encombrement, l'esthétique et l'économie ?

Etudions séparément ces quatre exigences.

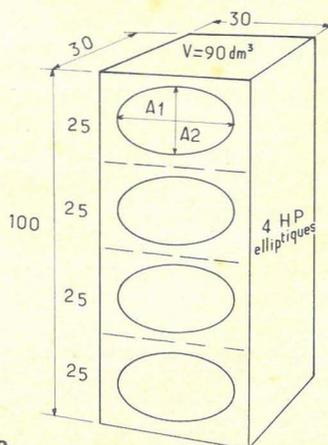


Figure 2

### LA QUALITE DU SON

Elle dépend aussi bien de la source des signaux appliqués au haut-parleur qu'à ces derniers associés aux enceintes. Comme les reproducteurs sont placés à la terminaison de la chaîne amplificatrice, il est évident qu'ils ne fourniront que des sons conformes, dans le meilleur cas, aux signaux BF reçus. Ceux-ci doivent être de qualité.

Il est donc conseillé aux amateurs de HI-FI de requérir de préférence, des amplificateurs de puissance modérée : 10 à 20 W au plus et, en totalité s'il s'agit de stéréophonie (donc 2 fois 5 à 2 fois 10 W) mais de haute qualité plutôt que des amplificateurs puissants, par exemple 40 W (ou 2 fois 20 W) 50 W, 100 W et plus, mais de moindre qualité. Actuellement, on sait réaliser d'excellents amplificateurs avec du matériel relativement bon marché : transistors, diodes, circuits intégrés, résistances, condensateurs, commutateurs potentiomètres, etc... Pour qu'il y ait HI-FI, il suffit d'adopter un bon schéma et de l'exécuter avec des composants bien étalonnés. Ce qui coûte cher c'est la puissance. Il faut alors prévoir des dispositifs de dissipation de la chaleur, pour les transistors de puissance, plus chers que les autres, des coffrets bien étudiés, des dispositifs de régulation et des alimentations plus compliqués donc plus onéreux.

Le montage des amplificateurs de grande puissance est plus délicat que celui des autres. De plus, des amplificateurs de très grande puissance exigent des haut-parleurs dont la puissance est la même ou supérieure et ces reproducteurs sont extrêmement chers, valant parfois plusieurs milliers de francs. Des haut-parleurs insuffisamment puissants seront rapidement détériorés. La bonne qualité de son est dépendante aussi de l'adaptation correcte de la sortie de l'amplificateur aux haut-parleurs utilisés.

Une mauvaise adaptation (par exemple  $15\Omega$  sur  $2\Omega$  au lieu de  $15\Omega$  sur  $15\Omega$ ) peut faire disparaître les basses ou, au contraire, les exagérer mais avec beaucoup de distorsion. De plus une mauvaise adaptation entraîne une diminution de rendement donc de puissance.

Dans ce cas, pour retrouver la puissance acoustique requise, on augmente la puissance électrique de l'amplificateur et par conséquent sa distorsion (voir figure 3).

## L'ENCOMBREMENT ET L'ESTHETIQUE

Il existe plusieurs moyens pour diminuer réellement ou en apparence, l'encombrement dû aux enceintes acoustiques. Voici les principales solutions les plus intéressantes :

1) Adoption d'enceintes acoustiques commerciales, de petites dimensions dont certaines sont bien étudiées, mais coûtent plus cher que d'autres. Ces enceintes doivent contenir d'excellents haut-parleurs, parfois 2, 3 ou 4 dans une même enceinte. Si toutefois, on désire une grande puissance, il faudra se résoudre à utiliser des enceintes plus grandes pouvant loger des haut-parleurs de puissance. A la figure 4 on montre une enceinte avec 4 haut-parleurs spécialisés.

2) Utilisation d'enceintes de grandes dimensions, camouflées par un procédé quelconque. C'est une excellente solution, mais nécessite le plus souvent des travaux d'aménagement des locaux.

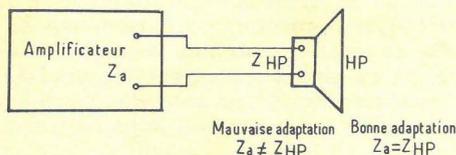


Figure 3

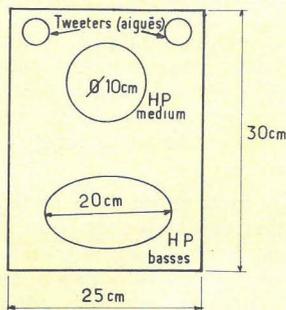


Figure 4

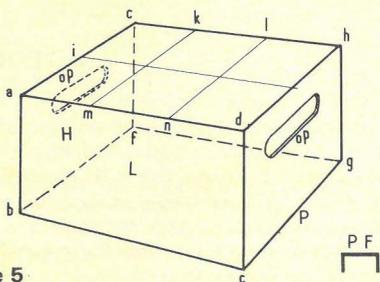


Figure 5

3) Emploi de meubles existants comme enceintes acoustiques.

4) Variation d'enceintes de dimensions suffisantes décorées de façon à ce qu'elles contribuent à l'esthétique du local, au lieu de le déparer. Nous laisserons de côté la première solution, car elle se passe de commentaires. Nous dirons toutefois, à son sujet qu'il y a toujours intérêt à utiliser les enceintes recommandées par le constructeur de l'amplificateur et non des enceintes pouvant être excellentes, mais étudiées pour d'autres amplificateurs. Celles-ci ne s'adapteront pas aussi bien à l'amplificateur considéré.

## L'ECONOMIE

Sur les haut-parleurs proprement dits, l'amateur ne peut faire des économies qu'en choisissant ceux qui conviennent le mieux afin d'obtenir le maximum de rendement entre le prix du HP et les résultats requis au point de vue de la puissance et qualité du son.

Tenir compte des considérations suivantes :

1) Utiliser un modèle de puissance appropriée à celle de l'amplificateur. Généralement les HP grand modèle ont un meilleur rendement que ceux de petit diamètre.

2) Veiller à ce que l'adaptation soit bonne.

3) Un seul HP à large bande peut être plus économique que deux, trois ou même quatre HP à bandes limitées nécessitant également des filtres, car ceux-ci peuvent absorber une partie de la puissance disponible.

4) Prévoir une enceinte de dimensions suffisantes pour mettre en valeur les qualités du haut-parleur choisi.

5) Le haut-parleur étant bien choisi, lui adjoindre une enceinte économique si on le désire car sur cette dernière, l'économie peut être considérable en la réalisant soi-même avec des moyens divers ne nuisant en rien à la bonne qualité des sons, parfois même en l'améliorant. Le bois n'est pas obligatoirement indispensable pour les enceintes.

## ENCEINTES ECONOMIQUES

Une bonne préparation pour l'amateur désirant être bien documenté sur la fabrication des enceintes acoustiques contenant des haut-parleurs, est la lecture d'un ouvrage spécialement destiné à l'étude pratique de ces dispositifs par exemple, l'ouvrage cité comme référence 1 à la fin de cet article.

Voici maintenant des procédés de fabrication, de construction et de montage, réellement économiques et aboutissant à des enceintes possédant d'excellentes qualités, comparables à celles des enceintes acoustiques commerciales.

Plusieurs cas sont à considérer :

- 1) Enceintes de forme classique
- 2) Enceintes de forme nouvelle ou originale
- 3) Enceintes utilisant des meubles existants
- 4) Enceintes dissimulées dans les murs.

## Enceintes de forme classique

La forme la plus répandue est celle du parallélépipède, plus familièrement désigné sous le nom de « boîte rectangulaire ».

Le matériau utilisé est le bois ce qui est excellent mais présente aussi des inconvénients : le bois apporte des résonances qu'il convient d'éliminer par l'emploi de revêtements amortisseurs, il coûte cher, il est difficile à travailler lorsque l'amateur — constructeur ne possède ni les connaissances du menuisier — ébéniste ni ses outils.

Comme matériau de remplacement on utilisera des boîtes en carton employées comme emballages pour les appareils radio - TV - électroménagers particulièrement lourds et encombrants.

Ces boîtes ou emballages sont très rigides, pratiquement insonores, faciles à transformer, et à aménager. Leur plus grand mérite est surtout de ne coûter rien. L'amateur n'aura besoin d'aucun outil spécial. Il découpera le carton avec de gros ciseaux ou des clous, effectuera des mises en forme à la main.

Ces boîtes pourront être réduites à ses moindres dimensions, les panneaux restant pourront servir à renforcer les parois conservées et à réaliser des cloisonnements destinés à allonger le parcours des ondes sonores. De plus, ces boîtes se prêteront très bien à la décoration, car il sera facile de les recouvrir de surfaces de toute nature : tissus, plastique, papiers et même peinture. De la forme rectangulaire il sera également facile de passer à d'autres formes, par exemple de boîtes à base triangulaire ou trapézoïdale.

## Exemple d'enceinte réalisée avec boîte en carton d'emballage.

Les meilleures, au point de vue qui nous intéresse ici sont les boîtes des appareils lourds : téléviseurs, tubes cathodiques, réfrigérateurs, machine à laver le linge ou la vaisselle, cuisinières...

Celle dont nous disposions était une boîte d'emballage de téléviseur de dimensions modérées mais suffisantes pour réaliser une enceinte de tout premier ordre. Il s'agit d'une boîte de téléviseur Radiola très rigide, comme il convient à un emballage d'appareil nécessitant une excellente protection. Les dimensions de cette boîte sont : H = 45 cm ; L = 60 cm ; P = 38 cm (voir figure 5), la base de la boîte est bcgf et la face supérieure est un quatre portes aijd pivotant autour de ad, iehd pivotant autour de eh, aekm pivotant autour de ae, lhdn pivotant autour de dh. Il y a au milieu de la face supérieure, recouvrement partiel de parties pivotantes d'ouverture de la boîte.

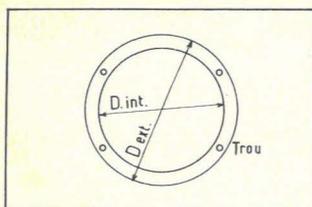


Figure 6

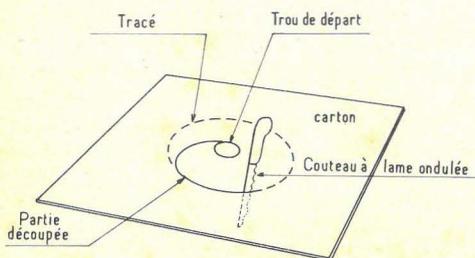


Figure 7

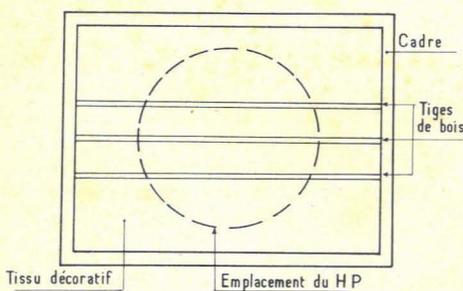


Figure 8

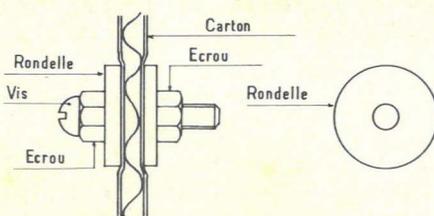


Figure 9

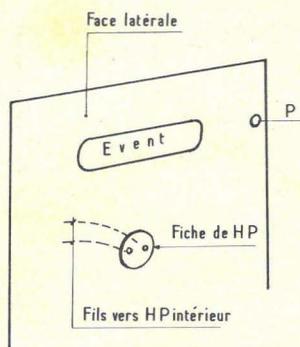


Figure 10

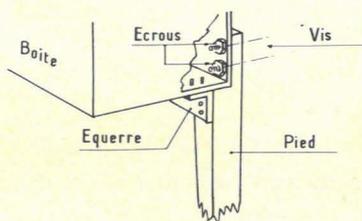


Figure 11

Des pièces de fixation PF, indiquées à la figure 5 genre agrafes (ou attaches), très robustes, sont utilisées en grand nombre pour cet emballage pour la fermeture de la boîte pendant son transport. Nous avons conservé ces pièces de fixation. Avec cette boîte, plusieurs versions d'enceintes seront réalisables, nous commencerons par la plus simple :

#### Version 1

La boîte reste telle quelle quant à ses formes et ses dimensions. On disposera ainsi d'une enceinte de 45 x 60 x 38 cm ce qui donne 102 litres (ou  $dm^3$ ) c'est-à-dire 1/10 de mètre cube. Ce volume est suffisant pour obtenir de bonnes basses. Il restera à établir l'emplacement du haut-parleur. Supposons que celui-ci soit circulaire et de 25 cm de diamètre.

Procéder dans l'ordre suivant :

1) Ouvrir complètement la boîte grâce aux parties mobiles constituant la face supérieure aehg ;

2) Retourner la boîte en posant par terre, la face fehg (voir figure 5) de ce fait la face apposée abcd sera en haut et accessible à sa transformation ;

3) Tracer les diagonales ac et bd pour trouver le « centre » du rectangle abcd, à leur intersection et poser à plat le HP de façon à ce qu'il se trouve bien au milieu du rectangle abcd.

4) Tracer à l'aide d'un crayon, le contour du saladier du haut-parleur ainsi que les emplacements des trous de fixation comme on le voit sur la figure 6. Soit Dext le diamètre du contour circulaire tracé de cette façon.

5) Enlever le HP et à l'aide d'un compas tracer un cercle de diamètre plus petit, Dint, ayant le même centre. La valeur de Dint doit être telle que les trous de fixation soient à 5 mm au plus du cercle intérieur. Celui-ci doit toutefois être égal à celui de la membrane du haut-parleur.

Si le HP est de 25 cm nominalement, il se peut que Dext soit supérieur à 25 cm et Dint inférieur à cette valeur.

Tenir compte des dimensions réelles de ces deux diamètres.

6) Décomposer très soigneusement le cercle intérieur. Ce travail se fait aisément avec un couteau bien aiguisé, avec un couteau à tranchant ondulé ou encore mieux avec un couteau électrique ou une bonne scie à bois ou à métaux (voir figure 7).

7) Indiquons aussi que l'on trouve dans le commerce des enjoliveurs. Si l'on désire monter un accessoire de ce genre, il devra avoir des dimensions suffisantes et dans ce cas, établir le trou de diamètre Dint de façon à ce que l'enjoliveur puisse se fixer. Un enjoliveur simple se fait avec quelques tiges de bois (voir figure 8).

8) Les deux ouvertures OP (voir figure 5) ont servi primitivement comme « poignées » permettant le déplacement de la boîte. Dans la nouvelle destinée de cette boîte promue au rang d'enceinte, les ouvertures deviendront les événements du bass-reflex ainsi réalisés.

9) Monter le HP derrière le trou pratiqué préalablement à l'aide de vis et écrous. La fixation se faisant sur carton, il faudra utiliser des rondelles afin de la renforcer comme on le montre à la figure. Ces rondelles devront avoir un diamètre intérieur légèrement supérieur à celui de la vis, tandis que son diamètre extérieur sera de 12 mm au moins.

Ce décolletage se trouve dans les grands magasins aux rayons quincaillerie, électricité, bricolage, etc... (voir figure 9).

Ayant serré les quatre vis (mais pas trop pour ne pas écraser le carton) badigeonner la partie de la vis avec de la gomme-laque ou du vernis à ongles, ce dernier étant préférable car en cas de démontage il sera enlevé aisément avec le dissolvant qui lui est associé.

10) Souder les deux fils de branchement aux cosses adéquates et prévoir une fiche de branchement à deux points de contact sur une paroi latérale de l'enceinte, par exemple au-dessus de l'un des événements OP (voir figure 10).

11) On pourra alors refermer la paroi aehd à l'aide de ruban adhésif. Au point de vue électrique, l'enceinte sera terminée et si elle est munie d'un très bon HP à large bande et résonance vers 40 à 60 Hz, la reproduction musicale sera des plus agréables grâce aussi aux 100 litres de volume.

La décoration se fera selon les goûts de chacun, tout est permis sauf de fixer sur la boîte des pièces métalliques pouvant vibrer.

Des pieds pourront être fixés. On en trouve dans les grands magasins (voir figure 11). Cette enceinte se placera, normalement avec la base primitive bcgf (figure 5) vers le bas et la face abcd vers les auditeurs.

Sur la face supérieure aehd, on pourra poser des objets légers, non susceptibles de vibrer. Surtout pas de porcelaines ou de verres car ils pourraient se briser par résonance. D'autres versions moins simples seront décrites dans un autre article.

M. LEONARD

Référence : LES ENCEINTES ACOUSTIQUES HI-FI STEREO, par P. Hemardinquer et M. Léonard. En vente à la librairie parisienne de la Radio : 43, rue de Dunkerque, Paris 10e.

# Qu'est-ce qu'un oscillateur contrôlé par tension ?

par Manford L. EATON

...suivi de deux applications :  
— un fréquencemètre de précision avec contrôleur universel.  
— commande du son par la lumière.

Un oscillateur contrôlé par tension est un dispositif dans lequel la fréquence à la sortie est fonction de la tension continue à l'entrée. Les oscillateurs contrôlés par tension sont appelés aussi les « VCO » d'après l'expression américaine « Voltage Controlled Oscillator ». Ces appareils sont aussi appelés parfois des « Convertisseurs Tension/Fréquence ». De toute façon tous ces noms indiquent un appareil dans lequel la fréquence à la sortie est fonction des tensions continues à l'entrée.

Il est souhaitable qu'un VCO puisse produire une gamme étendue de fréquences (par exemple, tout le spectre audio de 20Hz à 20KHz) sans nécessité de réglage et sans nécessité de changer ni les résistances ni les condensateurs qui déterminent la gamme des fréquences sortantes pour une gamme donnée des tensions continues de contrôle à l'entrée.

Jusqu'ici les vrais VCO ayant une grande gamme de fréquence étaient trop coûteux pour des applications d'amateur ou pour les produits grand public. Cependant, il y a actuellement des VCO sur le marché ayant des performances élevées à des prix à la portée de tous. Les VCO sont des appareils avec des applications multiples pour l'expérimenteur, comme nous allons voir.

## LES CARACTERISTIQUES DES VCO

Pour utiliser efficacement les VCO il faut connaître leurs particularités et leurs paramètres de fonctionnement. Ils sont définis ci-dessous.

### 1) Gamme de fréquence :

Il y a deux caractéristiques.

a) La gamme de fréquences qu'on peut obtenir sans effectuer aucun réglage ou changer de composants.

b) Les limites en fréquences du circuit avec des changements de composants et de réglage.

En général, la gamme de variation qu'on peut obtenir sans réglages ou changements de composants avec les VCO vendus actuellement va de rapport 10 : 1 jusqu'au rapport 5000. C'est-à-dire que le rapport entre la fréquence la plus haute à la fréquence la plus basse pour une gamme donnée de tensions continues est de 10, de 100, de 1000, etc. En revanche, les limites en fréquence des VCO s'étendent en général de 0Hz à 100 kHz et plus.

### 2) Linéarité

Le rapport entre les tensions continues de contrôle et les fréquences à la sortie s'appelle la linéarité. Si des variations de tension continue à l'entrée produisent des variations proportionnelles de fréquence à la sortie le VCO est linéaire. Cette linéarité est très coûteuse. Les VCO sur le marché actuellement ont des linéarités de  $\pm 10\%$  jusqu'à  $\pm 0,001\%$ .

### 3) Stabilité de fréquence en fonction de la température

Le VCO idéal ne change pas de fréquence avec des changements de température

ambiante. Il change de fréquence uniquement en fonction des tensions continues de contrôle à l'entrée. A vrai dire le VCO idéal n'existe pas. Les spécifications de stabilité de fréquence en fonction de la température varient suivant le modèle de  $1\%/C^\circ$  à  $0,003\%/C^\circ$ . En tout cas la performance est toujours améliorée si le VCO est dans une étuve de température contrôlée.

Les caractéristiques présentées ci-dessus sont les plus importantes du VCO. Néanmoins, il y a plusieurs autres caractéristiques telles que la forme d'onde qu'on obtient à la sortie, les résistances de sortie et d'entrée, la sensibilité aux variations de l'alimentation, qui facilitent ou compliquent l'utilisation du VCO suivant l'application envisagée.

## FABRICATION DES VCO

Les VCO sont, le plus souvent, soit des modules d'une construction complexe et coûteuse, soit des circuits intégrés linéaires exigeant des circuits à composants discrets externes lesquels doivent être soigneusement réglés quand on veut changer de fréquence. Les circuits intégrés linéaires ne donnent pas, en général, une grande gamme de contrôle de fréquence et le plus souvent la distorsion aux limites des gammes de fréquences est très élevée à cause de la difficulté de fabrication des composants de précision avec la technologie monolithique. Un circuit intégré dont la fréquence ne peut varier que de  $\pm 10\%$  n'est pas vraiment un VCO. La plupart des VCO sont fabriqués soit avec des composants discrets en forme de module, soit en circuit à substrat isolant, soit une combinaison de ces deux technologies. Pour la précision, la plage de fréquence, et la protection des entrées et des sorties, les CI n'ont pas la même haute performance que les modules.

## ORCUS TYPE 40A VCO

Un VCO en module très avantageux pour l'expérimentateur est le 40A d'ORCUS International. Conçu et réalisé aux USA pour des applications industrielles, le 40A peut, par son prix et ses performances, être appliqué à des fins amateurs et professionnelles. Le circuit est protégé contre l'inversion de polarité de l'alimentation et contre des courts-circuits à sa sortie. D'ailleurs il supporte des inversions de polarité à son entrée jusqu'à 10V.

Cet oscillateur a une gamme très étendue. Le rapport de la fréquence la plus haute à la fréquence la plus basse est de 5000 : 1 sans changer aucun composant ou effectuer aucun réglage. Il n'exige aucun composant externe sauf deux petits condensateurs (10nf pour la gamme 5Hz à 25 000 Hz). La fréquence à la sortie peut être contrôlée par tensions continues dans n'importe quelle bande de fréquences ayant un rapport de 5000 : 1 jusqu'à 100KHz. La sortie du 40A donne des impulsions rectangulaires dont le facteur de forme peut être réglé entre 0,5 % et 99,5 %.

Le module n'exige qu'une seule alimentation et peut être connecté pour utiliser soit une alimentation négative, soit positive. Avec une alimentation positive les impulsions varient entre 0 et + 25 Volts et on utilise des tensions positives de contrôle à l'entrée. Avec une alimentation négative les impulsions à la sortie varient entre -25 volts et 0, on utilise des tensions négatives de contrôle à l'entrée.

Le brochage du 40A ainsi que les branchements à effectuer pour obtenir les impulsions positives et négatives sont indiqués aux figures 1 et 2.

On peut aussi contrôler la fréquence des impulsions à la sortie en utilisant un potentiomètre comme indiqué aux figures 3 et 4.

Quand le 40A est connecté comme nous l'indiquons aux figures 1 et 2, une augmentation de la tension de contrôle entraîne une augmentation de fréquence à la sortie. Il est aussi possible de brancher le VCO pour obtenir le mode d'opération inverse, c'est-à-dire qu'une augmentation de la tension continue de contrôle entraînera une diminution de la fréquence à la sortie. Ce mode de fonctionnement, pour les impulsions positives et pour les impulsions négatives, est schématisé dans les figures 5 et 6.

## APPLICATIONS DES VCO

Il y a de nombreuses applications des VCO tel que le 40A dans l'électronique : générateurs de fonctions, voltmètres digitaux, convertisseurs analogique-numérique, enregistrement de données sur bande magnétique, contrôle par ultrasons, contrôle par lignes téléphoniques, fréquen-

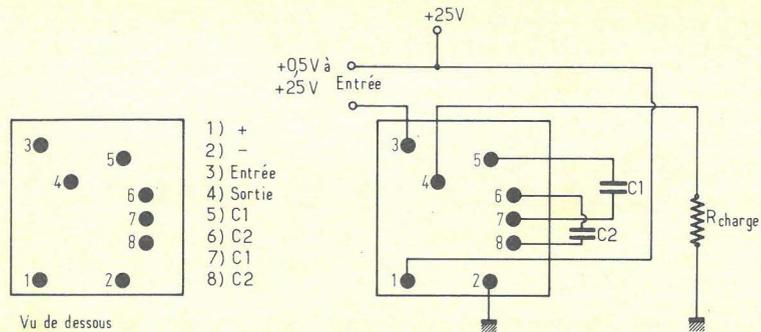


Figure 1

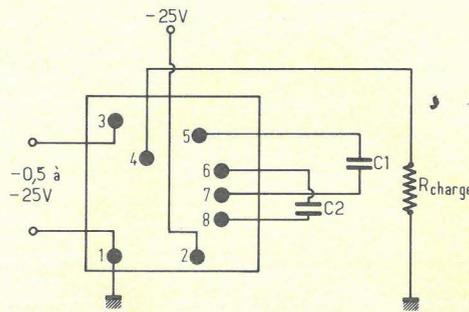


Figure 2

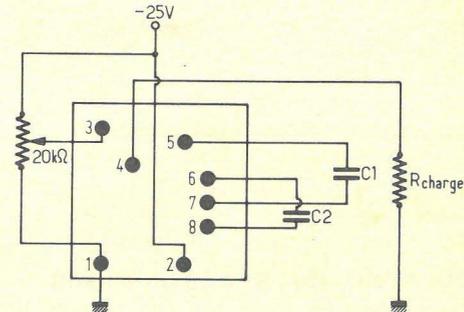


Figure 3

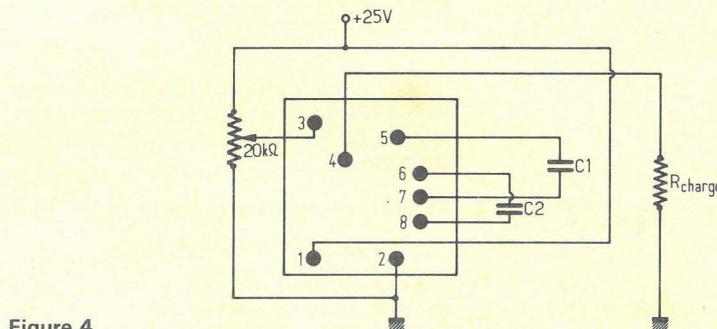


Figure 4

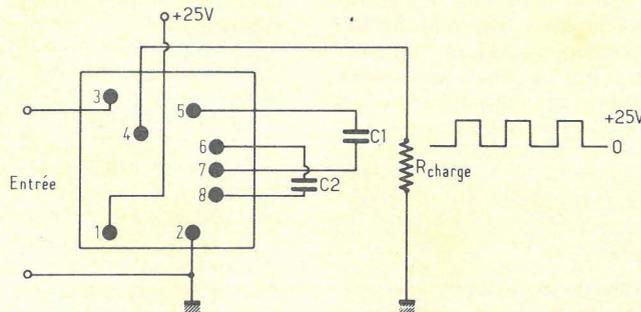


Figure 5

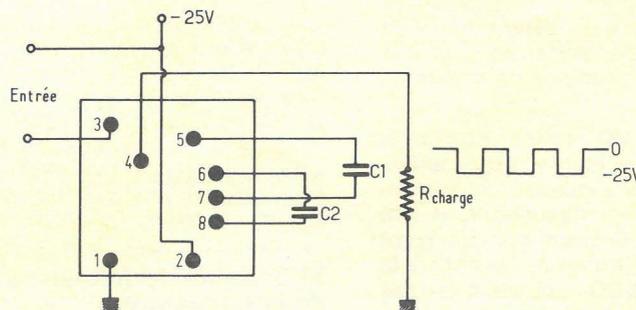


Figure 6

cemètres. Les VCO sont aussi utilisés comme oscillateurs dans les appareils musico-électroniques, et dans les orgues électroniques. Il y a également des applications comme les boucles de réaction biologiques dans laquelle le rythme alpha du cerveau est transformé en ondes audibles pour que l'on puisse contrôler soi-même son rythme alpha.

## FREQUENCEMETRE DE PRECISION AVEC UN CONTROLLEUR UNIVERSEL

En utilisant le 40A comme indiqué dans le schéma de la **figure 7** il est possible de faire des comparaisons précises entre une fréquence connue du 40A et une fréquence inconnue ( $F_x$ ). La simplicité du système est évidente et cette facilité d'emploi du 40A est typique. Le fréquencemètre de la Figure 7 est valable pour les fréquences jusqu'à 5000 Hz. Pour les fréquences au-dessus de 5KHz on peut utiliser d'autres moyens de comparaison qui seront présentés plus loin.

Il est bien connu que la stabilité en fréquence du secteur (50Hz) est très élevée (0,1 %). On sait également qu'on peut faire des comparaisons de fréquences inconnues avec la fréquence du secteur. Cependant, cette technique est valable uniquement quand la fréquence inconnue est un multiple exact de 50Hz. Autrement, on peut dire uniquement que la fréquence inconnue est entre deux multiples de 50Hz (par exemple entre 950 et 1000 Hz). Avec le système VCO décrit dans cet article il est possible de mesurer avec précision n'importe quelle fréquence.

Il est connu également que la linéarité des échelles des contrôleurs n'est pas parfaite, les lectures étant les plus précises à pleine déviation de l'aiguille. Néanmoins, le fréquencemètre que nous allons réaliser est à l'abri de ces erreurs.

Quand deux fréquences sont presque identiques on peut entendre des battements dans les deux haut-parleurs. Au fur et à mesure que les deux fréquences s'approchent ces battements ralentissent et ils cessent complètement quand les deux fréquences sont identiques.

Supposons que nous ayons une fréquence inconnue  $F_x$  dont nous voulons savoir la fréquence exacte. En réglant la tension d'entrée du 40A nous entendons les battements entre la fréquence à la sortie du VCO et la fréquence  $F_x$ . Au moment où ces battements cessent, la fréquence  $F_x$  est égale à la fréquence du 40A. Or, la fréquence du 40A étant fonction de la tension continue de l'entrée, nous pouvons faire la lecture de cette tension à l'entrée. En faisant comparaison avec un tableau de correspondances entre les tensions et les fréquences du VCO nous pouvons savoir avec précision la fréquence  $F_x$  parce qu'elle est identique à la fréquence du VCO. Nous donnerons plus

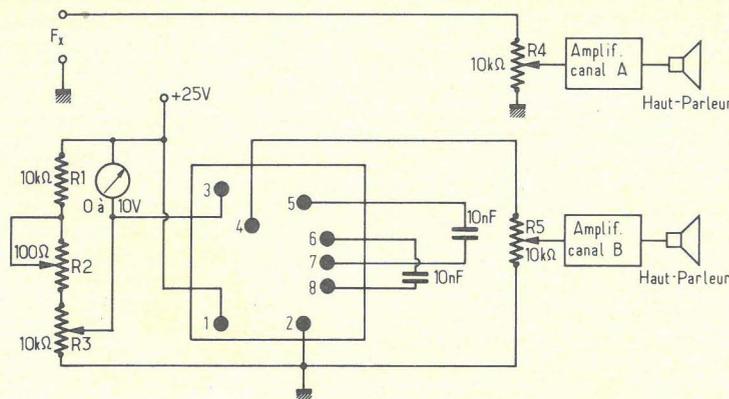


Figure 7

loin des précisions sur la préparation du tableau de comparaisons tension-fréquence.

## REALISATION PRATIQUE ET TECHNIQUE DE MESURE

Utilisez des condensateurs de 10nF pour C1 et C2 comme indiqué dans la figure 4. Cela donne une gamme de fréquence de 5 Hz à 25 000 Hz au VCO.

Les potentiomètres R4 et R5 dans la figure 7 sont mis au point minimum avant de brancher  $F_x$  et le 40A aux amplificateurs. Ensuite, ces deux potentiomètres sont réglés afin que les amplitudes dans les deux canaux soient à peu près identiques et donnent un niveau sonore moyen.

Le potentiomètre de 10KΩ (R3 de la figure 7) sert à régler la fréquence du 40A jusqu'à ce qu'on entende les battements. Le potentiomètre de 100Ω (R2), sert à régler avec précision la fréquence du VCO pour annuler les battements.

Le système présenté dans cet article est beaucoup plus précis qu'un oscillateur à réglage manuel de fréquence dans lequel il y a toujours une grande imprécision de réglage. Les potentiomètres R2 et R3 donnent donc la possibilité d'ajuster la fréquence du 40A avec une très grande précision.

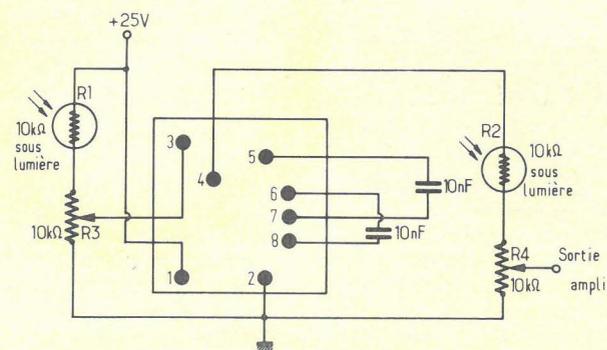


Figure 8

**ORCUS International**  
(L.A. California, U.S.A.)

**OSCILLATEURS**  
CONTROLE PAR TENSIONS

1 Hz à 100 kHz dans  
gamme de 5000: 1 ( $f_1$  à  $f_2$ )  
5 Hz à 25 kHz dans une gamme  
HAUTE LINEARITE - PRECISION  
STABILITE - PROTEGE -  
UNE ALIMENTATION - 25 V SORTIE

25 x 25 x 15 mm

**159 F**  
T.T.C.

Documentation/Schémas  
et Liste des Revendeurs : 1 F

**LAREINE MICROÉLECTRONIQUE**  
53, rue N.-D.-de-Nazareth  
75003 PARIS

## PREPARATION DU TABLEAU DE CORRESPONDANCES TENSION-FREQUENCE.

1) Utilisant un oscilloscope, réglez le balayage pour faire paraître exactement un cycle du secteur sur l'écran.

2) Branchez votre 40A à l'entrée de l'oscilloscope et réglez la tension continue de contrôle jusqu'à ce que vous obteniez exactement un cycle sur l'écran. Donc, la fréquence du 40A est exactement 50 Hz.

3) Faites la lecture de la tension continue qu'il vous faut pour obtenir 50 Hz à la sortie du VCO (entre curseur de R3 et masse). Notez cette tension sur votre tableau.

4) Répétez les manipulations 1), 2), et 3) pour 5 cycles du secteur et 5 cycles du 40A sur l'écran de l'oscilloscope. La tension qui donne 5 cycles est une fréquence de 50 Hz  $\times$  5 = 250 Hz.

Continuez ces comparaisons de fréquences pour 10 cycles, 20 cycles, 40 cycles, 60 cycles, etc. sur l'écran de l'oscilloscope. Chaque fois la fréquence obtenue égale :

(Fréquence du secteur)

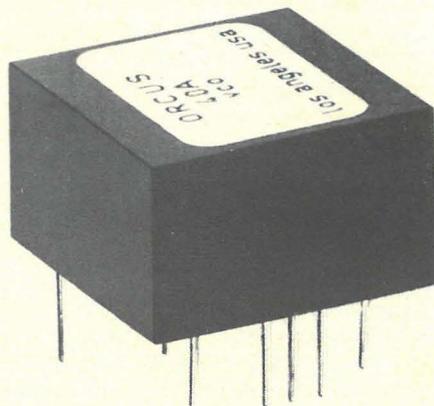
$\times$

(Cycles sur l'écran).

Donc, 60 cycles sur l'écran égale  $50 \times 60 = 3\ 000$  Hz.

Maintenant, vous avez un tableau des correspondances entre les tensions continues et fréquences sortant du 40A comme indiqué ci-dessous. Utilisez ce tableau pour faire un cadran spécial pour le contrôleur afin de faire les lectures directement en fréquence.

TENSION CONTINUE A L'ENTREE DU VCO	FREQUENCE A LA SORTIE
1 V	50 Hz
2 V	200 Hz
3,6 V	350 Hz
et ainsi de suite.	



Ce tableau est bien précis. Sa précision est celle du secteur. Il est à l'abri des imprécisions dues aux tolérances des condensateurs C1 et C2 utilisés pour fixer la gamme de fréquence du 40A. Il est également à l'abri de la non-linéarité des échelles de votre contrôleur universel.

Maintenant vous pouvez mesurer n'importe quelle fréquence jusqu'à 5 000 Hz avec une précision légèrement inférieure à 0,2 %. La source d'erreur la plus importante est l'imprécision des lectures sur le contrôleur, dûe au parallaxe. Donc, il vaut mieux utiliser un contrôleur ayant un cadran à miroir de parallaxe. Pour obtenir des résultats plus précis utilisez le fréquencemètre à une température ambiante de 20 °C ou dans une étuve thermostatée.

Nous indiquons brièvement quelques autres moyens de faire les comparaisons de fréquences utilisant la méthode décrite au-dessus. Pour les fréquences au-dessus de 5 000 Hz faites les comparaisons entre  $F_x$  et la fréquence du 40A directement sur l'oscilloscope, sans employer les haut-parleurs.

Comme le 40A peut fonctionner jusqu'à 100 KHz, vous pouvez faire des comparaisons jusqu'à cette fréquence.

Pour des comparaisons au-dessus de 100 KHz, utilisez un diviseur de fréquence entre  $F_x$  et l'oscilloscope pour diviser  $F_x$  de façon à obtenir une fréquence comprise entre 100 Hz et 100 KHz.

### SON CONTROLÉ PAR LA LUMIÈRE

Avec le 40A vous pouvez faire des appareils de mesure de précision tels que les fréquencemètres, générateurs de fonctions, convertisseurs analogique-numérique mais vous pouvez aussi réaliser des appareils de musico-électronique, systèmes de contrôle, boucles de réaction biologiques.

Tout le monde sait contrôler la lumière avec de la musique. Vous pouvez faire cela avec le 40A aussi. Mais même plus intéressant est de contrôler la musique avec de la lumière. Vous pouvez obtenir de la musique très calme ou bien « extra-terrestre » selon vos goûts musicaux (voir figure 8).

Pour réaliser un tel système de contrôle du son par la lumière, fonctionnant sur toute la gamme des fréquences audios, vous avez besoin de deux potentiomètres, deux photorésistances, et un 40A VCO. On voit immédiatement la facilité d'emploi du 40A.

Réglez les deux potentiomètres pour que les modulations de fréquence et d'amplitude soient dans les bandes audios et d'amplitude moyenne quand il y a de la lumière. Pour une modulation de fréquence différente de celle de l'amplitude utilisez deux sources de lumière. Bien sûr, avec deux ou trois VCO vous pouvez organiser un véritable orchestre... ■

# ORCUS Int.

## Oscillateur commandé par tension

Type 40A-DC à 100 KHz  
rapport 5 000 : 1  
5 Hz à 25 000 Hz

dans une seule gamme sans composants externes (sauf 2 condensateurs de 10 nF)

1 SEULE ALIMENTATION (25 V)

HAUTE PRÉCISION  
(linéarité 0,1 %)

DUTY CYCLE  
réglable 0,5 à 99,5 %

SORTIE DE PUISSANCE  
(25 V - 1,5 K $\Omega$ )

HAUTE STABILITÉ  
(PPM étuve)

### Applications :

- Voltmètres digitaux
- Fréquencemètres grandes gammes
- Générateurs de fonction
- Modulation en Fréquence
- Synthétiseurs de son
- Conversions Analogiques Numériques, etc...

Documentation et tarif

**Sieber Scientific S.A.**

103, rue du Mal Oudinot  
54000 NANCY

Magasin de vente :

**Sieber Scientific S.A.**

25, rue Violet - 75015 PARIS

Téléphone : 734-52-85

(Métro : La Motte-Picquet)



## appliquée aux circuits imprimés

## Les posemètres

M. — Alors tu as ton appareil photo et tu as choisi un film ?

E. — Oui, et maintenant il va falloir les utiliser.

M. — C'est-à-dire prendre des photos. Es-tu sûr qu'il ne te manque rien ?

E. — Et que me faudrait-il de plus qu'un appareil chargé de film ?

M. — Pour avoir un négatif utilisable à chaque fois que tu appuies sur le bouton de déclenchement, c'est peut-être un peu court, jeune homme.

E. — Encore tes phrases sybillines. Que me faut-il encore ?

M. — Ce qu'il te faut, c'est le moyen de régler ton appareil, c'est-à-dire un posemètre.

E. — Pourquoi cela ? Je te signale que dans l'emballage de mon film se trouvait une petite feuille sur laquelle était imprimée une série de petits idéogrammes tels que : une montagne, une petite plage, une baigneuse en chaste deux-pièces avec le soleil dans le dos, toute une série de ciels du plus couvert au plus limpide et une fille langoureusement allongée sur son « transat » à l'ombre du toit de sa résidence secondaire. En face de ces dessins, un chiffre « F » chaque fois différent, le tout pour une vitesse immuable de 1/125.

Avec tous ces détails, tu voudrais encore que je m'offre un posemètre ?

M. — Il ne faut pas se contenter de cette collection de miniatures symbolistes. Admettons par exemple que tu as un film couleur dans ton appareil.

Tu dois savoir, même par ouï dire combien la pose exacte peut influencer non seulement sur la densité de la diapo, mais aussi sur le rendu des couleurs.

E. — Bien sûr, mais les indications sont assez précises.

M. — Justement pas. Les situations sont différentes et uniques à chaque fois : heure du jour, période de l'année, brume, arbre, sable, mur réfléchissant, l'angle des rayons du soleil par rapport à l'axe de visée, la couleur et le pouvoir réflecteur du sujet, etc.

Sans compter que, dans une même prise de vues, on a un mélange de conditions qui nécessitent des précautions et une sélection.

E. — D'accord, mais avec un film noir et blanc...

M. — Malheureux, tu as déjà oublié ce que nous avons dit des films et de leur rapidité.

E. — Je vois ce que tu veux dire. La vitesse réelle du film est fonction de la manière dont il est développé. Si je n'utilise pas le révélateur recommandé par le fabricant, ces indications ne sont plus valables.

M. — Oui, mais il y a plus grave. Quand nous aborderons le chapitre « développement », tu verras combien la pose d'un film noir et blanc est chose délicate (presque autant que pour la couleur) si l'on veut tirer vraiment le maximum d'une pellicule. Donc toutes les remarques faites plus haut pour le film couleur s'appliquent également pour le noir et blanc.

E. — Peux-tu me conseiller pour l'achat d'un posemètre ?

M. — D'accord, mais il y a un petit examen préliminaire. Connais-tu bien ton appareil photo ?

E. — Nous n'allons pas tout recommander !

M. — Non, rassures-toi, nous allons simplement préciser quelques notions : comment règles-tu la pose sur ton appareil ?

E. — En choisissant une vitesse d'obturation et un diaphragme, nous avons déjà vu ça.

M. — Et qu'est-ce qui t'indique ce réglage ?

E. — Le posemètre, quand tu te seras décidé à m'en conseiller un.

M. — Nous avons donc trois indications

- 1) L'indication du posemètre.
- 2) L'indication de la vitesse d'obturation sur l'échelle appropriée.
- 3) L'indication de l'ouverture du diaphragme sur le barillet de l'optique, en face du repère de la bague de réglage.

Ces trois indications sont des valeurs nominales.

E. — Donc, elles sont affectées d'un coefficient d'erreur.

M. — C'est cela même. En électronique par exemple, il y a plusieurs classes de composants possédant chacune son coefficient de précision plus ou moins grand : tout cela est normalisé.

En photographie (photo d'amateur s'entend) en revanche il n'y a qu'une seule classe de précision.

E. — Donc une seule classe de tolérance. Quelle est-elle ?

M. — Tiens-toi bien, toi qui es habitué à la précision : elle est de 30 %.

E. — Non !!!

M. — Si la valeur réelle du temps d'obturation est contenue dans des limites de  $\pm 15\%$ , l'indication est réputée exacte.

De même pour la valeur réelle du diaphragme. Même chose pour un posemètre.

E. — En comptant bien, si les erreurs sont toutes dans le même sens, elles s'ajoutent jusqu'à totaliser une erreur de 50 %.

M. — Et cela pour un appareil neuf et correctement contrôlé (ce n'est pas toujours le cas).

Pour un appareil qui a déjà servi, l'erreur peut très facilement atteindre 100 %. Je peux même te citer un cas où l'accumulation d'erreurs atteignait un diaphragme et demi, soit 150 %, et cela avec un appareil à cellule incorporée.

E. — Pourquoi alors avoir accepté des normes d'une précision aussi médiocre ?

M. — Tu as bien fait de poser cette question.

Il y a plusieurs raisons à ce choix en apparence peu rigoureux.

D'abord c'est qu'en pratique, dans la majorité des cas, les erreurs, au lieu de s'ajouter, s'annulent et le résultat final est très acceptable en valeur relative. Cela est vrai quelle que soit la tolérance adaptée.

Mais la principale raison de cette fourchette de 15 %, c'est la manière dont réagissent les films en général aux variations de pose.

On constate qu'en dehors de l'examen densitométrique d'un film, on n'apprécie (à l'œil nu) une différence de pose qu'à partir d'un tiers de diaphragme, et dans la pratique, une différence plus petite ne tire pas à conséquence, même pour les films couleur. C'est par ailleurs pour cette raison que les posemètres courants portent des indications de demi en demi diaphragme et les posemètres les plus précis de tiers en tiers de diaphragme.

E. — Tu me rassures un peu. Ce qui reste à faire, si j'ai bien compris, c'est étalonner, toujours étalonner !

M. — Tu viens de réussir ton examen de passage. Nous pouvons donc commencer à parler des posemètres.

On peut les diviser en deux grandes catégories d'après la nature de la cellule captrice de lumière : ceux au sélénium et ceux au sulfure de cadmium dits CdS. Les cellules au sélénium sont photoémissives : la cellule génère un courant électrique qui est fonction de la lumière qu'elle reçoit. Ce courant est de l'ordre de quelques microampères.

Les cellules au CdS sont dites photorésistantes, c'est-à-dire que la résistance de l'élément de mesure au sulfure de cadmium est fonction de l'intensité de la lumière et c'est cette résistance que l'on mesure.

E. — Quel est le meilleur type ?

M. — Pour en juger, il faut connaître les qualités que l'on attend d'un posemètre.

Cet appareil étant transportable, sa première qualité doit être la robustesse.

E. — Est-ce vraiment nécessaire ?

M. — Je pense bien. Une sacoche de photographe qui heurte le chambranle d'une porte fait subir au posemètre un choc qui est loin d'être négligeable.

J'ai vu des posemètres à réparer à cause d'une sacoche posée à terre un peu brutalement.

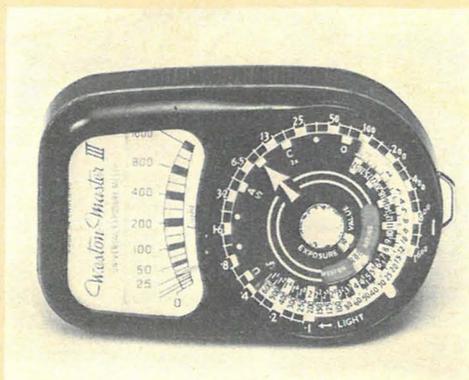
Les cellules au sélénium, étant donné le faible courant qu'elles fournissent, ont pour appareil de mesure un microampèremètre, objet relativement délicat.

En revanche, les appareils de mesure pour les cellules au CdS ont des équipages mobiles beaucoup plus robustes étant donné le courant plus important de travail (l'alimentation se fait sous 1,2 ou 2,4 volts).

Pour la robustesse, l'avantage ira au CdS.

E. — Ensuite ?

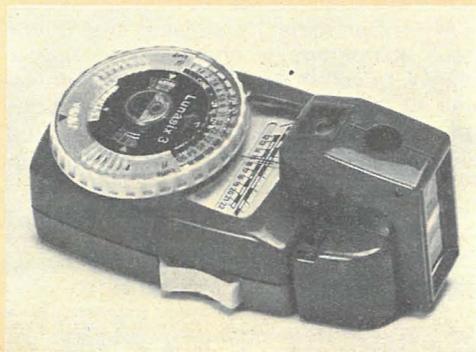
M. — Il faut qu'un posemètre soit fidèle, c'est-à-dire qu'il doit donner la même indication dans des situations identiques.



Le Spotmeter est un posemètre étonnant. L'angle de mesure est de 1° seulement. A 10 m la plage mesurée est un cercle d'environ 10 cm de diamètre. L'élément sensible est au CdS. La visée se fait au travers d'un système optique comportant un objectif et un pentaprisme, et la plage de même est visualisée par un petit cercle au centre du champ visible dans l'oculaire\*. La mesure ne se fait qu'en lumière réfléchie, et il y a deux échelles de sensibilité. Pas de blocage de l'aiguille.

\* Egalement visible dans le champ l'aiguille du milliampèremètre.

La cellule Weston est une des premières cellules de précision au sélénium à être commercialisée. Elle possède deux échelles de sensibilité, et son disque calculeur est particulièrement pratique à utiliser. Le modèle présenté comporte l'indice de pose Weston, aujourd'hui abandonné (l'indice Weston est décalé de 1/3 par rapport à l'indice ASA ex : 80 Weston = 100 ASA). Les modèles récents sont étalonnés en degrés ASA, et possèdent le blocage de l'aiguille. Pour la mesure en lumière incidente il faut acheter l'accessoire ad hoc, livré séparément.



La Lunasix est sans aucun doute le posemètre, « pour amateurs » le plus « flexible » sur le marché. Avec un élément sensible au CdS, il a 2 échelles de sensibilités couvrant le rapport 1 à 2 000 000 (valeurs de luminance de 1 à 22)\* Le fabricant livre en accessoire un dispositif pour visée télémétrique (notre illustration) qui ramène l'angle de visée de 30° à 15° ou bien à 7,5°. Egalement intéressant, un « additif labor » qui en fait un posemètre d'agrandissement remarquable.

\* Il possède un diffuseur sphérique incorporé pour la mesure en lumière incidente. L'aiguille est blocable.

E. — Ça va de soi, il me semble !

M. — Pas tout à fait. En principe les deux types de posemètre sont fidèles, avec une légère restriction pour les CdS.

En effet, ce type de cellule est doté d'une certaine rémanence ; si tu préfères, il possède une certaine « mémoire » de ce qu'il vient de « voir » et cela pendant un certain temps. Par exemple, si on vient de faire une mesure en plein soleil et que, tout de suite

après, on fait une mesure à l'intérieur d'une maison, elle risque d'être fautive si on n'a pas laissé passer un certain temps (variable suivant les appareils).

Cependant, il faut dire que ce défaut est même sensible sur les appareils à deux échelles de mesure : une pour les conditions de forte lumière et une pour les lumières faibles.

E. — Mais alors, les cellules au CdS, ce n'est pas valable !

M. — Pas du tout. Il suffit de le savoir et d'en tenir compte, ou alors d'utiliser une cellule au sélénium lorsqu'on photographie en plein soleil.

De toute manière, les changements brusques de lamination sont assez rares.

E. — *Bien. Mais ce qui est important, c'est la sensibilité. Quel est le comportement des deux types de cellule sur ce point ?*

M. — Il y a dans les deux catégories des cellules très sensibles. La sensibilité des cellules au sélénium dépend essentiellement de la surface de l'élément sensible disponible. C'est pourquoi beaucoup de fabricants font ce qu'ils appellent des « amplificateurs » : cellules supplémentaires qui se branchent en parallèle sur la cellule existante. La sensibilité est généralement quadruplée, c'est-à-dire que l'on peut lire jusqu'à deux diaphragmes supplémentaires.

Malgré tout, en général, la sensibilité en lumière atténuée est meilleure avec les cellules au CdS et les plus performantes peuvent donner une lecture précise même dans des conditions de quasi obscurité.

E. — *Mais c'est très alléchant.*

M. — Pourtant, un petit mot de mise en garde. Lorsque le posemètre est assez sensible pour donner une indication du genre :

f : 5,6 12 mn

il faut encore savoir l'interpréter, sinon cette sensibilité devient du gadget.

E. — *Je vois, il faut se référer au coefficient de Schwarzschild.*

M. — Précisément. Mais en plus il faut savoir ce que l'on veut au plan esthétique pour appliquer une correction, mais nous en reparlerons.

E. — *Donc si on ne sait pas s'en servir, ne pas se préoccuper d'une sensibilité extrême.*

M. — C'est cela même. Donc ici, sauf cas particulier, **pas d'avantage spécial** (malgré les apparences) **pour les CdS.**

Autre caractéristique importante des cellules : la possibilité d'effectuer une lecture soit en lumière incidente, soit en lumière réfléchie.

E. — *C'est-à-dire ?*

M. — Voilà. La lecture en lumière incidente consiste à mesurer la lumière qui tombe sur le sujet.

La lecture en lumière réfléchie consiste à mesurer la lumière qui réfléchit le sujet.

E. — *Comment procède-t-on ?*

M. — Je vais y venir après avoir terminé les comparaisons entre les deux catégories de cellule.

La possibilité de faire ces deux types de mesure est donnée par la présence d'un diffuseur-intégrateur qu'on peut placer devant l'élément sensible.

Pour autant que je sache, toutes les cellules du commerce, qu'elles soient CdS ou sélénium, en sont aujourd'hui pourvues, et ce n'est que pour quelques rares exceptions, comme la Weston, qu'il faut l'acheter comme accessoire supplémentaire. Donc, à ce point de vue, égalité.

E. — *Qu'y a-t-il d'autre ?*

M. — Une caractéristique très importante que l'on appelle l'**angle d'acceptation**, c'est-

à-dire l'angle où elle mesure tout ce qui peut lui envoyer de la lumière.

A l'intérieur de cet angle, la cellule intègre tout ce qu'elle voit et en donne une mesure unique. En général, une cellule du commerce sans accessoire a un angle d'acceptation qui varie entre **30° et 40°.**

E. — *Je ne saisis pas très bien l'importance de cette caractéristique.*

M. — Prenons un cas extrême : tu te trouves dans une église et tu veux photographier un petit vitrail dans la coupole, tout là-haut.

Tu pointes ton posemètre et qu'obtiens-tu ?

E. — *Oui, que vais-je obtenir ?*

M. — Une lecture totalement erronée.

E. — *Du simple fait de l'éloignement du vitrail ?*

M. — Non, mais du fait que la cellule voit en même temps que le vitrail une énorme proportion de mur sombre. Et si tu utilises la mesure que te donne le posemètre, le vitrail sera de 8 à 20 fois (ou davantage) surexposé.

E. — *Solution ?*

M. — Il faut pour ce genre de mesure une cellule qui ait un angle d'acceptation assez petit pour ne voir, de l'endroit où tu te trouves, que le vitrail et rien d'autre.

E. — *Comment fait-on pour avoir un petit angle d'acceptation ?*

M. — Il existe des posemètres spécialement conçus pour un tout petit angle comme le « spot-meter » qui a un angle de mesure de 1° et qui comporte une optique de visée et un pentaprisme ; dans le champ, la plage de mesure est marquée par un petit cercle. Je te dis tout de suite qu'il est plutôt cher.

Autrement, il existe pour certains posemètres « normaux » comme le « Lunasix », un accessoire qui permet la visée réflex et un rétrécissement du champ de visée de manière à obtenir des angles de visée de 15° ou de 7,5°.

Là, les prismes sont relativement abordables, et à l'usage, j'ai trouvé cette combinaison extrêmement efficace.

E. — *Ce système est-il valable pour les deux types de cellule ?*

M. — Non, uniquement pour les CdS. La relativement faible sensibilité des cellules au sélénium qui nécessite l'emploi de cellules à grande surface n'a pas permis de construire des éléments à champ réduit satisfaisants.

E. — *Les CdS sembleraient donc être les meilleures.*

M. — Dans une certaine mesure et sur le papier, peut-être bien, mais je te dirais que j'ai depuis quinze ans une Lunasix qui ne m'a jamais déçu et que j'utilise encore chaque fois que je le peux, en particulier en extérieur. Mais j'ai des amis reporters-photographes qui ne jurent que par le Weston qui est également au sélénium.

E. — *Alors, si j'avais à choisir, quel type me conseillerais-tu : sélénium ou CdS ?*

M. — La question n'est pas là, chaque type a ses avantages. Le principal est de savoir quelles caractéristiques tu

recherches et choisir le posemètre qui correspond.

Pour essayer de cerner le problème, voyons un peu comment on effectue une mesure au posemètre.

E. — *Pour ma part, je pointe, je lis et je reporte sur mon appareil les indications fournies par le posemètre.*

M. — Et quand tu développes ta pellicule, tu constates que certaines photos sont « louppées » et tu trouves ça tout naturel ?

E. — ...

M. — Ce n'est pas une question de chance mais de technique. Prenons un cas très simple. Tu photographies ta femme accoudée sur le parapet du pont de l'Alma. Tu cadres uniquement le buste d'un point de visée assez bas. Comment procèdes-tu ?

E. — *Comme je viens de te le dire, je pointe le posemètre dans la direction de ma femme, je lis...*

M. — *De l'endroit où tu te trouves ?*

E. — *Oui.*

M. — Tu ne crois pas qu'en procédant ainsi tu risques d'avoir un peu trop de ciel dans le champ ? Tu risques à la limite d'avoir ta femme tellement sous-exposée que tu auras peut-être un joli contre-jour, mais à coup sûr pas un portrait de ta femme.

E. — *Et que dois-je faire alors ?*

M. — Examinons les possibilités de manœuvres dans ce cas. La solution de facilité c'est d'abord de penser à éliminer le ciel du champ de vision du posemètre et de le pointer, non pas vers le visage de ta femme à l'endroit où tu es, mais bien plus bas pour être sûr de ne pas « voir » le ciel. Par un jour couvert, avec une lumière ambiante diffuse, cette façon de procéder peut donner d'excellents résultats.

E. — *Alors je m'y tiens.*

M. — Oui, mais si le ciel est clair et que le visage de ta femme est dans l'ombre, ce n'est plus valable à cause de la réverbération du soleil sur le sol jouant le même rôle que le ciel tout à l'heure.

E. — *Alors ?*

M. — Tu fais deux pas, tu approches le posemètre tout près du visage de ta femme (sans projeter pour autant une ombre supplémentaire) et tu fais ta mesure uniquement sur le visage qui est le sujet central de la photo.

Au cas où tu ne voudrais pas quitter ta position de prise de vue, tu peux utiliser une autre méthode. Tu places ta main libre de telle façon que la paume soit éclairée de la même manière que le visage à photographier et tu fais la mesure en approchant le posemètre de cette paume.

E. — *Quelle science !*

M. — De la même manière que M. Jourdain faisait de la prose sans le savoir, en utilisant les trois méthodes que nous venons d'énoncer, tu travaillais en lumière réfléchie.

E. — *Ces mesures paraissent très valables et, qui plus est, universelles.*

M. — La méthode a pourtant ses limites. Elles sont dues au fait que les cellules sont

étalonnées de façon à donner une lecture telle que les sujets mesurés seront rendus par un gris moyen.

*E. — Mais lorsque les sujets sont très noirs ou très blancs ?*

*M. — Justement, dans le cas où la couleur propre du sujet diffère du gris moyen, la méthode dans son principe, est en défaut.*

*E. — Ta méthode n'est donc pas applicable.*

*M. — Si, car on trouve du gris moyen un peu partout.*

*E. — Mais qu'est-ce que le gris moyen ?*

*M. — J'y venais. Même si tu n'as pas de gris moyen, tu peux le transporter sur toi. Tu achètes chez Kodak une « grey card » ou charte grise : c'est un carton gris qui a une réflectance de 20 %, c'est-à-dire qu'il réfléchit 20 % de la lumière qu'il reçoit.*

*E. — Dans tout cela, que devient la méthode de la lumière incidente ?*

*M. — Ah nous y voilà ! Je te dis tout de suite que la méthode par lumière incidente, là où elle est applicable, donne la lecture la plus sûre.*

Elle consiste donc à mesurer la lumière qui tombe sur le sujet...

*E. — A l'aide du diffuseur que je ne manquerais pas de trouver sur mon posemètre comme tu me l'as déjà dit, mais comment ?*

*M. — Le principe est très simple. Tu places le diffuseur sur le posemètre. Tu mets ton posemètre à la place du sujet.*

Tu pointes en direction de la place que tu occuperas pour faire ta photo et tu prends ta mesure.

Tu n'as plus qu'à te fier à ta lecture les yeux fermés, sans t'occuper ni de la couleur du sujet, ni de l'angle d'acceptation du posemètre (ça ne joue plus aucun rôle), ni de savoir si tu as ta charte grise en poche.

*E. — Voilà donc la solution universelle !*

*M. — Attention, j'ai bien dit que c'était la meilleure solution là où elle était applicable.*

*E. — Quels sont les cas où elle ne l'est pas ?*

*M. — Essentiellement pour le cas où le sujet important se trouve dans une situation telle que la lumière ambiante ne donne aucune indication quant au sujet.*

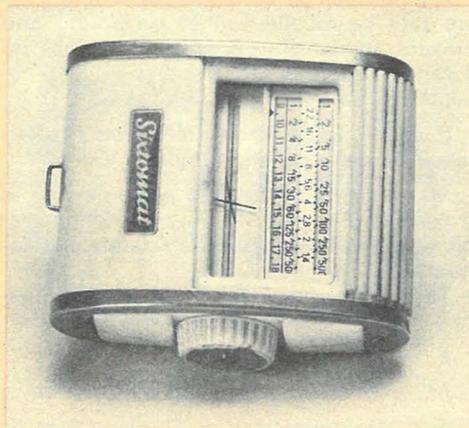
*E. — Ça me paraît assez obscure, si j'ose dire.*

*M. — Je vais te donner deux exemples. Reprenons le cas du vitrail. De l'intérieur de l'église, le vitrail est lui-même une source de lumière. Par conséquent, une mesure en lumière incidente serait valable pour l'intérieur de l'église mais ne donnerait aucune indication sur le vitrail.*

*E. — C'est logique.*

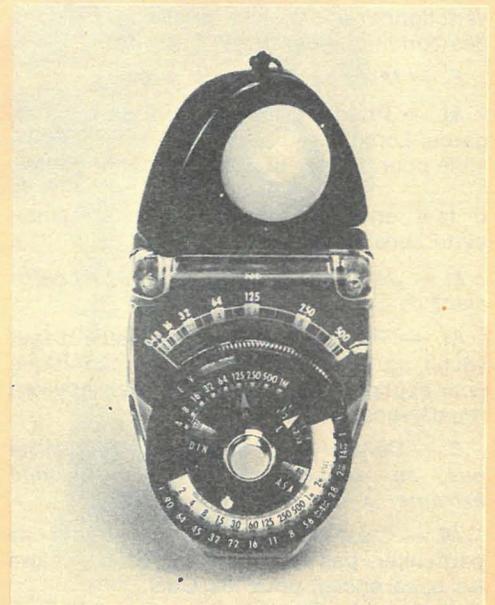
*M. — Prenons l'exemple inverse montrant une impossibilité de mesure incidente. Tu désires photographier un lapin au fond de son terrier.*

Si le lapin pouvait manipuler le posemètre pour toi du fond de son terrier, la méthode serait valable. Mais il serait étonnant de trouver un lapin assez doué pour faire une telle mesure.



La cellule Sixtomat représente une des meilleures « affaires » possibles en matière de posemètre. Sa sensibilité couvre des valeurs de lumination allant de 1 à 15 (rapport de 1 à 16 000). Elle est pourvue d'un volet roulant de protection qui, en position demi-ouvert sert de diffuseur pour la mesure en lumière incidente. Sa robustesse est remarquable. L'élément sensible est au sélénium. N'a malheureusement pas le blocage de l'aiguille. Prix très intéressant.

La cellule Sebonic Brockway conçue au départ pour ne servir qu'à la méthode par lumière incidente, et livrée dans le modèle « De Luxe » avec des accessoires permettant l'usage en lumière réfléchie et en Luxmètre (diffuseur plan). La tête est orientable, ce qui facilite la manipulation et l'aiguille est blocable. Deux échelles de sensibilité. L'élément sensible est au sélénium.



La cellule « Spectra » (relativement chère) est une des cellules au Sélénium les plus précises. L'élément sensible, très largement proportionné, est monté sur une tête orientable. Conçue surtout pour la mesure en lumière incidente, un accessoire particulièrement efficace (bonne limitation du champ) permet la lecture en lumière réfléchie. Par utilisation d'un jeu de caches individuellement étalonnés à la main, on lit directement la valeur du diaphragme sur l'échelle du microampèremètre. Ceci en fait une cellule plus spécialement adaptée au cinéma. Pas de blocage de l'aiguille.

Donc la méthode n'est pas applicable puisque la mesure ne peut se faire que de l'extérieur.

*E. — Je vois ce que tu veux dire. En somme, pour résumer :*

— un posemètre est indispensable si je veux faire un réglage valable de ma prise de vue.

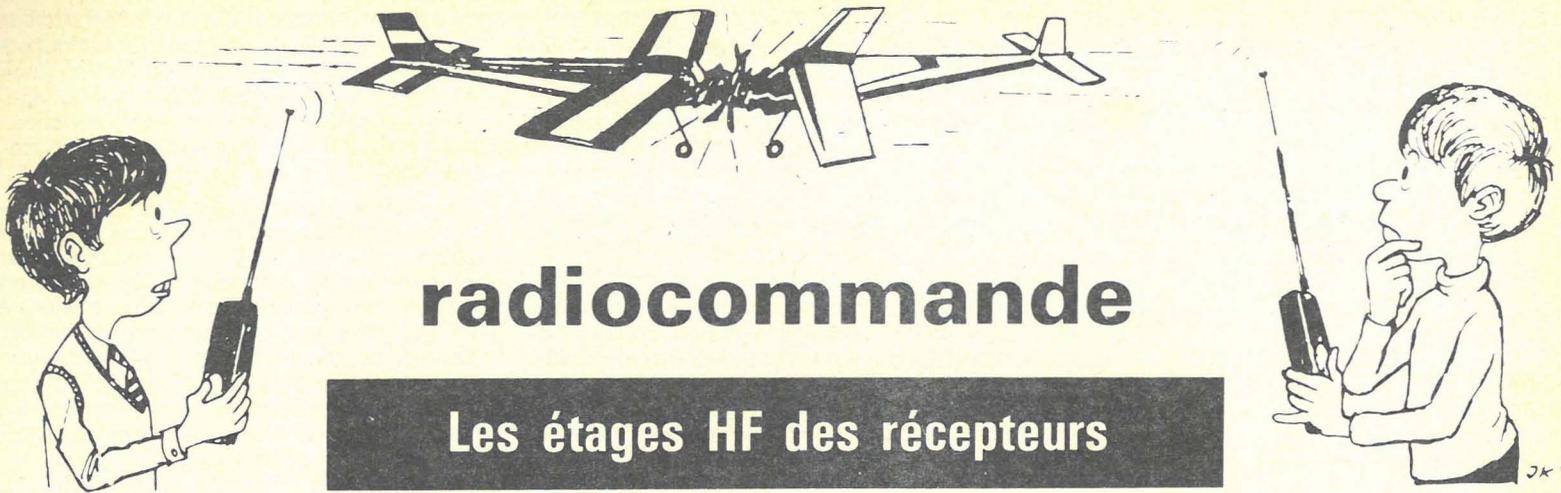
— Ne pas se fier aux apparences : Etalonner l'ensemble posemètre - appareil photo et apporter éventuellement les corrections nécessaires.

— Sélénium ou CdS ? Ce n'est pas très important pourvu qu'il réponde à l'emploi qu'on lui demande.

— Là où je peux, j'utilise la méthode de la lumière incidente.

— Là où je ne peux pas, j'utilise la méthode par lumière réfléchie, mais avec beaucoup de ruse.

*M. — Voilà, tu as compris. A la prochaine fois.*



# radiocommande

## Les étages HF des récepteurs

L'onde haute fréquence, modulée ou non, qui parvient à l'antenne du récepteur, doit être détectée pour en sortir le contenu à basse fréquence. On sait que celui-ci existe toujours, soit qu'il résulte d'une modulation électronique des circuits de sortie de l'émetteur, soit qu'il consiste en un découpage manuel de l'oscillation par bouton poussoir.

Deux grandes catégories de montages se partagent la faveur des utilisateurs de radiocommande, en matière de détection. L'un, autrefois utilisé en radiodiffusion, utilise le principe de la superréaction. L'autre est fondé sur le changement de fréquence, suivi d'une amplification à moyenne fréquence avant la détection.

Nous étudierons successivement le principe de fonctionnement de ces deux types de circuits.

### A — DETECTRICES A SUPERREACTION

#### I — Rappel sur les amplificateurs HF

Le fonctionnement d'un étage détecteur à superréaction est assez difficile à comprendre. Nous tenterons d'y parvenir par approches successives, mettant en évidence l'une après l'autre les différentes transformations qui permettent de passer de l'amplification haute fréquence à la superréaction.

Considérons d'abord le circuit de la **figure 1**. On y reconnaît un amplificateur sélectif fonctionnant en base commune. Le pont des résistances  $R_1$  et  $R_2$  est utilisé pour polariser le transistor en continu. En effet la tension de base  $V_B$ , imposée par ce diviseur de tension, est :

$$V_B = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

A quelques centaines de millivolts près, la tension d'émetteur  $V_E$  est égale à  $V_B$ . Le courant  $I_E$  qui circule dans la résistance  $R_3$ , donc du collecteur à l'émetteur du transistor, est ainsi :

$$I_E = \frac{V_E}{R_3} = \frac{E R_2}{R_3(R_1 + R_2)}$$

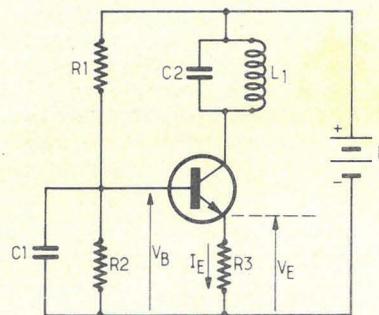


Figure 1

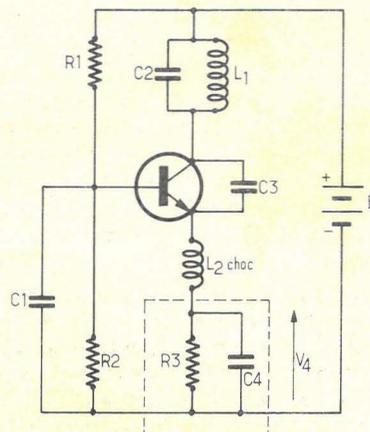


Figure 3

Grâce à la présence du condensateur  $C_1$ , dont l'impédance est faible en haute fréquence, on ne retrouve aucune tension alternative sur la base du transistor, qui fonctionne bien en base commune. Si on applique alors un signal HF sur l'émetteur, on retrouve sur le collecteur ce même signal amplifié, à condition que sa fréquence soit égale à la fréquence de résonance du circuit oscillant  $L_1 C_2$  servant de charge de collecteur.

#### II — Passage de l'amplificateur à un oscillateur

Nous avons déjà, dans un précédent numéro, montré comment on pouvait passer d'un amplificateur sélectif à un oscillateur. Il suffit pour cela d'insérer, entre la sortie et l'entrée de l'amplificateur, un élément introduisant pour la fréquence d'oscillation une réaction positive. Le déphasage à cette fréquence est alors nul pour l'ensemble de la chaîne, et l'oscillation s'établit si, A étant le gain de l'amplificateur et B l'atténuation de la boucle de réaction, on a :

$$A \cdot B = 1$$

A partir du schéma de la figure 1, la réaction peut s'obtenir en plaçant un condensateur  $C_3$  entre le collecteur et l'émetteur du transistor (**figure 2**). Par un choix convenable de la valeur de  $C_3$ , on obtient une oscillation sur la fréquence de résonance  $f_0$  du circuit  $L_1 C_2$ .

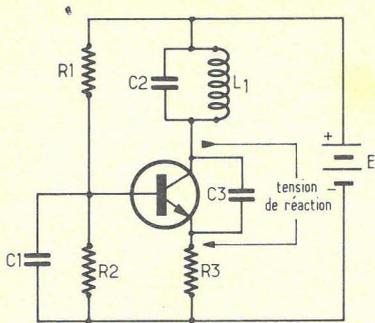


Figure 2

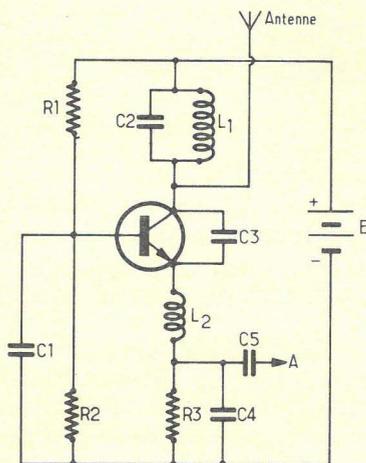


Figure 4

### III — Découpage de l'oscillation HF

On peut maintenant commander l'oscillation de manière à la faire démarrer ou à l'interrompre périodiquement, à une fréquence relativement basse par rapport à la HF, en modifiant à cette fréquence le gain A de l'amplificateur. En effet, si A diminue, le produit A.B devient inférieur à 1 et les conditions d'oscillation ne sont plus remplies. Elles le sont à nouveau si au contraire A augmente jusqu'à une valeur égale ou supérieure à

$$\frac{1}{B}$$

Pratiquement, cette variation peut être obtenue en jouant sur la polarisation, donc sur le courant de collecteur du transistor. On

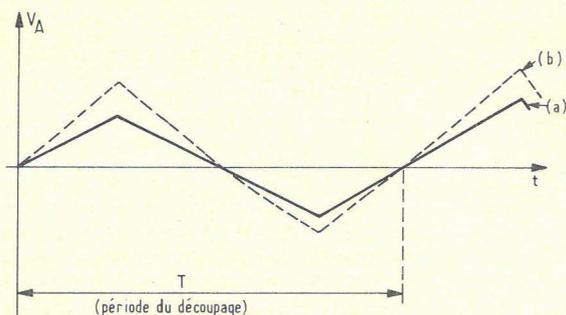


Figure 5

sait en effet que le gain en tension d'un amplificateur tel que celui de la figure 1 croît quand le courant augmente. Cette variation périodique du gain pourrait être obtenue par un oscillateur annexe agissant sur la polarisation et imposant la fréquence de découpage. En fait, pour des raisons d'économie et surtout pour alléger et miniaturiser le montage, on préfère généralement utiliser le même transistor à la fois comme oscillateur HF et comme oscillateur de découpage.

Le schéma le plus couramment retenu est celui de la figure 3. Par rapport à celui de la figure 2, on voit qu'on a ajouté un condensateur C<sub>4</sub> en parallèle sur la résistance d'émetteur, ainsi qu'une bobine de choc L<sub>2</sub> en série avec R<sub>3</sub>. Cette bobine est choisie de telle façon que son impédance soit faible pour la fréquence de découpage, qui est en général de quelques dizaines de kilohertz, mais au contraire très élevée pour la haute fréquence à 27 MHz ou 72 MHz. Cette condition est nécessaire pour que le condensateur C<sub>4</sub> ne constitue pas un court-circuit vis-à-vis des tensions HF appliquées sur l'émetteur.

A revanche, si les constantes de temps sont bien choisies, on observe une charge et une décharge périodiques du condensateur C<sub>4</sub>. Celui-ci se charge en effet par le courant d'émetteur du transistor. Mais quand la tension V<sub>4</sub> à ses bornes est devenue suffisamment élevée, la tension base-émetteur du transistor tombe au voisinage de zéro et le courant cesse de circuler dans l'espace collecteur-émetteur : il en résulte une diminution du gain A de l'amplificateur. A ce moment, C<sub>4</sub> se décharge à travers la résistance R<sub>3</sub>, jusqu'à ce que la différence de potentiel à ses bornes soit descendue assez bas pour que le transistor recommence à conduire.

Finalement, l'ensemble du montage de la figure 3 se comporte comme un oscillateur HF fonctionnant par exemple sur 27 MHz, mais dont l'oscillation est découpée par une fréquence beaucoup plus faible (quelques dizaines de kHz) par l'oscillateur de relaxation que constituent le transistor, la résistance R<sub>3</sub> et le condensateur C<sub>4</sub>.

### IV — Comportement en présence d'un signal incident

Supposons maintenant que le condensateur C<sub>3</sub> soit insuffisant pour ramener le taux

de réaction nécessaire à l'entrée en oscillation sur 27 MHz, du montage de la figure 3 mais que celui-ci se trouve cependant juste en dessous de la condition d'accrochage. Cela n'empêche pas le circuit de fonctionner en oscillateur de relaxation sur la fréquence de découpage.

Si maintenant on introduit un signal incident à 27 MHz quelque part dans la chaîne amplificateur-élément de réaction, par exemple sur le collecteur du transistor, on amène sur l'émetteur la fraction d'énergie HF qui manquait à l'entrée en oscillation. Celle-ci se déclenche donc, et a une amplitude d'autant plus grande que le signal incident est lui-même plus intense. En même temps, elle sera découpée à la fréquence du circuit de relaxation.

Il est facile de réaliser cet apport d'énergie en branchant l'antenne réceptrice à la base du circuit oscillant : on aboutit ainsi au schéma définitif de la figure 4.

En l'absence d'émission, donc de tension ramenée par l'antenne, on n'observe au point A du circuit de la figure 4, à travers le condensateur de liaison C<sub>5</sub>, que la tension de découpage, représentée dans la figure 5 par la courbe (a). L'arrivée d'un signal HF d'amplitude constante, se traduit par une augmentation de la tension disponible au point A, comme le montre la courbe (b) de cette même figure. A cause de la non-linéarité de fonctionnement du transistor, qui évolue périodiquement entre l'état bloqué et un état conducteur, l'accroissement d'amplitude n'a lieu pratiquement que dans un sens, ce qui se traduit par un effet de détection par le transistor lui-même.

Si maintenant l'onde HF incidente est modulée en amplitude, on retrouve cette modulation dans le signal recueilli en A, comme le montre la figure 6 où l'échelle des temps a été considérablement resserée par rapport à celle de la figure 5. Finalement, le signal disponible en A est donc à la fois détecté et modulé en amplitude au même rythme que l'onde incidente. On peut alors le prélever en ce point et l'envoyer vers les étages d'amplification basse fréquence.

### V — Contrôle du fonctionnement d'un étage à superréaction

La fréquence de découpage d'un étage détecteur à superréaction, de l'ordre de plu-

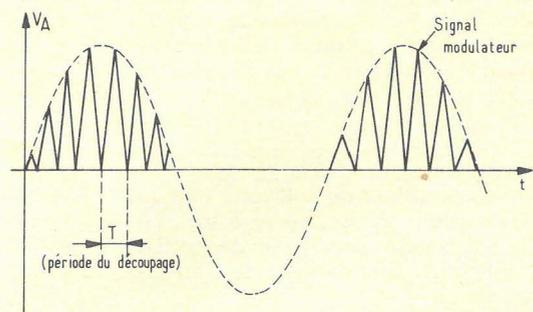


Figure 6

Figure 7

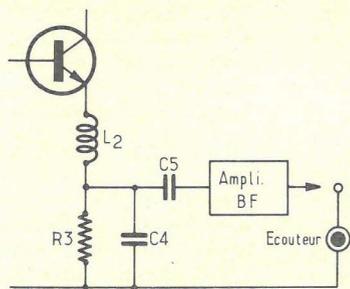


Figure 10

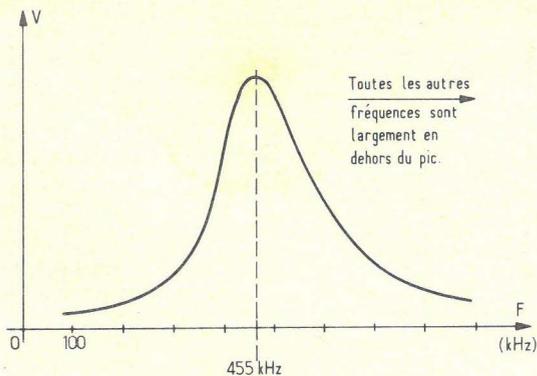


Figure 8

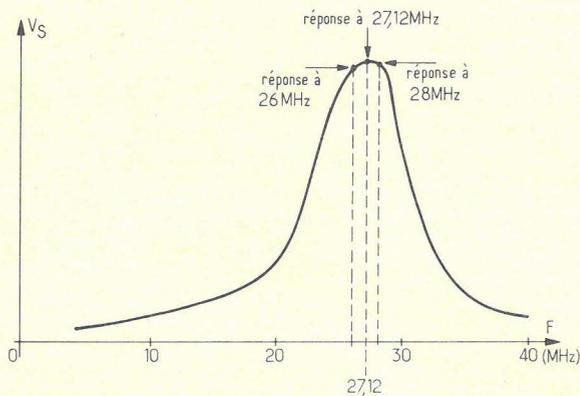
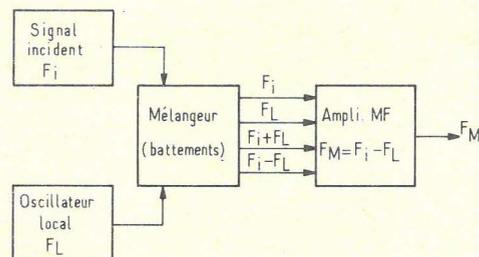


Figure 9



seurs dizaines de kHz, se situe hors du domaine des fréquences audibles. Mais en l'absence de signal incident sur l'antenne, l'amplitude du découpage varie aléatoirement d'une période sur l'autre. Il en résulte une modulation erratique de cette amplitude, qui tombe, elle, dans le domaine acoustique.

Une méthode de contrôle du fonctionnement de la superréaction consiste donc à écouter, après amplification par les étages BF, ce bruit qui ressemble beaucoup à celui d'une chute d'eau. A cet effet, on branche par exemple un écouteur de téléphone à la sortie de la partie BF (figure 7). Si le bruit caractéristique de la superréaction n'est pas audible, il faut généralement modifier les conditions de polarisation du transistor HF, en retouchant l'une des résistances de base  $R_1$  ou  $R_2$  des figures 1 à 4. Dans la pratique, on remplace souvent l'une de ces résistances par un ajustable.

## B — RECEPTION PAR CHANGEMENT DE FREQUENCE

### I — Pourquoi un changement de fréquence ?

On connaît les problèmes posés par la détection à bas niveau, et dus au seuil de conduction des diodes (voir Radio-Plans n° 314) Pour s'affranchir de cette difficulté, il serait naturel de penser à amplifier le signal à haute fréquence capté par l'antenne du récepteur, avant de l'appliquer à la diode. Mais l'amplification de tensions de

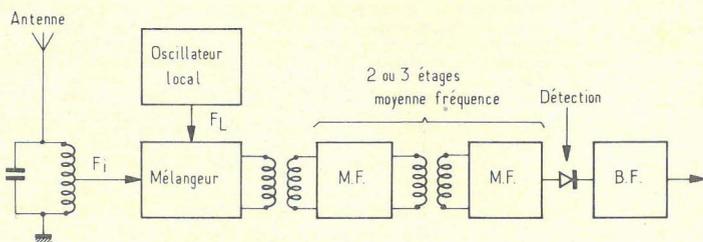
fréquence élevée, surtout quand on atteint quelques dizaines de MHz, est difficile à réaliser. En effet les différentes capacités parasites, et les limitations même des semi-conducteurs, diminuent beaucoup le rendement de tels étages.

Par ailleurs, la courbe de sélectivité d'un amplificateur à haute fréquence ne permet pas de séparer deux émetteurs dont les fréquences sont voisines. Considérons en effet le diagramme de la figure 8 : il représente la courbe de réponse d'un amplificateur accordé sur 27,12 MHz. La tension  $V_s$  portée en ordonnée est la tension de sortie correspondant à un signal d'entrée de fréquence variable, mais d'amplitude  $V_e$  constante. On voit que, si un signal à 26 MHz ou 28 MHz parvient à l'amplificateur, il fournit une tension de sortie non négligeable par rapport à celle du signal utile. Le récepteur risque donc de recevoir plusieurs émetteurs en même temps.

### II — Principe du changement de fréquence

La solution à ces deux problèmes est apportée par le changement de fréquence, dont la figure 9 donne le principe. Soit  $F_i$  la fréquence du signal incident parvenant à l'antenne du récepteur. On applique cette tension à un circuit mélangeur, qui reçoit également un autre signal de tension  $F_L$  donné par un oscillateur local, qui fait partie du récepteur.

Figure 11



Après battement entre ces deux fréquences, on retrouve à la sortie de l'étage mélangeur un ensemble de signaux aux fréquences  $F_i$ ,  $F_L$ ,  $F_i + F_L$  et  $F_i - F_L$ . Nous raisonnerons sur un exemple numérique pratique pour fixer les ordres de grandeur. La fréquence incidente  $F_i$ , qui est celle de l'émetteur, est fixée à 27,120 MHz. On choisit pour l'oscillateur local une fréquence  $F_L$  de 26,665 MHz. Après battements, on retrouve donc une somme de tensions dont les fréquences respectives sont :

$$F_i = 27,120 \text{ MHz}$$

$$F_L = 26,665 \text{ MHz}$$

$$F_i + F_L = 53,785 \text{ MHz}$$

$$F_i - F_L = 0,455 \text{ MHz} = 455 \text{ kHz.}$$

Envoyons alors cet ensemble de tensions à l'entrée d'un autre amplificateur accordé, dont la fréquence de résonance, dite « moyenne fréquence », est égale à :

$$F_M = F_i - F_L = 455 \text{ kHz.}$$

Si on considère le diagramme de la figure 10, on constate que toutes les autres fréquences issues de l'étage mélangeur tombent largement en dehors du pic de résonance, et sont donc éliminées.

Reprenons maintenant l'exemple d'un émetteur voisin de celui qu'on désire recevoir, travaillant par exemple sur 28 MHz. Avec l'oscillateur local il donnera, en plus des fréquences  $F_i$ ,  $F_L$  et  $F_i + F_L$ , une moyenne fréquence de valeur :

$$F_M = 28,000 - 26,665 = 1,335 \text{ MHz}$$

En se reportant toujours au diagramme de la figure 10, on constate que l'amplificateur

moyenne fréquence du récepteur ne laisse pas passer ce signal.

En résumé, l'avantage principal de la réception par changement de fréquence réside dans une très grande sélectivité, et c'est ce qui explique le choix de cette technique (dite aussi superhétérodyne) dans tous les récepteurs de radiodiffusion.

Le deuxième avantage tient au fait qu'il est relativement facile d'amplifier des signaux à 455 kHz, et qu'on peut donc obtenir un grand gain avant détection : celle-ci s'effectue alors dans de bonnes conditions.

### III — Structure d'un récepteur à changement de fréquence

Un récepteur à changement de fréquence se compose donc d'un certain nombre d'ensembles dont l'organisation est résumée dans le synoptique de la figure 11.

A la base de l'antenne, on trouve un premier circuit accordé dont la fréquence de résonance est celle de l'émetteur, soit  $F_i$ . Le signal prélevé sur ce circuit attaque l'une des entrées du mélangeur. Un oscillateur local, généralement piloté par quartz dans les récepteurs de radiocommande, délivre la fréquence  $F_L$  envoyée sur la deuxième entrée du mélangeur.

A la sortie du mélangeur, on trouve en général deux ou trois étages d'amplification

accordés sur la moyenne fréquence  $F_M$  ; la liaison entre ces étages s'effectue le plus souvent par des transformateurs qui servent en même temps de circuits oscillants, leurs enroulements étant accordés sur  $F_M$  par des condensateurs. La sortie moyenne fréquence est envoyée à la diode de détection après laquelle viennent, naturellement, les amplificateurs BF habituels.

Nous n'aborderons pas, dans cette étude, le détail de la réalisation des différentes parties d'un récepteur hétérodyne : la réalisation en est passablement complexe, et nous y reviendrons à l'occasion de réalisations pratiques dans le cadre de nos rubriques de radiocommande. ■

## Abonnez-vous à Radio Plans

l'abonnement d'un an donnant droit à 12 numéros

32 francs (France)

38 francs (Étranger)

### NOUVEAUTÉ



## APPRENEZ LA RADIO en réalisant des récepteurs simples

3<sup>e</sup> Édition  
par B. FIGHIERA

Il existe peu d'ouvrages de vulgarisation radio-technique destinés aux profanes et en particulier aux jeunes, qui, sans connaissances spéciales de la radio-électricité, désirent s'initier à la radio.

Cet ouvrage relevant du domaine de la jeunesse, il était opportun qu'il soit rédigé par un jeune. Très souvent tout semble trop simple à un technicien chevronné et certaines difficultés réelles peuvent lui échapper.

Les premiers chapitres de l'ouvrage sont consacrés aux notions théoriques indispensables pour la compréhension du fonctionnement des différents montages : collecteurs d'ondes, circuits accordés, éléments constitutifs des récepteurs, symboles des éléments. Les autres chapitres, constituant la plus grande partie de cette brochure, décrivent une gamme variée de petits récepteurs à la portée de tous, avec conseils de câblage.

Nous avons profité de la troisième édition de cet ouvrage pour éclaircir les quelques « zones d'ombre » qui avaient désorienté certains jeunes lecteurs. Par la même occasion, il nous a paru indispensable de compléter cet ouvrage de plusieurs autres réalisations pratiques et détaillées comme le récepteur à accord lumineux, le récepteur à accord électronique, etc. Par ailleurs et à la suite de très nombreuses demandes nous avons ajouté une liste de points de vente pièces détachées pour Paris et Province.

Extraits du sommaire : récepteurs sans alimentation, récepteurs simples, récepteurs à deux transistors, récepteur reflex à trois transistors, récepteur bande « chalutiers », récepteur réaction quatre transistors, récepteur O.C. bande des 40 m, récepteur VHF, micro-émetteur FM, ensemble de télécommande 72 MHz, récepteur bande des 80 m, récepteur miniature, etc.

Volume broché, format 15 x 21, 112 pages sous couverture 4 couleurs pelliculée. Prix : 18,00 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.)



### Vient de paraître :

## Un ouvrage sensationnel sur la MUSICO-ELECTRONIQUE PETITS INSTRUMENTS ÉLECTRONIQUES DE MUSIQUE

par F. JUSTER.

Ce premier livre faisant partie d'une collection traitant de la musico-électronique, traite de tous les petits instruments électroniques de musique, tels que : violons, violoncelles, altos, contrebasses, guitares, mandolines, etc. ; flûtes, clarinettes, saxophones, trombones à coulisse, etc. ; accordéons ; et des instruments aériens, tel que le célèbre Thérémine.

Tous ces appareils sont très faciles à monter, même par des amateurs débutants, mais ayant déjà réalisé quelques montages électroniques simples. D'autre part, il ne sera pas difficile d'exécuter des morceaux de musique avec ces instruments, en raison de leur simplicité. Malgré celle-ci, il sera possible aux amateurs de constituer de petites formations musicales d'une valeur artistique certaine, pouvant jouer aussi bien de la musique légère que de la musique classique.

### EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIERES

Tableau des notes musicales et des fréquences. - Générateur universel avec vibrato pour orgues monodiques - Oscillateur de vibrato - Mélangeur-amplificateur-formant. - Générateur de signaux rectangulaires avec vibrato. - Générateur d'orgue monodique simple. - Ensembles multi-monodiques. - Les instruments à vent. - Flûte normale. - Petite flûte. - Flageolet ou Pifferari. - Hautbois. - Cor anglais. - Hautbois d'amour. - Basson. - Contrebasson et sarrusophone. - Clarinette. - Clarinette-alto. - Clarinette-basse. - Saxophone. - Exemples d'instruments à vent : saxophones, cor anglais, clarinette. - Trombone à coulisse électronique. - Variante avec 2 octaves et 3 gammes. - Accordéon électronique. - Instruments à cordes. - Instruments à cordes avec générateurs électromagnétiques. - Instruments électroniques à cordes. - Contrebasse. - Violoncelle. - Alto. - Violon. - Instruments spéciaux. - Thérémine à transistors. - Thérémine dansant. - Percussion, tambour, bango, blocs, etc. - Filtres à timbres à 262 000 combinaisons.

Un volume broché de 136 pages. - Format 15 x 21. - Couverture 4 couleurs, vernie - Prix : 20 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.)



# radiocommande

## PRATIQUE

### Réalisation d'un émetteur 27,12 MHz : le modulateur à 5 canaux

La platine oscillatrice et amplificatrice HF, dont nous avons donné la description dans notre précédent numéro, comporte une entrée adaptable aux différents types de modulation utilisés en radiocommande (voir l'étude sur la modulation, publiée dans le numéro 316 de Radio-Plans).

Nous donnons aujourd'hui la description d'un modulateur à 5 canaux, destiné à compléter l'émetteur proposé, dans une première version.

#### I — Schéma théorique du modulateur

La figure 1 donne le schéma complet de cette platine. Un premier transistor  $T_1$ , unijonction de type 2N2646, engendre des dents de scie dont la fréquence est fixée à la fois par le condensateur  $C_3$ , et par la résistance de charge qui lui est associée. On voit que par le jeu des interrupteurs  $I_1$  à  $I_5$ , cinq valeurs différentes de cette résistance peuvent être sélectionnées, ce qui donne la possibilité de disposer de cinq fréquences de modulation.

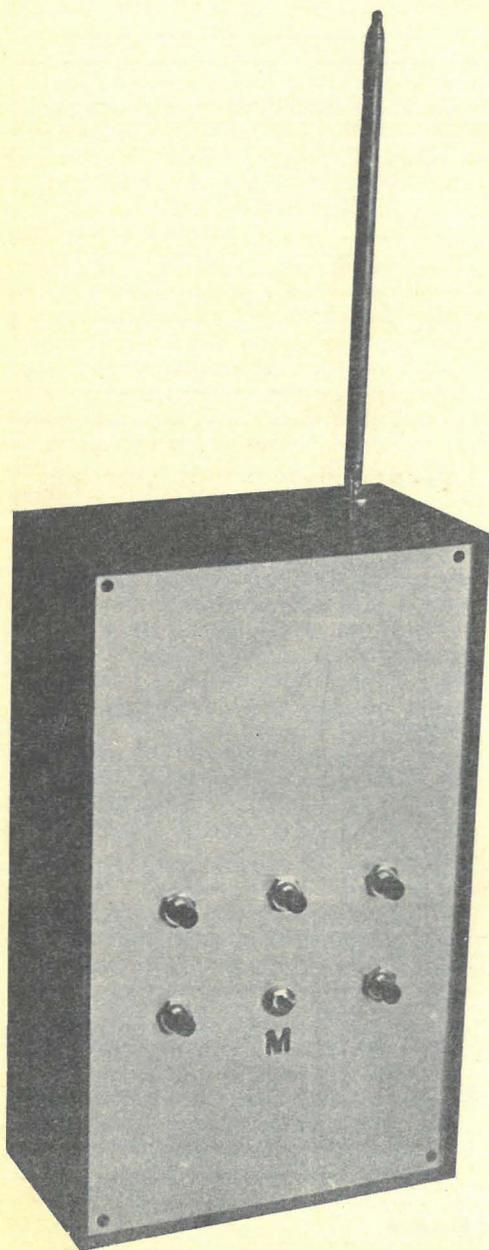
Pour chaque canal, la résistance de charge a d'ailleurs été décomposée en une résistance fixe montée en série avec un ajustable. Ce dernier permet de régler la fréquence d'oscillation exactement sur la valeur correspondant à la résonance du filtre utilisé à la réception.

La valeur de  $C_3$  a été choisie égale à 10 nF. Les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  valent toutes les trois 5,6 k $\Omega$ , et les ajustables  $AJ_1$ ,  $AJ_2$  et  $AJ_3$  sont des 22 k $\Omega$ . Pour  $R_4$  et  $R_5$ , on a pris des résistances de 4,7 k $\Omega$ . Les deux ajustables correspondants valent 10 k $\Omega$ . Compte tenu du choix de ces valeurs, on peut disposer de cinq fréquences dans une gamme s'étalant de 200 Hz à 2 000 Hz environ. Les fréquences les plus basses correspondent aux canaux 1, 2 et 3, tandis que les plus élevées correspondent aux canaux 4 et 5.

Les résistances  $R_6$  de 470  $\Omega$  et  $R_7$  de 100  $\Omega$  insérées dans les deux bases du transistor unijonction pourraient être théoriquement omises, puisqu'elles ne sont pas indispensables au fonctionnement de l'oscillateur. En fait, leur rôle est de stabiliser la fréquence de l'étage oscillateur en fonction de la température, ce qui est indispensable pour un appareil destiné à fonctionner sur le terrain, dans des conditions climatiques très variables.

Les signaux en dents de scie disponibles sur l'émetteur du transistor unijonction  $T_1$ , sont repris par le transistor  $T_2$ , NPN de type 2N2925. Ce dernier fonctionne avec une résistance d'émetteur  $R_9$  de 2,2 k $\Omega$ , non découplée. Grâce à cette contre-réaction, son impédance d'entrée est très grande, et ne perturbe pas le transistor  $T_1$ . Elle est d'ailleurs augmentée encore par la résistance de liaison  $R_8$  de 100 k $\Omega$  placée entre l'émetteur de  $T_1$  et la base de  $T_2$ .

Dans le collecteur de  $T_2$ , on trouve une résistance de charge  $R_{10}$  de 1,5 k $\Omega$ . Cette valeur étant inférieure à celle de  $R_9$ , le gain de l'étage constitué par  $T_2$  est plus petit que 1. Son rôle, en effet, n'est pas d'amplifier, mais d'assurer une adaptation d'impédance entre l'oscillateur et l'étage de sortie construit autour de  $T_3$ .



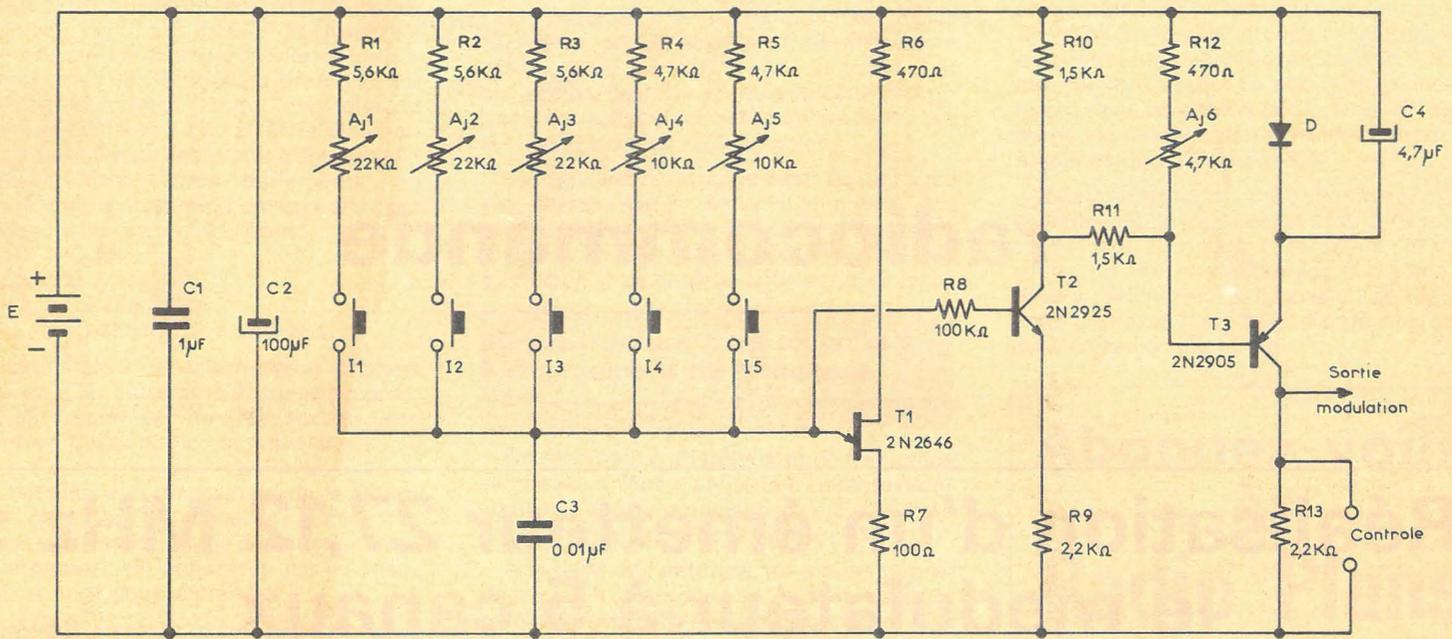


Figure 1

La transformation des signaux au niveau de T<sub>2</sub> est d'ailleurs précisée par le diagramme de la figure 2, où on a représenté en bas (courbe a) les dents de scie disponibles sur l'émetteur de T<sub>1</sub> en haut (courbe b), celles qu'on observe sur le collecteur de T<sub>2</sub>. Les deux traits horizontaux correspondent respectivement aux niveaux zéro et +E, les valeurs numériques ayant été indiquées dans le cas où E = 13,5 volts (trois piles standard de 4,5 volts branchées en série).

Les dents de scie descendantes prélevées sur le collecteur de T<sub>2</sub> sont appliquées à un diviseur de tension constitué par les résistances R<sub>11</sub> de 1,5 kΩ et R<sub>12</sub> de 470 Ω, associées à l'ajustable AJ<sub>6</sub> de 4,7 kΩ. Ainsi, en réglant AJ<sub>6</sub>, on peut appliquer sur la base du transistor T<sub>3</sub> des signaux d'amplitude variable : nous verrons un peu plus loin le rôle de ce réglage.

T<sub>3</sub> est un transistor PNP de type 2N2905, dont l'émetteur est relié au plus de l'alimentation à travers la diode au silicium D, qui peut être un modèle quelconque de petite puissance (1N645 par exemple). Grâce à cette diode, et compte tenu de la tension émetteur-base de T<sub>3</sub> qui est un transistor au silicium, l'amplificateur de sortie présente un seuil de conduction voisin de 1,2 volt. Tant que la chute de tension aux bornes de R<sub>12</sub> et AJ<sub>6</sub> est inférieure à cette valeur, T<sub>3</sub> est bloqué, c'est-à-dire qu'aucun courant ne sort par son collecteur : celui-ci, chargé par la résistance R<sub>13</sub> de 2,2 kΩ, est donc au potentiel de la masse.

Si au contraire la différence de potentiel aux bornes de R<sub>12</sub> et AJ<sub>6</sub> dépasse 1,2 volt, T<sub>3</sub> se comporte comme un amplificateur à grand gain, et la tension de collecteur remonte presque à la valeur E de la tension d'alimentation. On dispose ainsi sur la sortie « modulation » de créneaux rectangulaires, dont la fréquence est celle des oscil-

lations engendrées par T<sub>1</sub>, et dont le rapport cyclique est réglable à l'aide de l'ajustable AJ<sub>6</sub>.

Considérons en effet la figure 3, où on a représenté à la fois les signaux observés sur la base de T<sub>3</sub>, et les signaux rectangulaires de sortie. Si V est la tension de seuil du transistor, la montée et la descente des créneaux correspondent au passage de la dent de scie appliquée sur la base, par cette valeur V. On voit alors, en comparant les figures 3 et 4, qu'une modification d'amplitude de la dent de scie, obtenue en réglant AJ<sub>6</sub>, se traduit par une modification du rapport cyclique des rectangulaires.

Pratiquement, le meilleur fonctionnement des filtres BF du récepteur est obtenu pour des signaux symétriques, et nous verrons comment arriver à ce résultat lors des opérations de mise au point.

Le condensateur C<sub>4</sub> découplant la diode D, raccourcit le temps de montée des signaux rectangulaires, en augmentant le gain pour les transitoires. Sa valeur est de 4,7 μF, et sa tension de service d'environ 10 volts.

Le modulateur est alimenté par la même source de tension que la platine HF décrite dans notre précédent numéro. Le filtrage est assuré à la fois par le condensateur C<sub>1</sub> de 1 μF, et par le chimique C<sub>2</sub> de 100 μF. En effet, ce dernier assure un excellent découplage aux fréquences basses et moyennes. Mais, comme tous les condensateurs électrochimiques, il comporte une composante selfique et se révèle insuffisant pour les fréquences élevées, qui sont absorbées par C<sub>1</sub>.

La sortie prévue aux bornes de R<sub>13</sub>, et notée « contrôle », servira à la fois à régler visuellement la symétrie des créneaux, et à contrôler auditivement la modulation à l'aide d'un casque.

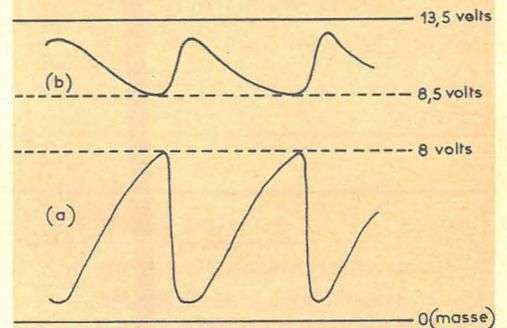


Figure 2

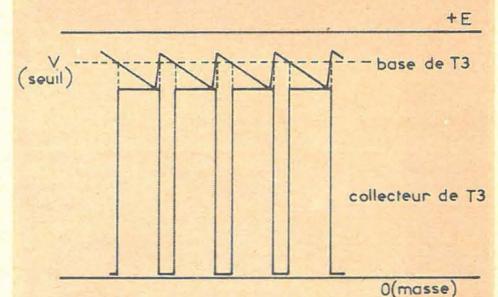


Figure 3

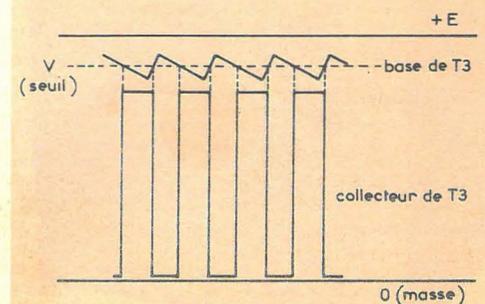


Figure 4

## II — Réalisation pratique du modulateur

Comme la platine HF, le modulateur est câblé sur un circuit imprimé de 12,5 cm sur 6 cm, destiné à prendre place dans les glissières du coffret TEK0 retenu pour le montage de l'appareil. Il est pas indispensable, cette fois, de choisir un stratifié en verre époxy, puisque les signaux traités sont tous en basse fréquence. Notons cependant que ce type de support garde l'avantage d'une meilleure rigidité mécanique, ce qui ne peut qu'accroître la fiabilité de l'émetteur.

Le dessin à l'échelle 1 du circuit, vu du côté de la face cuivrée, est donnée dans la **figure 5**. La **figure 6**, vue du côté isolant du stratifié, indique l'implantation des différents composants. Elle est complétée par la photographie de la **figure 7**.

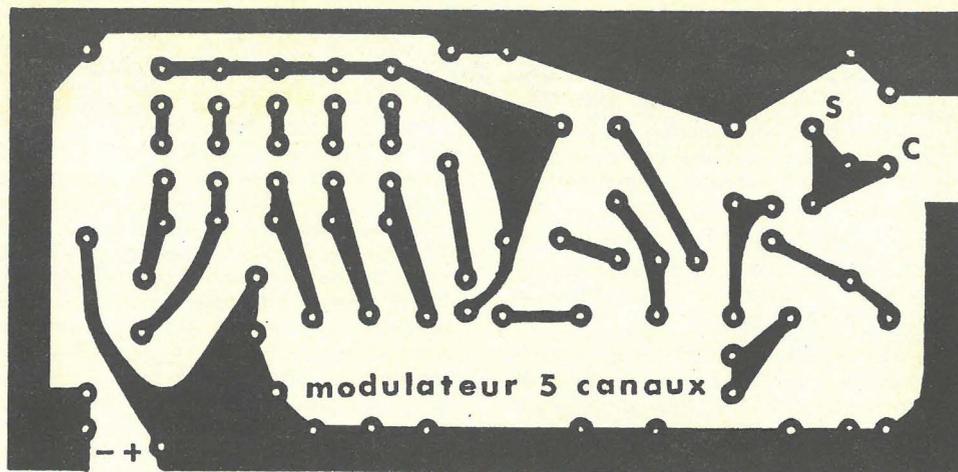


Figure 5

## III — Câblage et mise au point du modulateur

Dans un premier temps, on câblera sur le circuit imprimé l'ensemble des éléments du modulateur, à l'exception du condensateur  $C_3$ , et du condensateur de filtrage  $C_2$  de  $100\mu\text{F}$ . Ce dernier sera soudé de façon provisoire (il n'est pas nécessaire de couper les pattes) à la place de  $C_3$ .

On sortira aux emplacements prévus les dix fils destinés à aller vers les poussoirs  $I_1$  à  $I_5$ , en leur laissant une longueur d'environ 15 cm. Deux d'entre eux du canal 1, seront reliés à leurs extrémités libres par un point de soudure ou par une épissure sommaire. D'autre part, par l'intermédiaire de deux fils, on branchera sur la sortie « contrôle » une petite ampoule de 12 volts, 50 mA au maximum.

Le remplacement du condensateur  $C_3$  par le condensateur  $C_2$  donne une fréquence 10 000 fois plus faible, toutes autres conditions étant identiques. En réglant  $AJ_1$  au maximum de sa résistance, on peut faire descendre cette fréquence au voisinage de 0,1 hertz. L'ampoule branchée en sortie s'allume et s'éteint alors une fois par 10 secondes, ce qui est parfaitement visible à l'œil. Dans ces conditions, on pourra régler l'ajustable  $AJ_6$  pour que les durées d'extinction et d'allumage soient égales, ce qui correspond à des niveaux symétriques.

En remplaçant ensuite  $C_2$  par le condensateur  $C_3$  de  $0,01\mu\text{F}$  normalement monté dans l'oscillateur, on pourra terminer complètement le montage. Un casque branché sur la sortie « contrôle » permettra de vérifier auditivement l'oscillation sur chacun des cinq canaux.

Naturellement, si on envisage la réalisation d'une chaîne de radiocommande comportant un nombre moins élevé de canaux, il est toujours possible de supprimer un ou plusieurs des ensembles  $R_1, AJ_1$  à  $R_5, AJ_5$ .

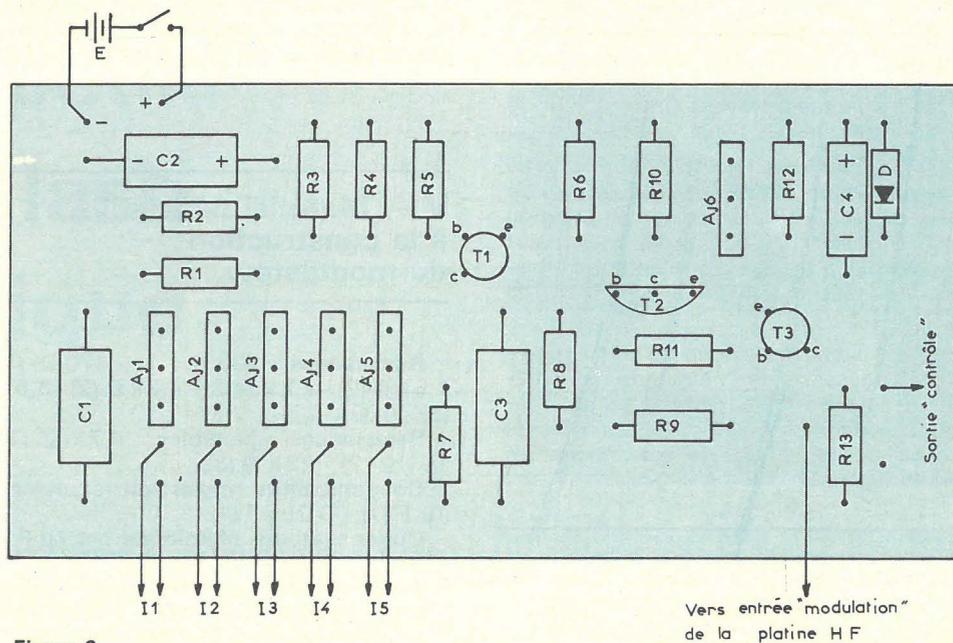


Figure 6

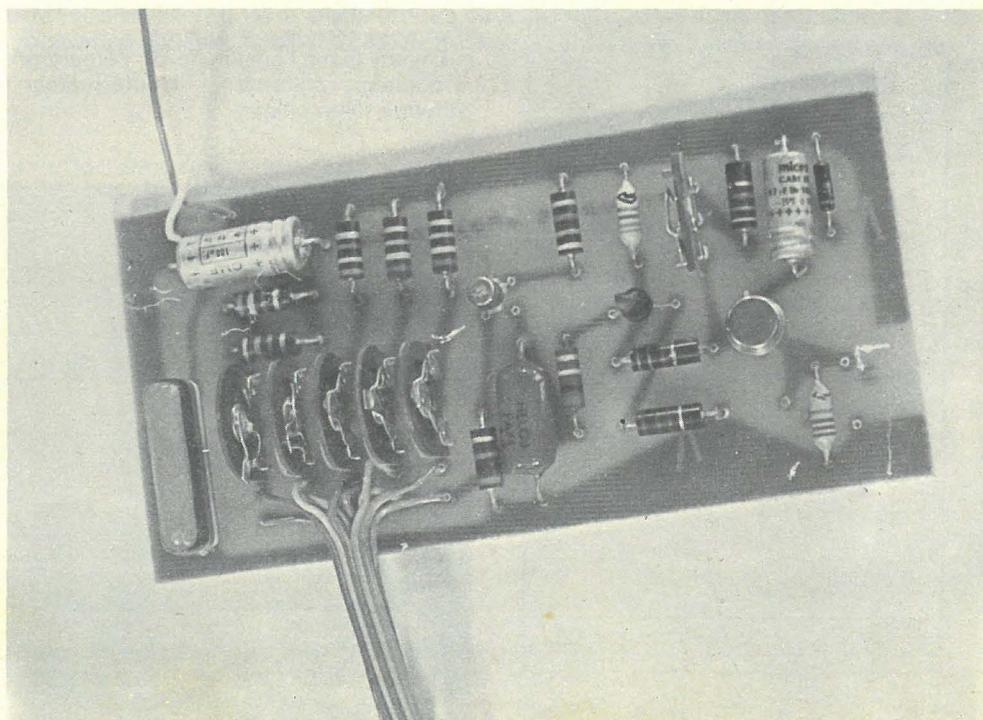


Figure 7

## IV — Montage complet de l'émetteur

A ce stade de la construction, on dispose maintenant d'une platine HF et d'un modulateur permettant le montage d'un émetteur à 5 canaux.

La construction à partir des sous-ensembles est quasi-évidente, et nous nous contenterons de préciser quelques données techniques de montage.

Les deux plaquettes sont insérées dans des glissières du coffret TEK0. Les fils d'alimentation de la platine HF et du modulateur sont reliés à la source d'alimentation, dont nous rappelons qu'elle peut être constituée de deux ou trois piles de 4,5 volts montées en série, ou de batteries d'accumulateurs cadmium-nickel dont la tension totale sera comprise entre 9,6 volts et 14,4 volts (soit respectivement 8 ou 12 éléments de 1,2 volts branchés en série). La liaison vers la source s'effectue à travers l'interrupteur de mise en marche.

Un fil de connexion devra joindre la sortie de la platine BF à l'entrée « modulation » de la platine HF. Enfin, la sortie d'antenne du circuit HF est reliée par un fil, aussi court que possible, à la base d'une antenne télescopique vissée sur la paroi supérieure du coffret.

La face avant métallique du coffret porte les cinq poussoirs de commande des différents canaux de modulation, ainsi que l'interrupteur de mise en marche. Les cotes de perçage de cette platine sont indiquées dans la figure 8.

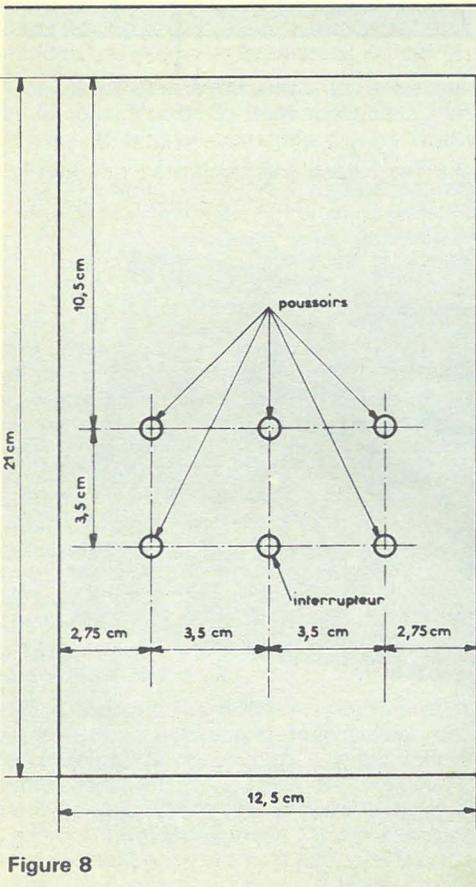


Figure 8

Les photographies de début et de fin d'article montrent respectivement l'aspect final de l'émetteur terminé, et la disposition interne des éléments, panneau frontal enlevé.

Pour terminer cette description, disons que le choix des tensions d'alimentation dépend essentiellement de l'usage projeté. Avec 12 volts ou 13,5 volts, la portée de l'émetteur, associé au récepteur à super-réaction dont nous donnerons prochainement la description, dépasse largement 400 m (essais effectués en terrain découvert). Elle diminue considérablement pour une tension de 9 volts. Avec des réglages parfaitement effectués, on a pu obtenir une portée d'environ 100 mètres. On considérera donc qu'il faut 12 ou 13,5 volts pour la commande d'une maquette à longue distance, et notamment pour celle d'un avion ou d'un planeur. En revanche, pour beaucoup de maquettes de bateaux, une portée de 100 m est largement suffisante, et on pourra alors utiliser deux piles de 4,5 volts.

## V — Matériel nécessaire à la construction du modulateur

**Résistances :** 100  $\Omega$  (1) - 470  $\Omega$  (2) - 1,5 k  $\Omega$  (2) - 2,2 k  $\Omega$  (2) - 4,7 k  $\Omega$  (2) - 5,6 k  $\Omega$  (3) - 100 k  $\Omega$  (1).

**Résistances ajustables :** 4,7 k  $\Omega$  (1) - 10 k  $\Omega$  (2) - 22 k  $\Omega$  (3).

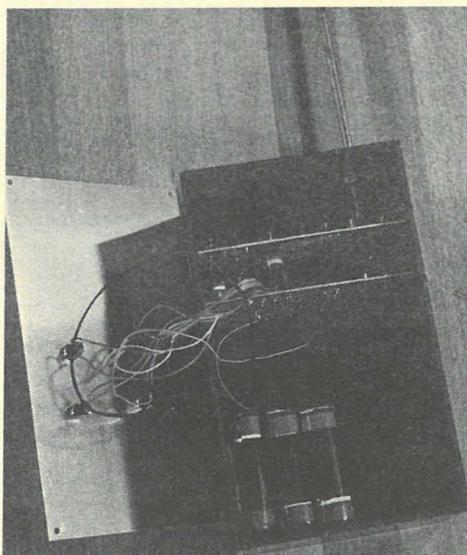
**Condensateurs mylar ou équivalent :** 1  $\mu$ F (1) - 0,01  $\mu$ F (1).

**Condensateurs chimiques :** 4,7  $\mu$ F, 10 volts (1) - 100  $\mu$ F, 15/20 volts (1).

**Diode :** n'importe quelle diode de petite puissance, au silicium (18P2, 1N645, etc...).

**Transistors :** 2N2646 (1) - 2N2925 (1) - 2N2905 (1). Pour un fonctionnement sous 12 ou 13 volts, il est prudent de munir T<sub>3</sub> d'un petit radiateur à ailettes.

**Divers (pour l'ensemble de l'émetteur) :** 5 boutons « poussoir » - 1 interrupteur 1 antenne télescopique.

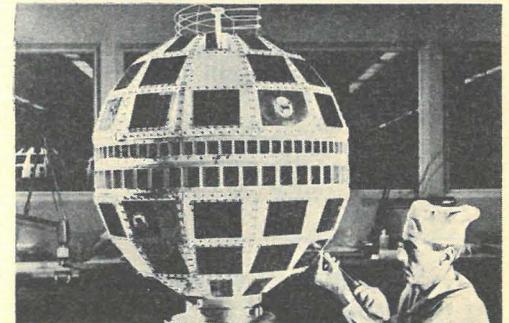


Prix approximatif de cet émetteur comprenant :

- La platine HT décrite dans notre précédent numéro.
- Le modulateur à 5 canaux.
- Le boîtier et les éléments périphériques.

**150 à 170 F**

quartz compris



## quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel ■ Radioréception - Radiodiffusion - Télévision Diffusée - Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma) - Enregistrement des Images ■ Télécommunications Terrestres - Télécommunications Maritimes - Télécommunications Aériennes - Télécommunications Spatiales ■ Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle ■ Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie ■ Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar ■ Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Électricité - Photo-Électricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatismes - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation ■ 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**

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR	PROGRAMMES
Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	■ <b>TECHNICIEN</b> Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors. <b>METHODE PEDAGOGIQUE INEDITE « Radio - TV - Service »</b> Technique souder - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages	■ <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>FOURNITURE :</b> Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	■ <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. Roosevelt - Champs-Élysées

**BON**

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

Degré choisi  
NOM  
ADRESSE

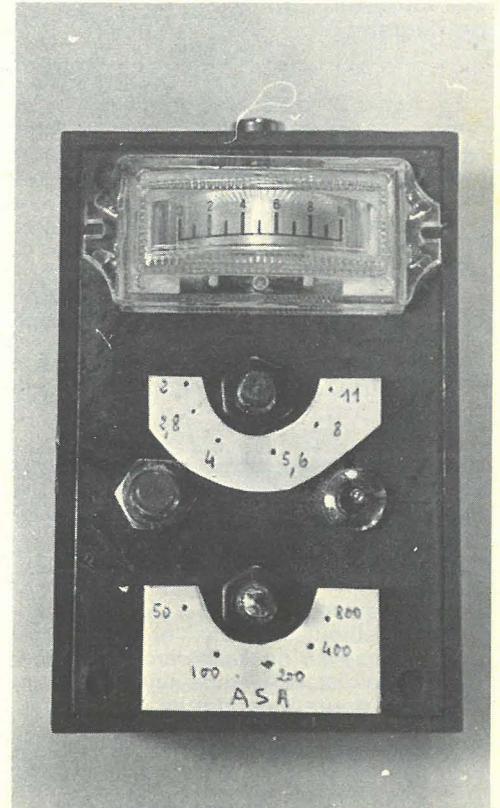


AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

Enseignement privé à distance.

# MONTAGES PRATIQUES

## Réalisation d'un posemètre pour flash électronique



La prise de vue au flash électronique permet au photographe d'opérer très simplement dans des conditions qu'aucun autre éclairage artificiel n'autorise. L'un des problèmes qui se pose est la détermination de l'ouverture du diaphragme en fonction des conditions de travail : on le résout généralement par le calcul, en utilisant une table ou en partant du nombre guide fourni par le constructeur.

Le posemètre dont nous proposons la réalisation mesure la quantité de lumière engendrée par l'éclair puis réfléchi par le sujet. Il donne directement le diaphragme à adopter, et cela quels que soient les paramètres qui entrent en jeu : utilisation d'un ou de plusieurs flashes, coefficient de réflexion du sujet, lumière renvoyée par les murs, etc.

### I - Rappels sur le fonctionnement d'un flash électronique :

Quelles que soient leur puissance et leur complexité, tous les flashes électroniques fonctionnent d'après le principe rappelé dans la figure 1.

Une source de tension continue  $V_1$ , généralement de l'ordre de quelques centaines de volts, charge à travers la résistance  $R_1$  un condensateur  $C_1$  de forte capacité. Les deux armatures de  $C_1$  sont reliées aux deux électrodes d'un tube à éclat TE, rempli d'un gaz rare (du xénon par exemple) sous faible pression.

La tension  $V_1$  est choisie suffisamment faible pour que le champ électrique entre les deux électrodes du tube, ne produise aucune ionisation appréciable du gaz. Celui-ci se comporte donc comme un isolant, et aucun courant ne circule dans le tube.

Une deuxième source de tension continue  $V_2$ , inférieure à  $V_1$ , charge le condensateur  $C_2$  de faible capacité à travers la résistance  $R_2$ . Un interrupteur I permet de décharger brutalement  $C_2$  à travers le primaire d'une bobine d'induction B, dont le secondaire est connecté entre la masse et une électrode auxiliaire du tube à éclats. Le secondaire de B comporte un grand nombre de tours, et une impulsion de courant dans le primaire y donne une impulsion de tension très élevée (plusieurs Kilovolts).

Si on ferme l'interrupteur I quand les deux condensateurs sont chargés, l'impulsion de tension sur l'électrode auxiliaire crée un champ électrique très intense dans le gaz du tube TE. L'ionisation du gaz est alors amorcée, et elle se propage rapidement dans l'ensemble du tube, où le gaz devient conducteur. Le condensateur  $C_1$  se décharge alors, et l'intensité du courant de décharge est tellement élevée qu'elle provoque un violent échauffement du gaz, donnant naissance à un éclair très lumineux.

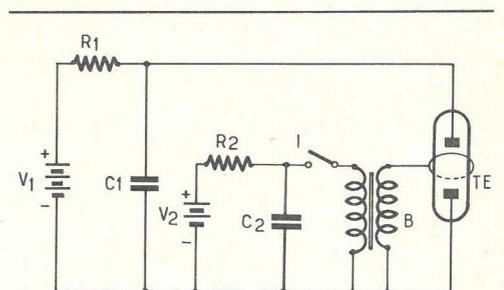


Figure 1

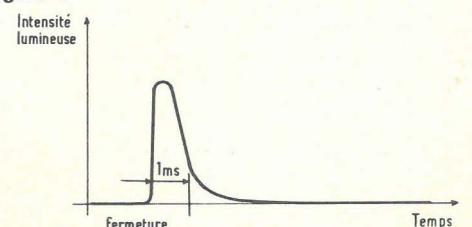


Figure 2

L'énergie dépensée dans cet éclair est

$$W \text{ joules} = \frac{1}{2} C_1 V_1^2$$

où  $C_1$  s'exprime en farads et  $V_1$  en volts.

### Les caractéristiques de l'éclair :

La figure 2 représente, en fonction du temps, les variations de l'intensité lumineuse. On voit que l'éclair est extrêmement bref, 1 ms étant une durée moyenne pour les flashes courants. Dans ces conditions, la quantité de lumière qui impressionne la pellicule n'est pas commandée par le temps de pose sélectionné sur l'obturateur photographique, et qui est toujours plus long que la durée de l'éclair. Seule intervient l'ouverture du diaphragme de l'objectif.

## II - Le réglage de l'exposition :

L'éclairage du sujet photographié dépend naturellement de l'énergie libérée par l'éclair. Pour un flash donné, il dépend aussi de la distance lampe-sujet, selon une loi que la figure 3 permet de préciser.

Supposons que le flash électronique soit placé au point S, et orienté dans la direction Sx. Pour simplifier le raisonnement, nous supposons que l'objet photographié est une surface plane, et que tous les rayons du flash sont compris dans la pyramide Sa, Sb, Sc, Sd. Le flux lumineux est le même dans toutes les sections de cette pyramide. La surface ABCD située à la distance L de S, et la surface A'B'C'D' située à la distance 2L, coupent donc le même flux. Comme l'aire de A'B'C'D' est quatre fois celle de ABCD, son éclairage est quatre fois moins élevé. On voit donc que l'éclairage est inversement proportionnel au carré de la distance.

Avec un flash d'énergie connue, et pour une pellicule de rapidité donnée, il suffit donc de déterminer à la construction le diaphragme nécessaire à 1 m, pour connaître les diaphragmes à n'importe quelle distance. Souvent, les flashes du commerce sont pourvus d'une échelle dispensant de tout calcul, comme le montre la figure 4.

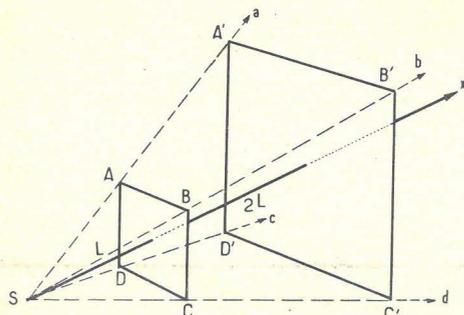


Figure 3

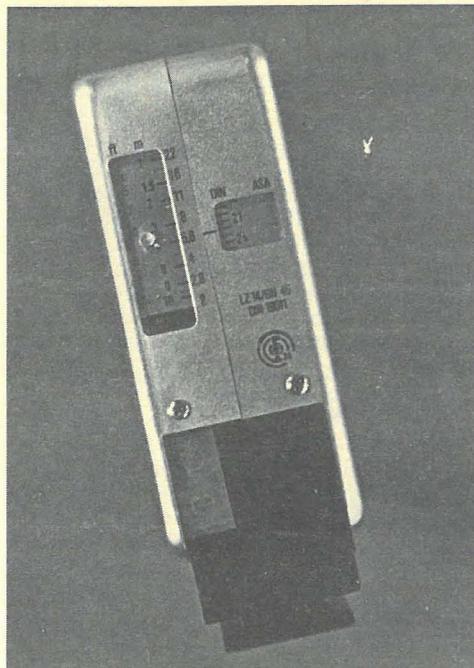


Figure 4

Dans la pratique, le problème n'est pas aussi simple. En effet, le choix du diaphragme dépend du coefficient de réflexion du sujet, et de la lumière renvoyée par les parois du local. La difficulté s'accroît si, comme le montre la figure 5, on utilise en plus du flash principal, un ou plusieurs flashes d'appoint pour modeler l'éclairage. Cette technique est couramment employée pour le portrait : les flashes auxiliaires sont alors commandés par l'éclair de la lampe fixée à l'appareil de prise de vue.

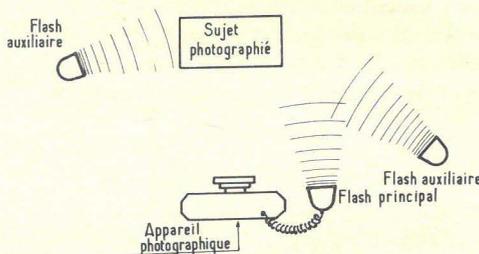


Figure 5

## III - Principe du posemètre pour flash électronique

La solution consiste à mesurer l'éclairage à l'aide d'un posemètre, comme on le fait par exemple pour les photographies en lumière du jour. Mais les posemètres ordinaires, à cause de leur inertie, ne sont pas utilisables. Il faut que la mesure s'effectue pendant la brève durée de l'éclair, puis soit mise en mémoire pour permettre sa lecture par l'opérateur.

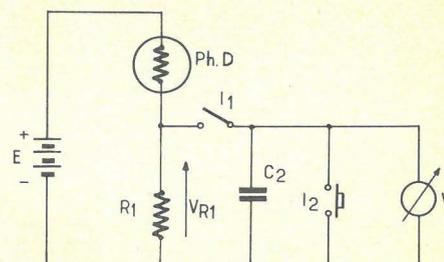


Figure 6

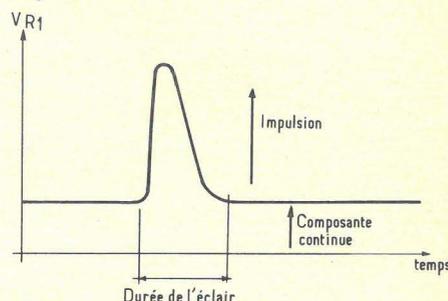


Figure 7

Le schéma de principe retenu est celui de la figure 6. L'élément sensible à la lumière est une photodiode Ph. D. L'utilisation d'une photorésistance doit en effet être écartée, car ces composants ont un temps de réponse beaucoup trop long pour l'usage envisagé. Une pile E débite dans cette photodiode branchée en série avec la résistance  $R_1$ . L'intensité du courant, donc la tension  $V_{R1}$  aux bornes de la résistance, croissent avec l'éclairage.

Naturellement, un éclairage permanent existe toujours sur le sujet photographié, ne serait-ce que pour permettre la mise au point et le cadrage. Cet éclairage croît brutalement pendant la durée de l'éclair. La tension  $V_{R1}$  se présente alors comme le montre la figure 7 : elle est formée d'une composante continue, à laquelle se superpose pendant la durée de l'éclair, une impulsion brève.

La tension  $V_{R1}$  est utilisée pour charger un condensateur  $C_2$  (les notations de la figure 6 sont celles du schéma final de la figure 8). Si on ne prenait aucune autre précaution, et à cause de l'éclairage ambiant,  $C_2$  serait continuellement chargé, et la tension à ses bornes ne renseignerait pas sur l'éclairage fourni par le flash. On ne transmet donc à  $C_2$  que l'impulsion de tension, par l'intermédiaire d'un interrupteur  $I_1$  qui s'ouvre uniquement pendant la durée de l'éclair.

La tension aux bornes de  $C_2$  est alors proportionnelle à la quantité de lumière reçue, et il suffit de la lire à l'aide d'un voltmètre à très grande impédance d'entrée, donc ne déchargeant pas  $C_2$  après la fin de l'éclair, pour déterminer le diaphragme à adopter. L'interrupteur-poussoir  $I_2$  sert à décharger  $C_2$  après la lecture, pour permettre la mesure suivante.

On peut régler la sensibilité de l'appareil, et notamment l'adapter à celle de la pellicule, en modifiant la valeur de  $R_1$ .

## IV - Schéma complet du posemètre

Il est donné dans la **figure 8**. La photodiode Ph.D est une BPY 13 de chez RTC. Elle est montée en série avec la résistance talon  $R_1$  de  $470\ \Omega$ , et le potentiomètre  $P_1$  de  $2,2\ k\Omega$ . Celui-ci permet de prélever une fraction plus ou moins grande de l'impulsion de tension, donc de régler le posemètre en fonction de la sensibilité du film utilisé. Le point milieu du potentiomètre est relié, par le condensateur  $C_1$  de  $22\ nF$ , à la résistance  $R_2$  de  $15\ k\Omega$  ramenée au plus de l'alimentation. Ainsi, aux bornes de  $R_2$ , on trouve en permanence une tension nulle, quel que soit l'éclairage ambiant reçu par la cellule. Le condensateur  $C_1$  ne transmet que l'impulsion de tension due à l'éclair.

Cette impulsion négative (le montage de Ph.D et de la résistance  $R_1$  est inverse de celui de la **figure 6**), commande la base du transistor  $T_1$ , PNP de type 2N 2907. Pour une impulsion d'amplitude donnée, le courant dans  $T_1$  est fixé par sa résistance d'émetteur  $R_3$  de  $1\ k\Omega$ . Le courant de collecteur de  $T_1$  charge le condensateur  $C_2$  de  $0,47\ \mu F$ .  $T_1$  et ses résistances de polarisation, associés à  $C_1$ , sont équivalents à l'interrupteur  $I_1$  de la **figure 6**.

Un transistor à effet de champ  $T_2$ , de type 2N 3819, travaille à très forte impédance d'entrée, puisque sa grille n'est polarisée par aucune résistance. Son drain est relié au plus de l'alimentation par une résistance  $R_6$  de  $100\ \Omega$ , et sa source est chargée par  $R_5$  de  $3,3\ k\Omega$ .

Sur la source de  $T_2$ , la tension au repos n'est pas nulle, puisque cette résistance est alors traversée par le courant  $I_{DSS}$  du FET. Pour que le voltmètre indique zéro quand le condensateur  $C_2$  est déchargé, on le branche donc entre la source de  $T_2$  et un point maintenu au même potentiel grâce aux résistances  $R_{11}$  de  $15\ k\Omega$  et  $R_{12}$  de  $1\ k\Omega$ , et au potentiomètre  $P_2$  de  $10\ k\Omega$ .  $P_2$  sert donc au réglage du zéro du posemètre.

L'interrupteur poussoir  $I_2$  est utilisé pour décharger le condensateur  $C_2$  après chaque lecture. Il est monté en série avec une résistance  $R_4$  de  $1\ k\Omega$ , qui limite le courant de décharge et protège les contacts de  $I_2$ .

Le voltmètre proprement dit est constitué par l'ensemble des résistances  $R_7$  à  $R_{10}$ , des diodes  $D_1$  à  $D_3$ , et du galvanomètre G. Son fonctionnement requiert quelques explications. Entre les points A et B la tension, nulle au repos, est après l'éclair proportionnelle à la tension de charge de  $C_2$ . Or celle-ci croît approximativement linéairement avec l'éclairage du sujet par l'éclair du flash. Si on branchait entre A et B un voltmètre à échelle linéaire, le courant  $I_G$  traversant son galvanomètre serait une fonction linéaire de  $V_{AB}$ , donc de la quantité de lumière renvoyée par le sujet, comme le montre la **figure 9**.

Or on sait que, dans un appareil photographique, on multiplie par deux la quantité de lumière admise chaque fois qu'on ouvre le diaphragme d'une division. Supposons alors qu'au point (a) de la **figure 9** corresponde un diaphragme de 11. Pour une quantité de lumière deux fois moins grande, il faut ouvrir à 8, et on se trouve au point (b) de la courbe.

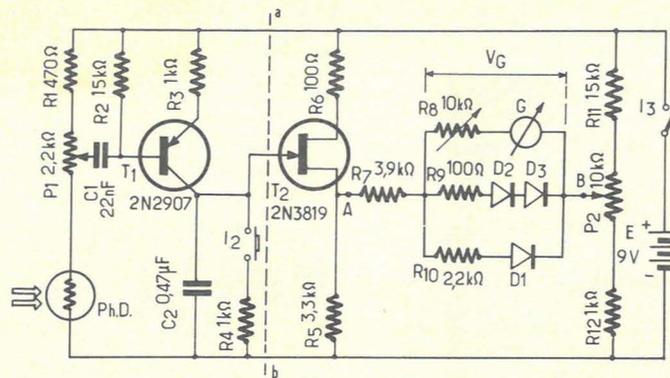


Figure 8

En continuant le même raisonnement, on place successivement les points (c), (d), (e) et (f) correspondants aux diaphragmes 5,6, 4, 2,8 et 2. On voit que l'échelle des diaphragmes, reportée sur la droite verticale D, est très resserrée vers les grandes ouvertures.

Pour obtenir une échelle des diaphragmes approximativement linéaire, il faudrait donc que la tension appliquée au voltmètre ne croisse pas linéairement, mais de plus en plus lentement, avec  $V_{AB}$ . C'est le but du montage retenu dans la **figure 8**. En effet, tant que  $V_{AB}$  reste inférieure à 0,6 volt environ, les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  sont presque bloquées, et tout le courant passe dans le galvanomètre. Au-dessus de 0,6 volt, la diode  $D_1$  au silicium se débloque, et une partie croissante du courant qui circule dans  $R_7$ , est dérivée dans la branche  $R_{10}$   $D_1$ . A partir de 1,2 volt, le même phénomène se produit dans la branche composée de  $R_9$ , et des deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  en série.

Finalement, la **figure 10** montre les variations de la tension  $V_G$ , ainsi obtenues, en fonction de  $V_{AB}$ . Sur la droite D, on a reporté la nouvelle échelle des diaphragmes, dont on voit qu'elle est presque linéaire.

Les résistances  $R_7$ ,  $R_9$  et  $R_{10}$  valent respectivement  $3,9\ k\Omega$ ,  $100\ \Omega$  et  $2,2\ k\Omega$ . La résistance  $R_8$  est un ajustable de  $10\ k\Omega$ , qui permet d'ajuster la sensibilité du posemètre à la construction. Enfin, l'ensemble est alimenté, à travers l'interrupteur de mise en marche  $I_3$ , par une pile miniature de 9 volts.

## V - Réalisation pratique

Pour le galvanomètre notre choix s'est fixé sur un vu-mètre de  $260\ \mu A$ , ce qui a permis une miniaturisation de tout le posemètre. Celui-ci tient en effet dans un petit coffret en matière plastique référence P/1, de 8,5 cm de long, 5,5 cm de large et 3,7 cm de profondeur. La photographie en tête d'article en montre l'aspect terminé.

L'ensemble de l'électronique tient sur un circuit imprimé dont la **figure 11** donne le dessin à l'échelle 1, vu du côté cuivré de la plaquette. La **figure 12** indique, toujours à l'échelle 1, l'implantation des composants.

Sur la photographie de la **figure 13**, on voit comment les différents éléments ont trouvé place dans le coffret. La cellule est directement fixée, par un point de colle, dans un trou ménagé sur une petite face du coffret.

On commencera le montage en ne câblant que tout ce qui se trouve à droite de la ligne ab sur la **figure 8**, et en reliant provisoirement la grille du transistor  $T_2$  à la masse par un court-circuit. Avec un contrôleur, on doit alors trouver entre la masse et la source de  $T_2$  une tension voisine de 2 volts. Si cette tension dépassait 3,5 volts, il faudrait changer  $T_2$ , car on resterait alors le domaine de mesure utilisable.

Cette vérification faite, on peut câbler la totalité du posemètre, puis mettre sous tension par  $I_3$ . On presse le bouton de remise à zéro pour être sûr que le condensateur  $C_2$  est bien déchargé.

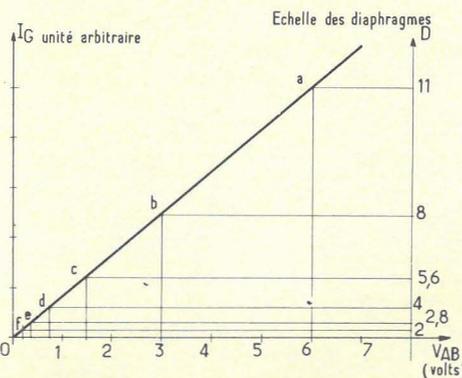


Figure 9

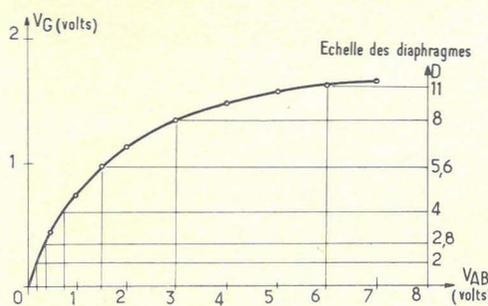


Figure 10

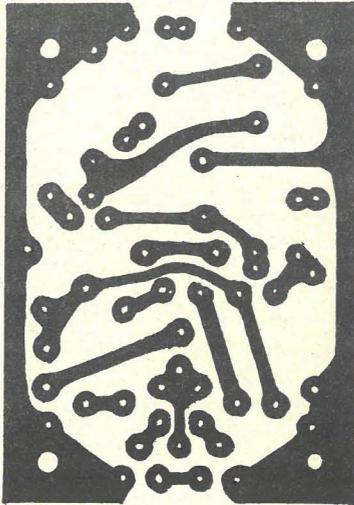


Figure 11

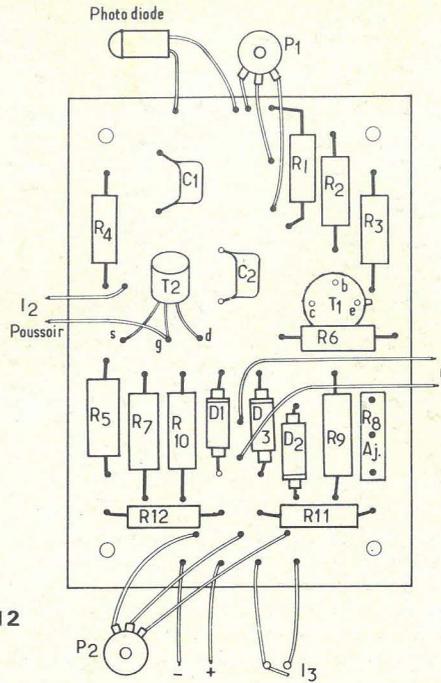


Figure 12

Tableau I	
distance au mur	Sensibilité du film (ASA)
d	50
1,41 d	100
2 d	200
2,82 d	400
4 d	800

Tableau II	
Distance au mur	Diaphragme
0,7 d	11
d	8
1,41 d	5,6
2 d	4
2,82 d	2,8
4 d	2

La méthode d'étalonnage la plus sûre consiste à prendre quelques clichés au flash électronique. Pour cela, on charge l'appareil photographique avec un film de 50 ASA, et on place le curseur du potentiomètre  $P_1$  en bas sur la figure 8 (maximum de sensibilité). On peut dégrossir le réglage par comparaison avec la table ou le nombre guide fourni par le constructeur du flash.

Plaçons-nous par exemple contre un mur, dans des conditions où le nombre guide devrait conduire à un diaphragme de 8. On déclenche le flash à la main (sans le coupler à l'appareil photo). L'ajustable  $R_8$  a été préalablement placé à mi-course. Le posemètre orienté vers le mur et placé au voisinage du flash, donne une certaine déviation. On devra régler  $R_8$  et recommencer l'opération jusqu'à ce que cette déviation se situe aux  $3/4$  de l'échelle du galvanomètre (figure 14). Une fois ce résultat obtenu, on notera arbitrairement cette position « 8 ». Le réglage suivant est celui de l'échelle du potentiomètre  $P_1$  de réglage de sensibilité du film. Pour cela, on divise par deux l'éclairage, ce qui revient à multiplier par  $\sqrt{2} = 1,41$  la distance du flash et du posemètre au mur. Sans retoucher  $R_8$ , on ajuste alors  $P_1$  pour retrouver la même déviation précédemment notée « 8 ». La position correspondante de  $P_1$  correspond à un film de 100 ASA.

On continuera le réglage de la même façon pour graduer  $P_1$ . Si on appelle « d » la distance au mur pour le premier réglage, les distances successives correspondant aux différentes sensibilités de films sont résumées dans le tableau I.

(suite et fin page 87)

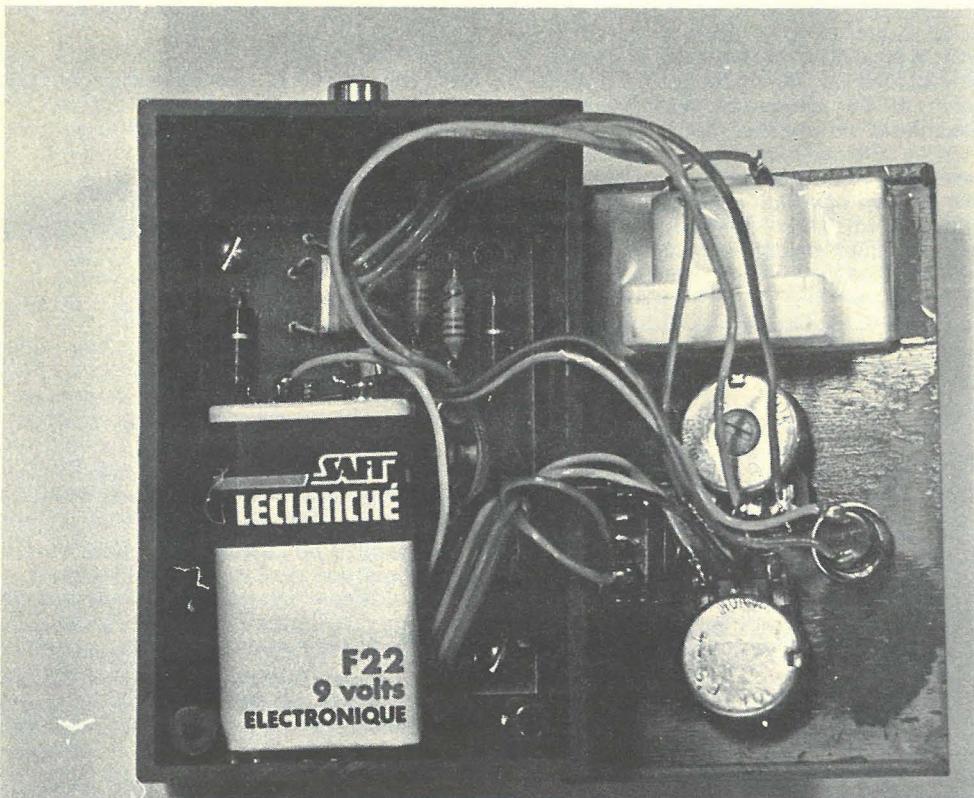


Figure 13

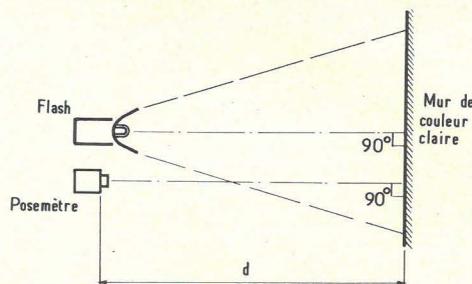
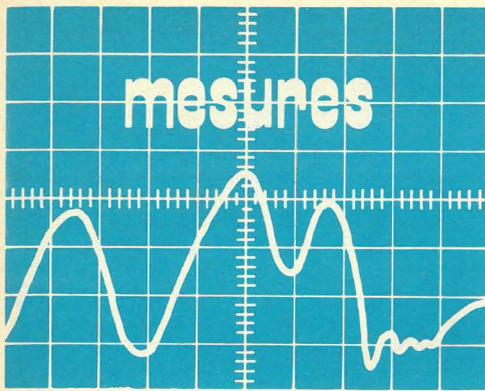
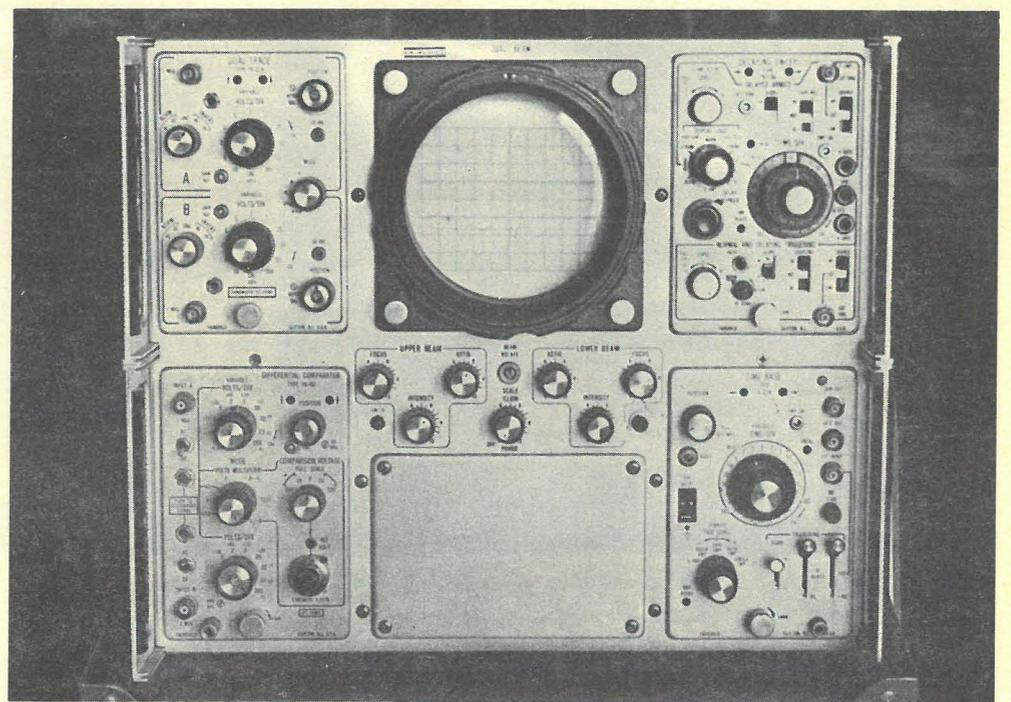


Figure 14



# STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT D'UN OSCILLOSCOPE

Voir les deux premières parties de cette série dans les numéros 315 et 316 traitant respectivement du tube cathodique et des circuits d'alimentation.



**les  
bases  
de  
temps**

## A - NOTIONS GENERALES

### I - COMBINAISON DES DEPLACEMENTS DU SPOT SUR L'ECRAN.

Sur l'écran d'un oscilloscope, les déviations du spot, commandées par les tensions appliquées entre les plaques de déviations horizontale et verticale, ont lieu selon deux directions perpendiculaires. On peut les repérer, comme le montre la **figure 1**, sur des axes de coordonnées Ox et Oy.

Dans le cas le plus général, les déplacements horizontaux peuvent être représentés par une fonction du temps :

$$x = f(t) \quad (1)$$

Il en est de même des déplacements verticaux, qui dépendent du temps selon une autre loi :

$$y = g(t) \quad (2)$$

Finalement, la courbe décrite sur l'écran par le spot M est représentée, dans le temps, par l'ensemble des deux équations (1) et (2).

Un exemple bien connu est celui des courbes de Lissajous, obtenues en combinant horizontalement et verticalement des déplacements variant sinusoidalement en fonction du temps :

$$x = \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$$

$$y = \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$$

Nous aurons l'occasion d'y revenir en détail lors de l'étude des applications de l'oscilloscope, puisque ces courbes sont utilisées à la comparaison de deux fréquences. Rappelons simplement que si  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , c'est-à-dire les fréquences des deux sinusoides, sont dans un rapport entier, on obtient des figures dont la forme dépend non seulement de  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , mais aussi de la différence de phases  $\varphi_1 - \varphi_2$  entre les deux tensions.

A titre d'exemple, les photographies des **figures 2 à 5** montrent quelques cas simples. Pour les **figures 2 et 3**, on a  $\omega_1 = \omega_2$ , mais avec des valeurs différentes du déphasage. Les **figures 4 et 5** correspondent au cas où  $\omega_2 = 2\omega_1$ .

### II - CAS PARTICULIER DU BALAYAGE LINEAIRE

Toutefois, l'application la plus générale de l'oscilloscope réside dans l'étude des variations d'une tension en fonction du temps.

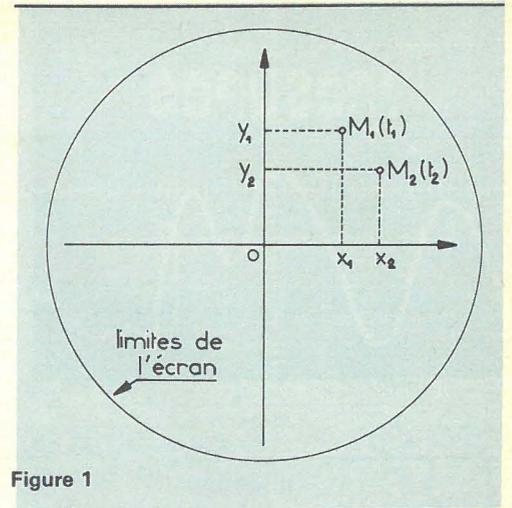


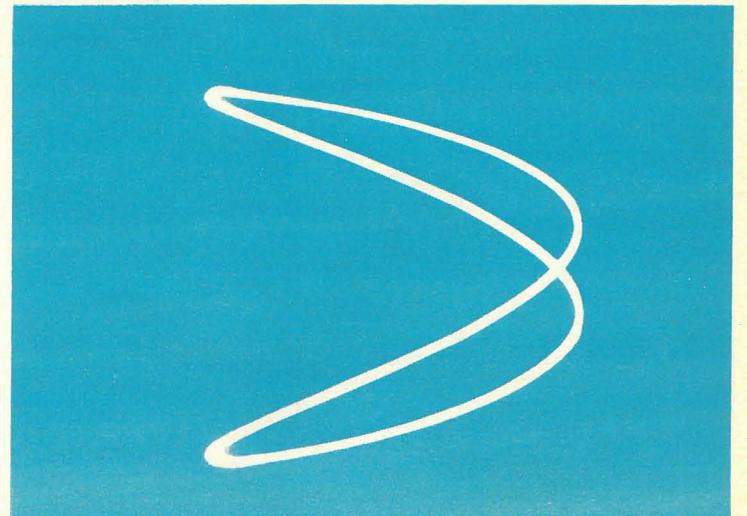
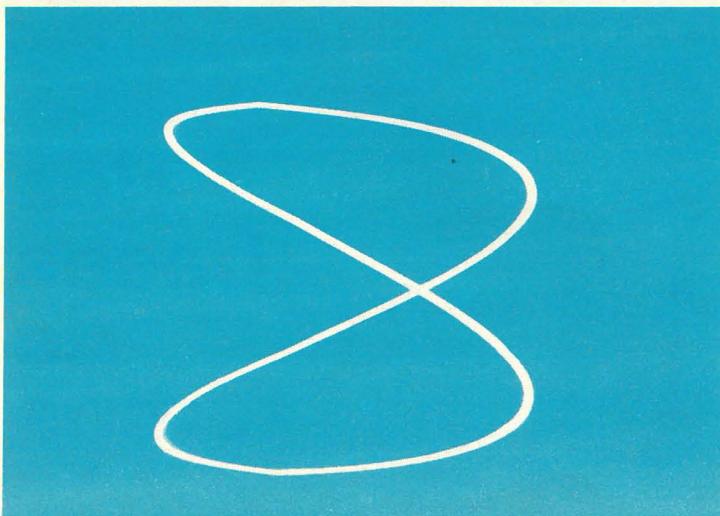
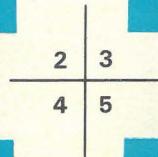
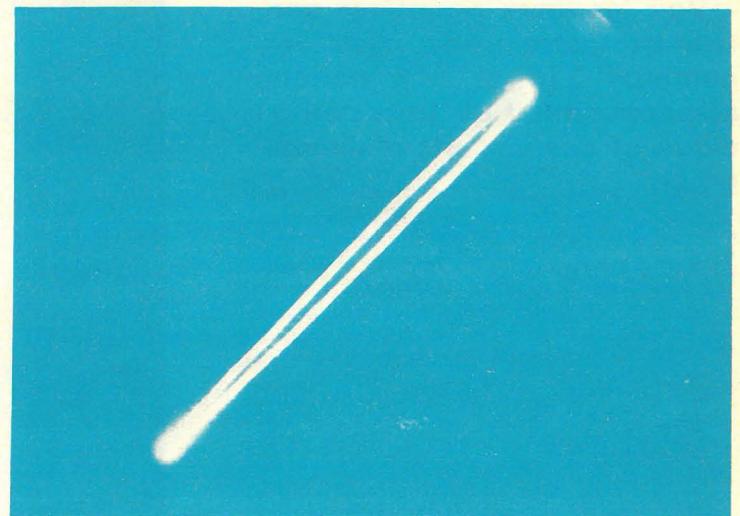
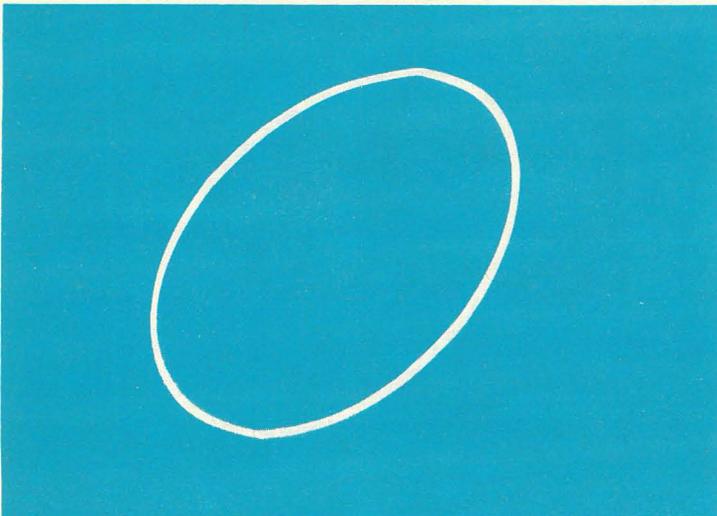
Figure 1

Cette tension commande les déplacements verticaux du spot, qui sont de la forme  $y = f(t)$

Pour que la courbe décrite par le spot représente cette fonction, il faut que l'axe des x soit gradué proportionnellement au temps t, donc que les déplacements horizontaux soient de la forme :

$$x = k t$$

où k est un nombre constant. Comme ces



déplacements sont proportionnels aux variations de la tension  $V_H$  appliquée sur les plaques de déviation horizontale,  $V_H$  doit être elle-même fonction linéaire du temps :  

$$V_H = K t$$

Notons qu'avec une telle loi,  $V_H$  augmenterait indéfiniment, ce qui est évidemment irréalisable et surtout inutilisable en pratique, puisque le spot sortirait de l'écran. On est donc amené à limiter les variations entre deux valeurs  $-V_{H0}$  et  $+V_{H0}$  qui correspondent chacune à une déviation d'un demi-diamètre vers la gauche ou vers la droite (figure 6). Entre ces deux valeurs,  $V_H$  croît linéairement, puis retombe presque instantanément de  $+V_{H0}$  à  $-V_{H0}$  : c'est la courbe en dents de scie que tout le monde connaît (figure 7).

### III - RELATION ENTRE LA FREQUENCE DU SIGNAL OBSERVE ET LA FREQUENCE DE BALAYAGE

La figure 8 représente en haut (courbe a), les variations d'une tension périodique de période  $T$ , appliquée sur les plaques de déviation verticale de l'oscilloscope. Supposons d'abord que la période de la dent de scie produisant le balayage horizontal soit rigoureusement égale à  $T$  (courbe b). A chaque balayage complet de l'écran correspond alors une période du signal étudié, et la courbe observée sur l'oscilloscope est celle de la figure 9.

On remarquera qu'à cause de la durée du retour, une petite partie du signal échappe à l'observation. On peut y remédier en adoptant pour la dent de scie une période double ( $2T$ ) ou triple ( $3T$ ) de celle de la tension étudiée. Le premier cas correspond à celui de la courbe (c) sur la figure 8, et le résultat obtenu sur l'écran est illustré par la photographie de la figure 10.

Dans tous les cas précédents, où la période de la dent de scie est égale à celle du signal ou à l'un de ses multiples, on se retrouve à chaque départ du balayage, en un point homologue de la courbe représentant la tension observée. Sur l'écran de l'oscilloscope, le départ de la trace correspond lui aussi à ce même point, et les oscillogrammes construits à chaque balayage se superposent : l'œil ne perçoit qu'une seule trace.

Si la période  $T'$  du balayage n'est plus rigoureusement égale à un multiple de  $T$ , le démarrage s'effectue à chaque fois en des points différents du signal (cas de la courbe d de la figure 8). Les tracés successifs ne se superposent plus, et on observe un ensemble confus d'oscillogrammes, pouvant aller jusqu'à une zone presque uniformément éclairée, comme le montrent les photographies des figures 11 et 12.

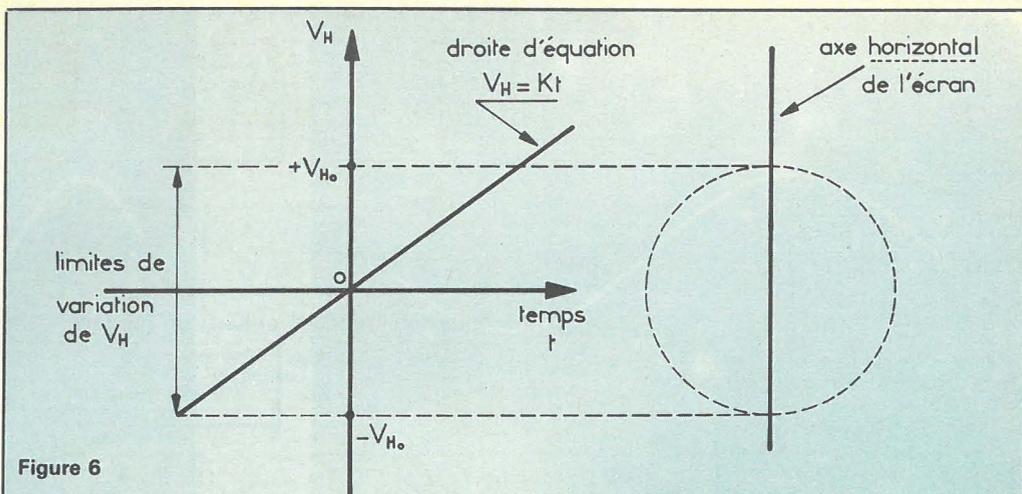


Figure 6

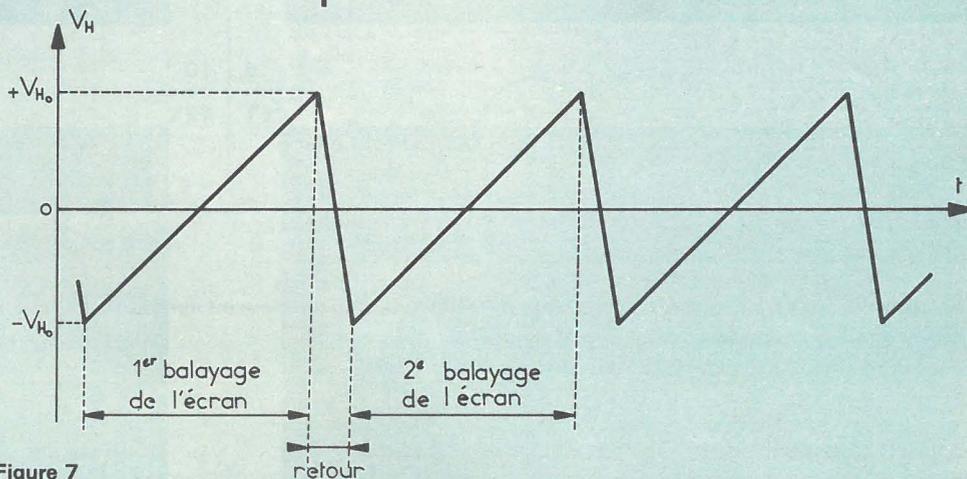


Figure 7

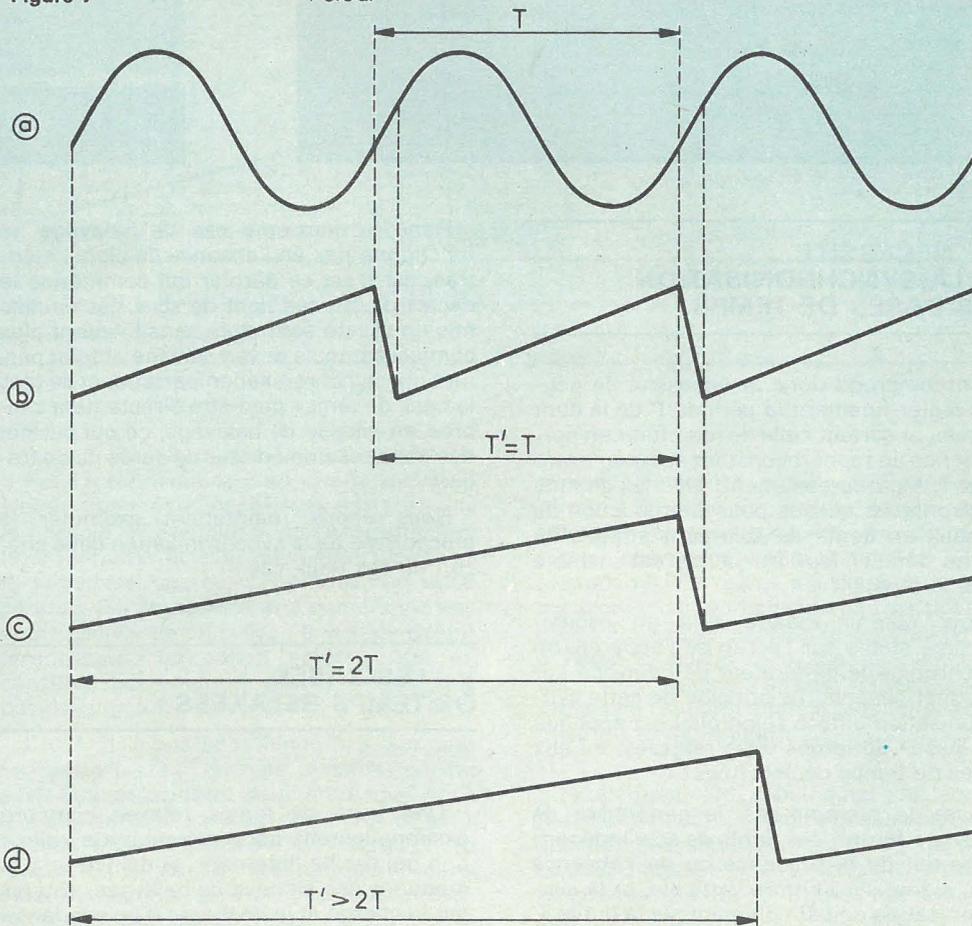
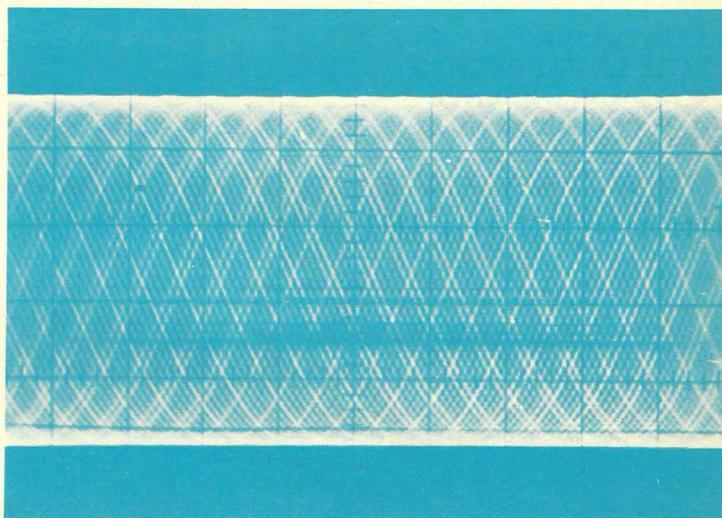
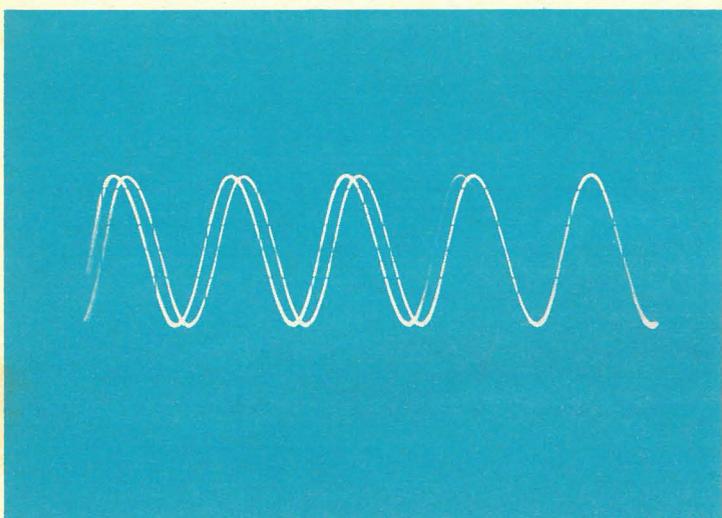
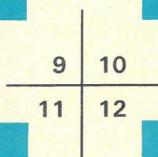
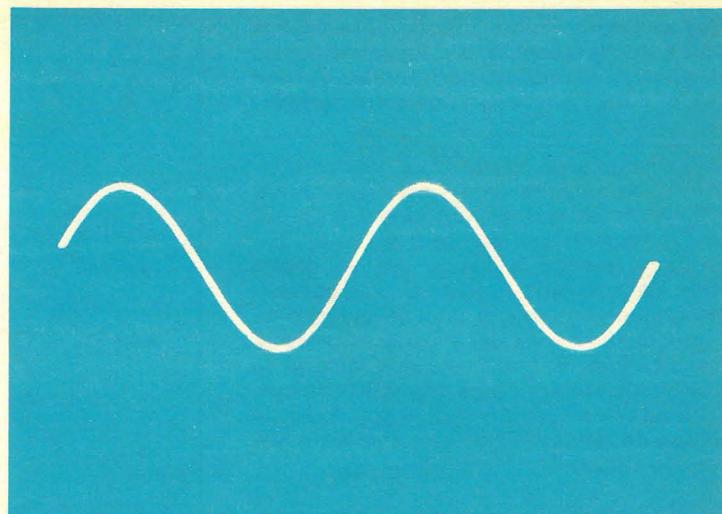
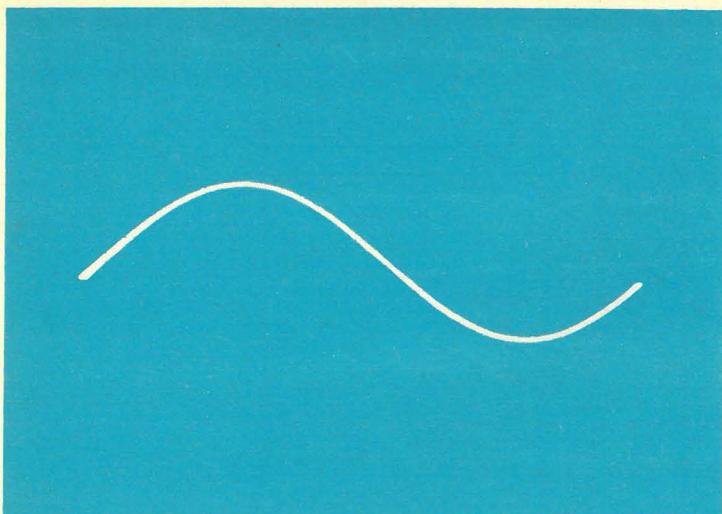


Figure 8



#### IV - NECESSITE DE LA SYNCHRONISATION DES BASES DE TEMPS

On comprend donc la nécessité de pouvoir régler finement la période  $T'$  de la dent de scie, et surtout celle de maintenir en permanence un rapport constant et entier entre  $T'$  et  $T$ . Malheureusement, tous les circuits électroniques utilisés pour la production de signaux en dents de scie sont affligés du même défaut : leur fréquence est instable dans le temps.

Pour obtenir malgré cela un oscillogramme stable sur l'écran de l'appareil, on synchronise le générateur de balayage sur le signal observé. Le principe de cette synchronisation diffère selon qu'il est appliqué aux bases de temps dites relaxées, ou aux bases de temps déclenchées.

Dans le premier cas, le générateur de balayage fournit des dents de scie indépendamment de la présence ou de l'absence d'un signal sur l'entrée verticale, et la synchronisation agit simplement sur la durée  $T'$  de chaque dent de scie afin de la rendre égale à un multiple de la période  $T$  de la tension observée.

Dans le deuxième cas, le balayage ne fonctionne pas en l'absence de signal d'entrée, car c'est ce dernier qui commande le départ de chaque dent de scie. Les circuits mis en œuvre sont alors sensiblement plus complexes, mais le verrouillage obtenu permet une synchronisation parfaite, et de plus la base de temps peut être directement calibrée en vitesse de balayage, ce qui permet des mesures immédiates de durée ou de fréquence.

Nous allons maintenant examiner le mécanisme de la synchronisation dans chacun de ces deux cas.

#### V - LES BASES DE TEMPS RELAXEES

Une base de temps relaxée comporte essentiellement un générateur de relaxation qui oscille librement, et délivre en permanence des signaux de balayage, obtenus par la charge et la décharge d'un condensateur (figure 13). Comme nous l'avons vu sur la figure 7, la tension  $V_H$  transmise aux plaques de déviation horizontale évolue entre

deux limites  $-V_{HO}$  et  $+V_{HO}$  fixées en fonction des caractéristiques du tube cathodique (sensibilité et diamètre de l'écran). La durée  $T'$  de chaque dent de scie est donc fixée par la vitesse de charge du condensateur  $C$ , c'est-à-dire par l'intensité du courant de charge  $i$  délivré par le générateur  $G$ .

Quand la tension au point A a atteint la valeur  $+V_{HO}$ , un circuit électronique assimilable à un interrupteur  $I$  assure la décharge aussi rapide que possible du condensateur, jusqu'à la valeur  $-V_{HO}$  de la tension au point A. A ce moment, l'interrupteur  $I$  s'ouvre et une nouvelle rampe démarre automatiquement, qu'un signal soit ou non appliqué sur l'entrée verticale de l'oscilloscope.

Le principe de la synchronisation consiste à prélever, en un point convenablement choisi de l'amplificateur vertical, une fraction du signal envoyé aux plaques de déviation verticale. Cette tension est mise en forme pour aboutir généralement à l'élaboration d'impulsions, de telle façon qu'à chaque période du signal d'entrée corresponde une impulsion, et que celle-ci se situe toujours en un point bien déterminé de la période. Les courbes (a) et (b) de la figure 14 montrent un exemple de correspondance entre une sinusoïde provoquant la déviation verticale, et les impulsions qui en sont tirées.

Sur cette même **figure 14**, on a représenté en (c) l'une des dents de scie fournie par la base de temps. En l'absence de synchronisation, sa durée  $T'$  serait légèrement trop longue pour donner un balayage stable, comme on peut s'en assurer en établissant la correspondance entre les courbes (a) et (c). C'est là qu'interviennent les impulsions de la courbe (b).

Tant que la rampe n'a pas atteint une tension  $V_{min}$  très proche de  $+V_{Ho}$ , les impulsions restent sans effet sur le balayage. En revanche, la première impulsion reçue quand la rampe a dépassé  $V_{min}$  provoque un retour prématuré, donc le départ d'un nouveau cycle de balayage. La durée du balayage ainsi synchronisé est réduite à une valeur  $T''$  légèrement inférieure à  $T'$ , et qui est multiple de la période  $T$  du signal observé ( $T'' = 3T$  sur la **figure 14**).

## VI - LES BASES DE TEMPS DECLENCHEES

Généralement suffisantes pour l'observation des phénomènes courants, quand il s'agit de formes d'onde simples et pour des fréquences pas trop élevées, les bases de temps relaxées se révèlent insuffisantes quant on veut les utiliser dans des conditions plus difficiles. Elles sont incapables, en particulier, de se synchroniser sur des signaux non périodiques, et fonctionnent mal dans le cas de signaux complexes comme on peut en rencontrer parfois en télévision. Ces insuffisances ont conduit à la conception des bases de temps déclenchées, qu'on rencontre maintenant sur tous les oscilloscopes de laboratoire.

Dans une base de temps déclenchée, on élabore aussi des impulsions synchrones du signal vertical. Mais la différence essentielle par rapport aux bases de temps relaxées tient dans le fait que le générateur de balayage reste normalement au repos, c'est-à-dire qu'il ne fournit pas de dents de scie en l'absence de signal d'entrée : le spot reste alors immobile à gauche de l'écran.

Le rôle des impulsions de synchronisation consiste ici à commander le départ de chaque balayage, dont le retour s'effectue automatiquement. Le spot, revenant alors à gauche de l'écran après avoir effectué un aller à vitesse constante et un retour très rapide, y reste à nouveau immobile jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion de commande.

Le schéma synoptique de la **figure 15** montre les différentes étapes de l'élaboration d'une rampe de balayage, en correspondance avec les variations de tension du signal observé. Celui-ci (courbe a), est d'abord transformé en rectangulaires à faibles temps de montée et de descente (courbe b) par une bascule de Schmidt. Un réglage de seuil de la bascule permet de choisir la position de chaque montée des rectangulaires par rapport au niveau du signal.

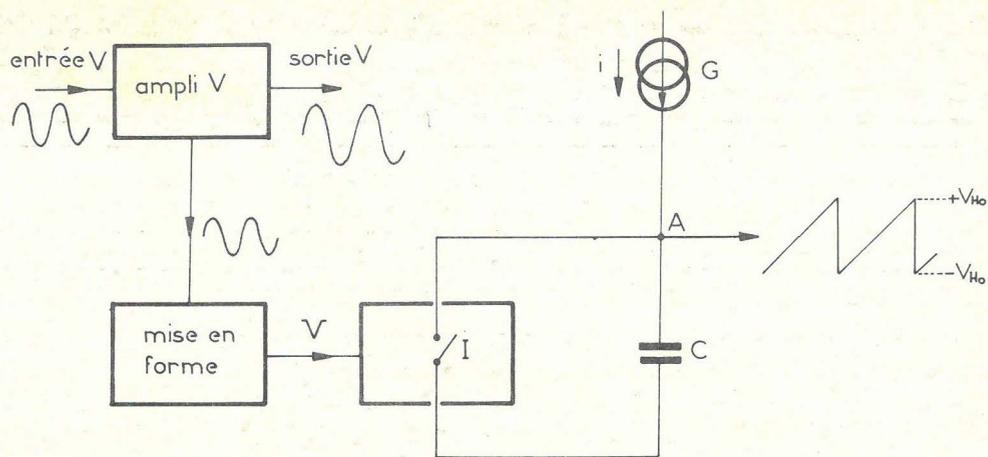


Figure 13

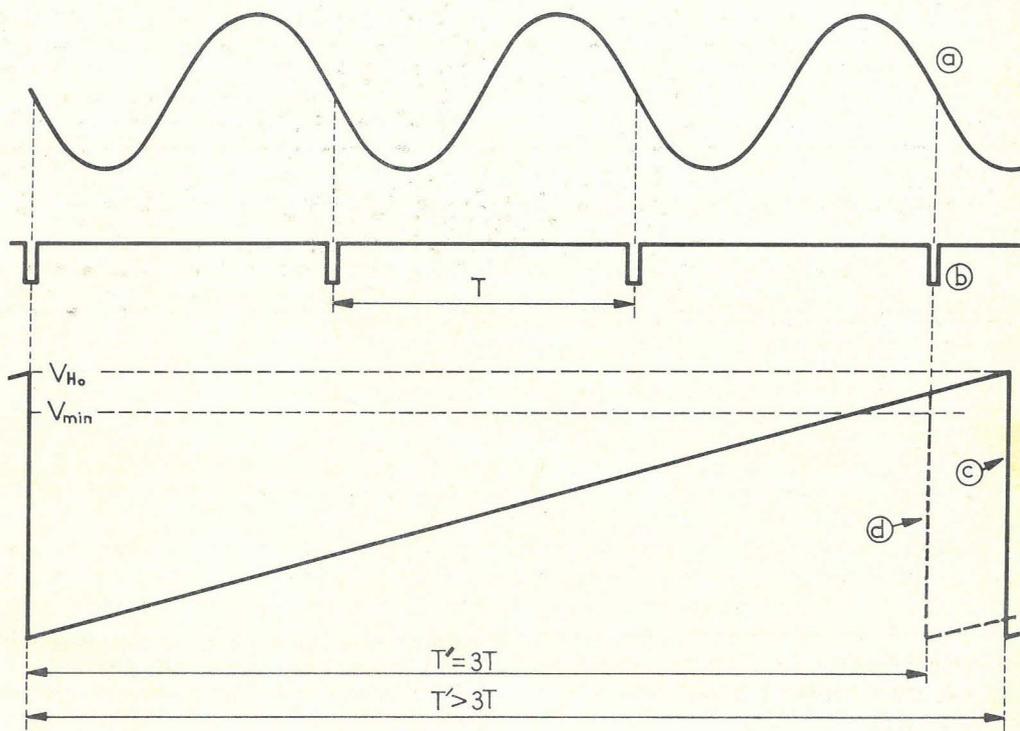


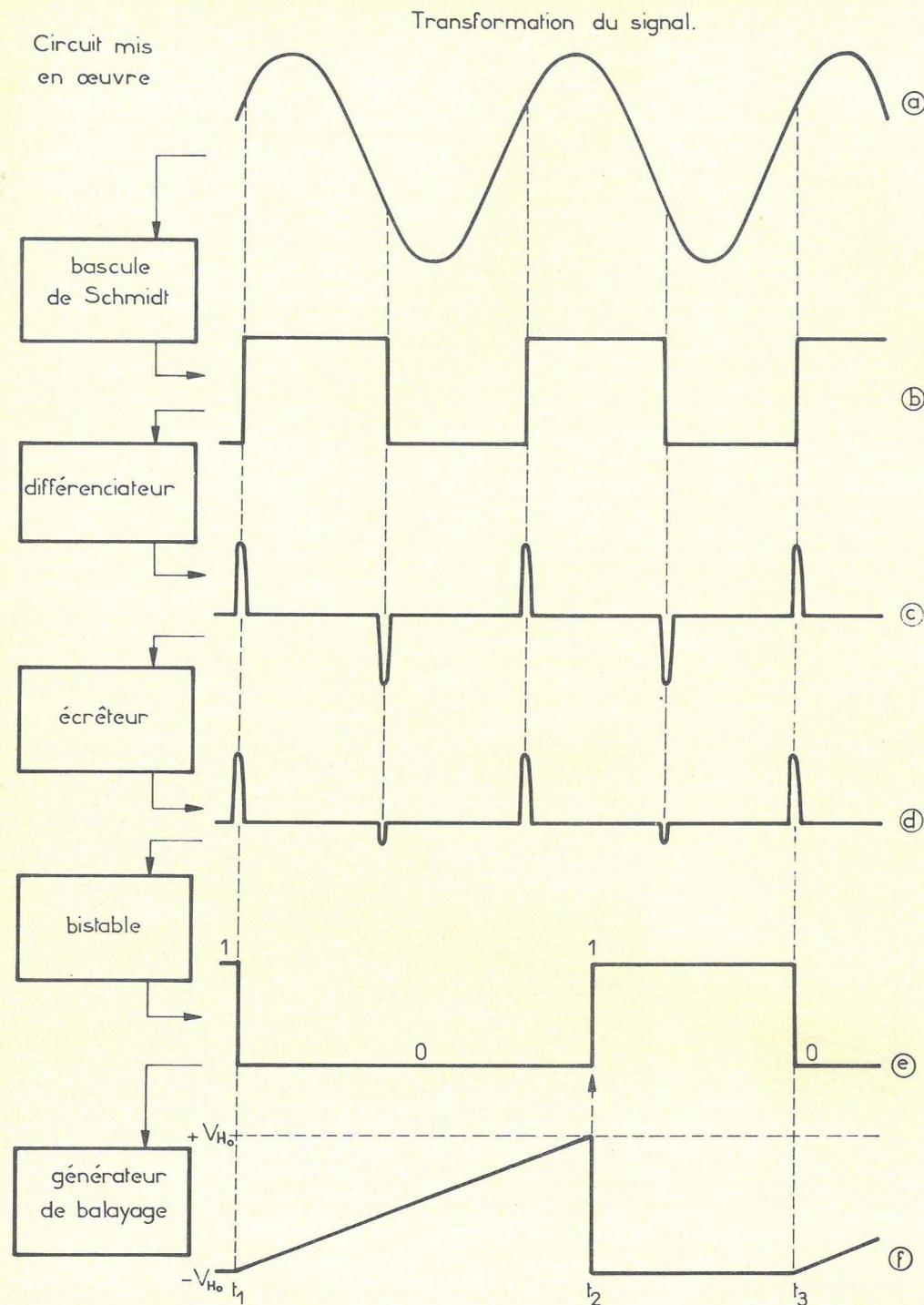
Figure 14

Par l'intermédiaire d'un circuit différentiateur, les crêteaux prélevés à la sortie de la bascule de Schmidt sont transformés en fines impulsions alternativement positives et négatives (courbe c). Comme une seule polarité est nécessaire à la commande des étages suivants, on prévoit à la suite du différentiateur, un circuit écrêteur qui ne conserve par exemple que les impulsions positives (courbe d).

Ces impulsions commandent à leur tour un multivibrateur du type bistable, qui ne peut évoluer qu'entre deux états, que nous caractériserons par les notations 0 et 1 habituellement utilisées en logique. Au repos, le bistable est normalement dans l'état 1. Une impulsion de commande provenant des circuits de mise en forme, et envoyée sur l'une de ses entrées, le fait basculer dans l'état 0 (courbe e). Le passage dans cet état commande le départ d'une

rampe, à l'instant  $t_1$  (courbe f). Quand elle a atteint la tension  $+V_{Ho}$ , cette rampe retourne automatiquement au point de départ correspondant à la tension  $-V_{Ho}$  (instant  $t_2$ ). Ce retour s'accompagne de la production d'une impulsion qui, envoyée sur une autre entrée du bistable, le refait passer à l'état 1. Aucun balayage ne peut alors avoir lieu, jusqu'à l'arrivée d'une nouvelle impulsion en provenance des circuits de mise en forme (instant  $t_3$ ).

Finalement, on établit ainsi une correspondance rigoureuse entre le départ de chaque dent de scie et un point donné de la courbe représentant la tension d'entrée, comme le montre la **figure 16**. Mais, la durée  $t_2 - t_1$  de chaque rampe ne dépend que du générateur de balayage, par le choix du condensateur utilisé et du courant de charge.



## VII. ÉTALEMENT DU BALAYAGE LOUPE ÉLECTRONIQUE

L'examen d'un oscillogramme peut faire apparaître, dans une petite zone de la courbe, un détail qu'il serait intéressant d'analyser en l'étalant sur toute la largeur de l'écran. On peut y arriver en augmentant l'amplitude des signaux en dents de scie ce qui, pour une fréquence donnée de la base de temps, revient à augmenter la vitesse de balayage.

Bien entendu, le spot déborderait alors largement les limites de l'écran, si un écrêtage n'intervenait pas. En fait, celui-ci est automatiquement imposé par l'amplificateur horizontal qui se sature. Les signaux de balayage prennent alors la forme indiquée dans la figure 17, où seule la partie centrale de l'oscillogramme est observable.

On peut d'ailleurs étaler n'importe quelle partie de la période du signal observé, en ajoutant à la tension en dents de scie une tension continue positive ou négative de valeur variable. La partie comprise entre les

deux seuils d'écrêtage se situe alors à l'endroit voulu, comme le montrent les exemples des figures 18 et 19.

## VIII. EXTINCTION DE LA TRACE DE RETOUR ET DU SPOT EN ATTENTE

Dans une base de temps relaxée, le retour du spot, bien que beaucoup plus rapide que l'aller, ne s'effectue pas instantanément. Il est donc visible sur l'écran de l'oscilloscope, et superpose un tracé parasite à l'oscillogramme étudié.

Dans une base de temps déclenchée, on voit non seulement la trace de retour comme dans le cas précédent, mais aussi une tache lumineuse de très forte intensité, à gauche de l'écran. Cette tache correspond aux périodes d'attente du balayage, entre le retour et un nouveau déclenchement. Elle est non seulement gênante pour l'observation, mais dangereuse pour l'écran dont la couche fluorescente risque d'être détruite.

Il est donc nécessaire de supprimer la trace de retour et éventuellement le temps d'attente dans ces deux types de bases de temps. Les techniques auxquelles il est fait appel sont différentes dans les deux cas.

Dans une base de temps déclenchée, où le retour du spot correspond toujours à la décharge du condensateur de balayage à travers une faible résistance, on dispose aux bornes de cette dernière d'une courte impulsion de tension pendant la durée du retour. Après amplification, cette impulsion peut être transmise à l'une des électrodes commandant la luminosité du faisceau : on l'enverra sur la wehnelt si sa polarité est négative, ou sur la cathode si elle est positive.

La solution est plus compliquée dans une base de temps relaxée, où la durée d'extinction peut être très largement supérieure au

## L'ÉLECTRONIQUE au service des LOISIRS...

Joignez l'utile à l'agréable en réalisant vous-même vos montages électroniques !

- Émission-réception d'Amateurs grâce à nos modules R.D. et BRAUN.
- Télécommande de modèles réduits, avions, bateaux et tous mobiles.
- Allumage électronique pour votre voiture.
- Compte-tours électronique.
- Régulateur de pose pour essuie-glace.
- Alarme et antivol.
- Variateur de vitesse pour moteur.
- Variateur de lumière pour projecteur.
- Antenne d'émission.

...Et toutes les pièces détachées spéciales et subminiatures.

Catalogue Spécial Télécommande contre 5 F.  
Schémathèque de réalisations avec schémas contre 5 F.

### R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier  
31000 TOULOUSE CEDEX  
Téléphone : (15) 61/21-04-92

temps de retour du spot. On s'arrange alors pour polariser le wehnelt, en permanence, à une tension suffisamment négative par rapport à la cathode pour que la trace n'apparaisse pas. Au contraire, à chaque balayage et uniquement pendant la durée d'un aller de la dent de scie, on applique au wehnelt une tension positive qui « allume » le spot.

Il est donc nécessaire de disposer d'une tension synchrone du balayage, et affectant la forme de créneaux : si on se reporte au diagramme de la figure 15, on voit qu'une telle tension est disponible à la sortie du bistable commandant le générateur de balayage (courbe e). Convenablement amplifiés, avec éventuellement un changement de polarité, ces créneaux servent alors à la commande de l'intensité du faisceau électronique.

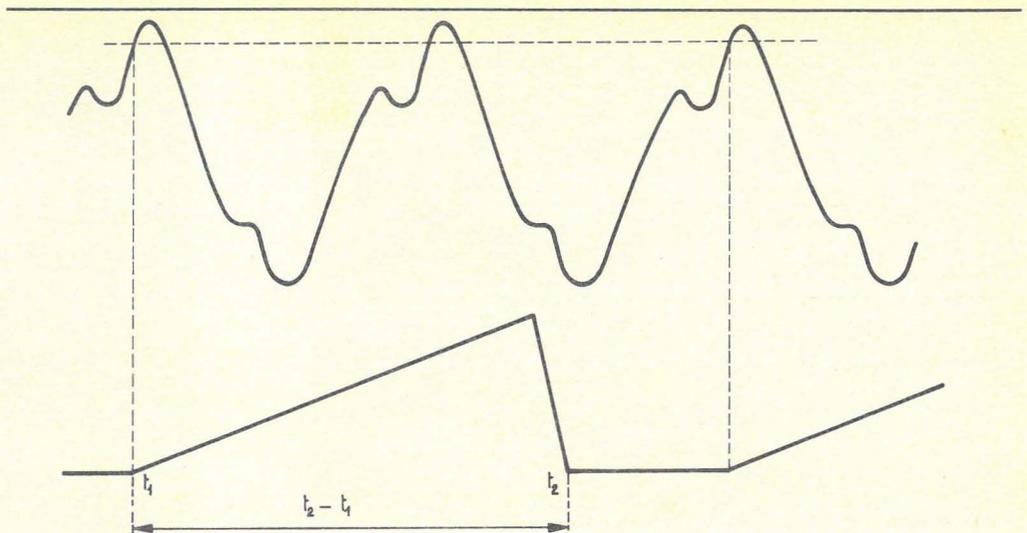


Figure 16

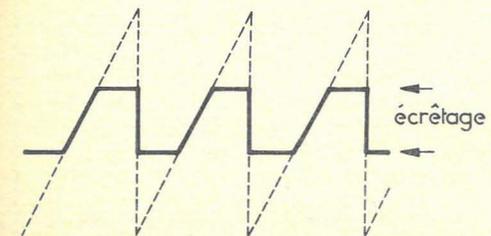


Figure 17

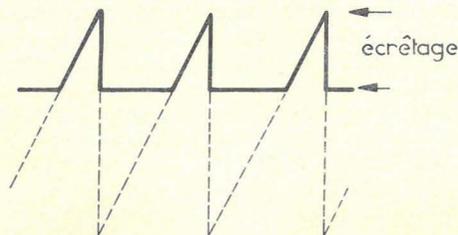


Figure 18

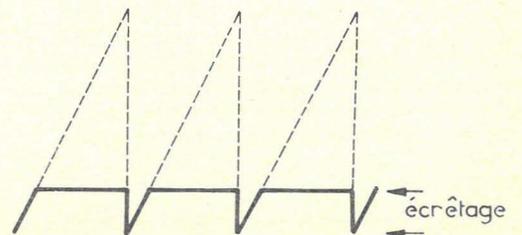
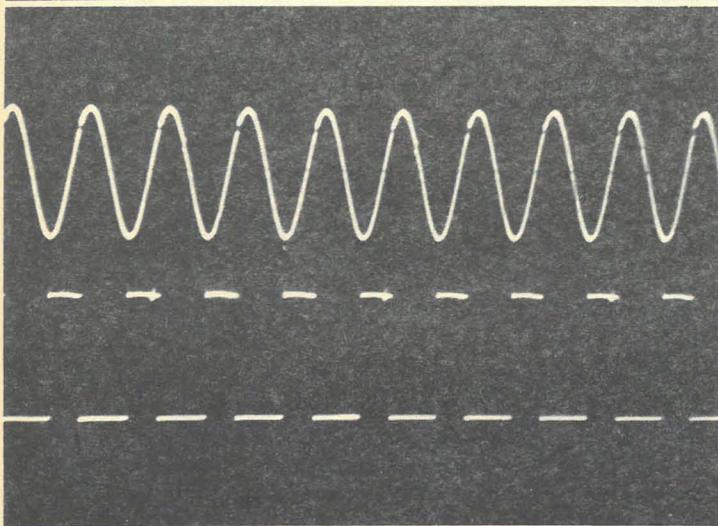
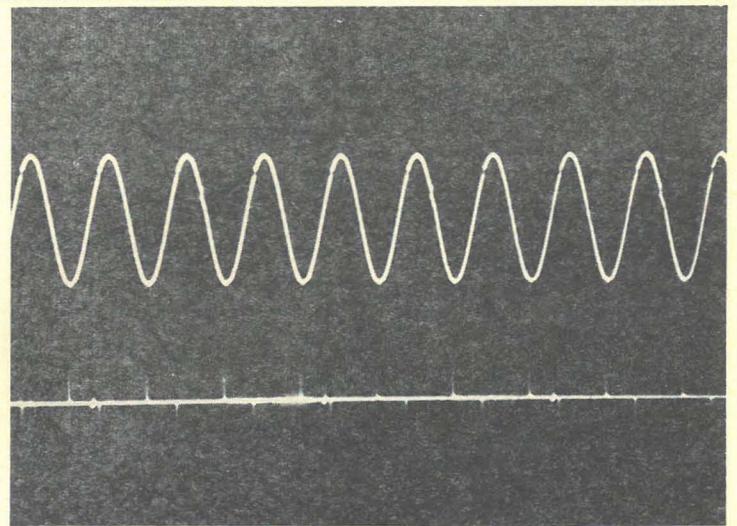


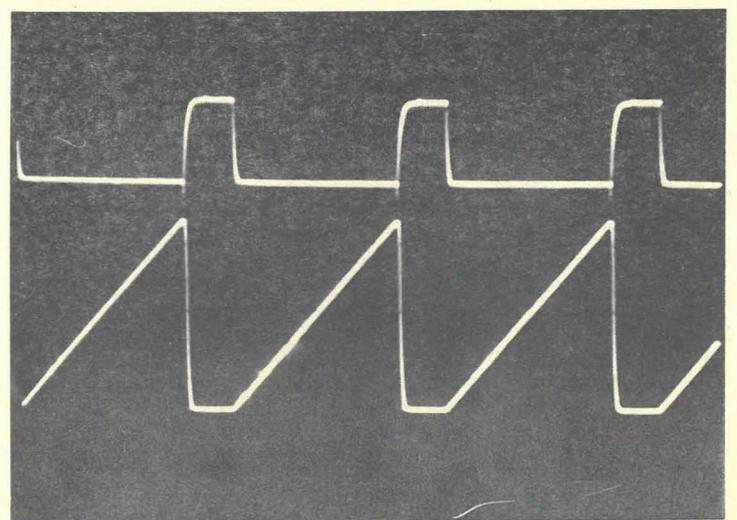
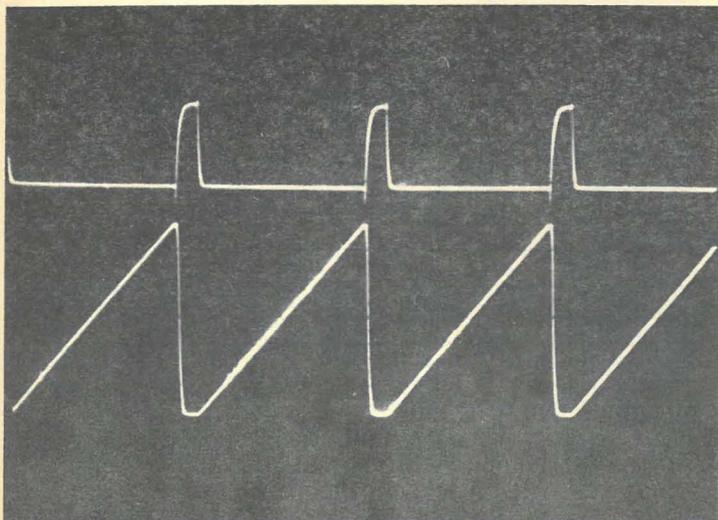
Figure 19

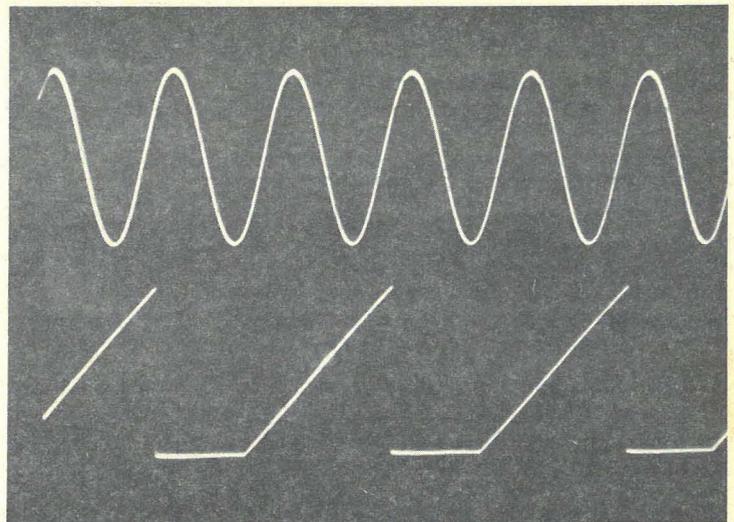
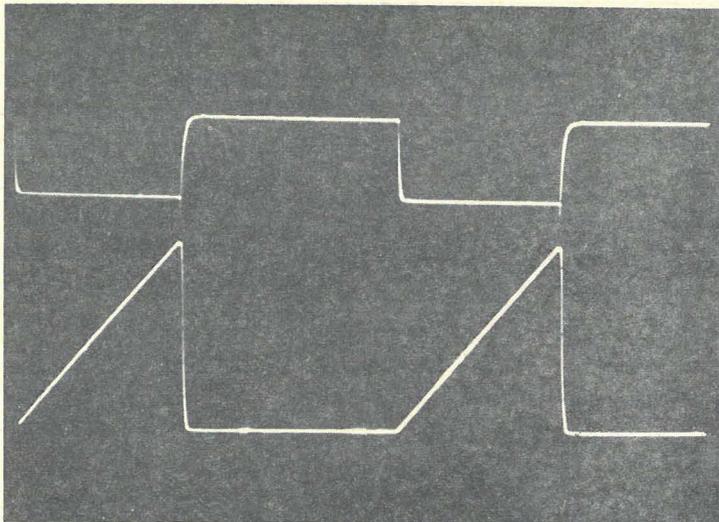


20 | 21



22 | 23





Notons enfin que dans certains tubes cathodiques, il existe une électrode spéciale d'effacement. En général celle-ci agit non sur la luminosité du spot, mais sur sa position par rapport à l'écran. En dehors des périodes utiles, le faisceau est dévié hors des limites de cet écran, et devient ainsi inobservable.

### IX. Illustration du fonctionnement d'une base de temps déclenchée

Pour terminer cette première partie de notre étude sur les bases de temps, nous

avons rassemblé quelques photographies d'oscillogrammes illustrant les différentes étapes de la transformation du signal et de l'élaboration du balayage dans une base de temps déclenchée. On pourra comparer ces figures au diagramme fonctionnel de la figure 15.

La figure 20 montre la correspondance entre une tension sinusoïdale appliquée à l'amplificateur vertical, et les créneaux obtenus après passage dans la bascule de Schmidt. Dans la figure 21 ces créneaux ont été différenciés. La courbe supérieure montrant toujours la même sinusoïde, permet d'établir la relation entre le signal incident et les impulsions alternativement positives et négatives.

Les figures 22, 23 et 24 font apparaître, pour différentes valeurs du rapport cyclique, la relation entre les créneaux de sortie du bistable de commande (courbe de la figure 15), et les tensions en dents de scie délivrées par le générateur de balayage (courbe f de la figure 15).

Enfin, la figure 25 regroupe les deux extrémités du cycle de transformations, montrant d'une part que chaque déclenchement d'une dent de scie est lié à un point constant du signal d'entrée, tandis que la durée (donc la vitesse) du balayage, est indépendante de ce signal.

*Prochain article : les bases de temps (suite) : étude des schémas électroniques.*



**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 aisse 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 x 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.)

# AIDE MEMOIRE

## LES BOBINAGES ÉLECTRONIQUES

(4e partie)

## BOBINAGES pour LIAISONS

Le plus souvent un bobinage, seul ou associé à des éléments R ou C effectue une liaison entre deux circuits. Ceux-ci peuvent être des sources de signaux comme une antenne, un pick up, un microphone, une tête de magnétophone ou la sortie d'un transistor ou d'une diode.

Le deuxième circuit est celui monté à la sortie de la liaison et peut être l'entrée d'un transistor, d'une diode, un haut-parleur, etc.

D'une manière générale on peut dire qu'une liaison entre deux circuits se monte entre une source de signaux et un récepteur de signaux.

Ce dernier peut devenir à son tour source de signaux qui seront transmis par une liaison au circuit suivant. Soit le cas des liaisons en haute fréquence et en moyenne fréquence qui est aussi de la haute fréquence, mais ces circuits sont disposés dans un appareil changeur de fréquence dans l'amplificateur MF à accords généralement fixes. Voici d'abord à la **figure 1** un montage à haute fréquence dans lequel on a monté deux transistors et deux bobinages de liaison.

Ce système peut représenter aussi bien l'entrée d'un récepteur radio à amplification directe que celle d'un changeur de fréquence superhétérodyne.

Dans le premier cas Q<sub>1</sub> et Q<sub>2</sub> sont des transistors amplificateurs et pour le deuxième cas Q<sub>1</sub> est un amplificateur HF et Q<sub>2</sub> le mélangeur à associer à un oscillateur non indiqué sur le schéma.

Il est clair que le bobinage L<sub>1</sub> - L<sub>2</sub> réalise la liaison entre l'antenne qui est la source de signaux et le circuit de base de Q<sub>1</sub> qui est comme on l'a précisé plus haut le récepteur que l'on nomme aussi utilisation. Q<sub>1</sub> amplifie le signal reçu et son circuit de collecteur devient source de signaux. La liaison est assurée par le bobinage L<sub>3</sub> - L<sub>4</sub> avec l'utilisation qui est ici l'entrée de Q<sub>2</sub> s'effectuant sur le circuit de base.

Dans les deux liaisons il s'agit de transformateurs T<sub>1</sub> composé de L<sub>1</sub> au primaire et L<sub>2</sub> au secondaire et T<sub>2</sub> composé de L<sub>3</sub> au primaire et L<sub>4</sub> au secondaire.

On voit que seuls les secondaires L<sub>2</sub> et L<sub>4</sub> sont accordés. Comme il s'agit d'étages HF l'accord est variable et obtenu à l'aide des condensateurs variables CV<sub>1</sub> et CV<sub>2</sub>.

Leur capacité peut varier entre 50 pF et 500 pF par exemple dans des récepteurs POGO et entre 20 pF et 120 pF par exemple dans des récepteurs spéciaux OC.

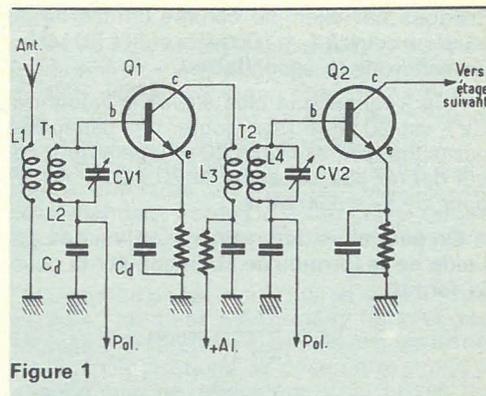


Figure 1

## TRANSFORMATEURS HT A UN SEUL CIRCUIT ACCORDE

Dans le cas de T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> à secondaire accordé le couplage entre primaire et secondaire doit être très serré. De plus il faut que s'effectue l'adaptation entre les impédances de la source et de l'utilisation par exemple entre celle de l'antenne et celle du circuit d'entrée sur la base de Q<sub>1</sub>.

Soit L<sub>1</sub> l'impédance de l'antenne et L<sub>2</sub> celle du circuit branché au secondaire du transformateur.

Le rapport de transformation :

$$\frac{n_2}{n_1}$$

dans lequel :

n<sub>2</sub> = nombre de spires du secondaire,  
n<sub>1</sub> = nombre de spires du primaire,

doit satisfaire à la condition :

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 = \frac{Z_2}{Z_1}$$

Soit par exemple Z<sub>2</sub> = 1 000 Ω et Z<sub>1</sub>' = 70 Ω. Leur rapport est 1 000/70 = 14,3. Donc le carré de n<sub>2</sub>/n<sub>1</sub> est égal à 14,3 et par conséquent n<sub>2</sub>/n<sub>1</sub> = 3,78 environ. Il en résulte n<sub>2</sub> = 3,78 n<sub>1</sub> donc 3,78 fois plus de spires au secondaire qu'au primaire.

D'autre part, le choix des caractéristiques des éléments L<sub>1</sub> et L<sub>2</sub> ne peut être effectué uniquement par des considérations d'adaptation.

Il faut aussi déterminer la valeur de n<sub>2</sub> correspondant au circuit d'accord fonctionnant avec la capacité variable CV<sub>1</sub>.

La valeur de  $L_2$  sera alors déterminée en fonction de  $CV1$  et connaissant  $L_2$  on déterminera les caractéristiques de cet enroulement en particulier  $n_2$ , le nombre de spires. Connaissant  $n_2$  on en déduira  $n_1$  et le transformateur  $T_1$  pourra être réalisé.

## EXEMPLE PRATIQUE

Soit le cas d'un montage à ondes courtes. Prenons par exemple comme limites de la bande à couvrir  $f_1 = 100$  MHz et  $f_2 = 50$  MHz. Considérons le secondaire  $L_2$ .

A la fréquence la plus élevée la valeur de  $CV1$  est 20 pF. Il faut ajouter des capacités parasites, par exemple 20 pF également ce qui donne une capacité de  $20 + 20 = 40$  pF pour  $f = f_2 = 100$  MHz.

On peut alors déterminer la valeur de  $L_2$  à l'aide de la formule de Thomson écrite sous la forme :

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2} \text{ henrys}$$

Dans laquelle  $4\pi^2 = 40$  environ,  $f_2 = 100$  MHz exprimé en hertz et  $C = 40$  pF exprimé en farads.

On trouve  $L_2 = 0,625 \mu\text{H}$ .

On peut maintenant déterminer la valeur la plus élevée de la capacité totale d'accord lorsque  $f = f_1 = 50$  MHz. Cela peut s'effectuer simplement en tenant compte du fait que si  $f$  diminue de 2 fois, la capacité devra augmenter de  $2^2 = 4$  fois, donc  $4 \cdot 40 = 160$  pF et comme dans ces 160 pF entrent les 20 pF de capacité parasite, on conclut que le  $CV1$  devra varier entre 20 pF et 140 pF correspondant à une variation de la capacité totale de 40 à 160 pF.

Voici d'autres considérations qui doivent également intervenir dans la détermination du montage de la figure 1 comme on le montre ci-après.

## LARGEUR DE BANDE

Lorsque le récepteur est accordable, il faut généralement que cet accord soit sélectif, autrement dit que l'on puisse, compte tenu des autres circuits accordés de l'appareil, séparer l'émission à recevoir des émissions voisines. Cette sélectivité dépend de la bande globale du récepteur qui est la résultante des bandes de chaque étage.

Si l'on tient compte des valeurs de  $Z_1 = 70 \Omega$  et  $Z_2 = 1000 \Omega$ , il est possible de calculer la bande globale du circuit de liaison d'entrée.

Sur le secondaire, l'impédance d'entrée  $Z_2$  est de  $1000 \Omega$  et nous la supposons constante entre 50 et 100 MHz ce qui n'est pas exact.

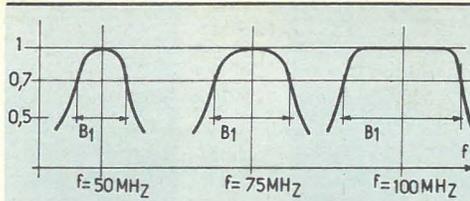


Figure 2

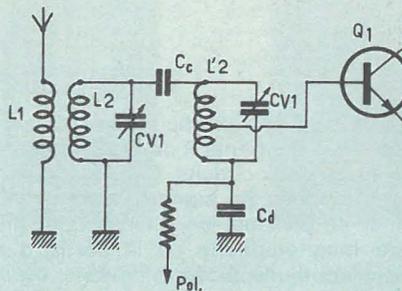


Figure 3

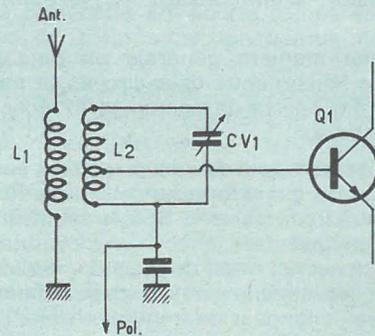


Figure 4

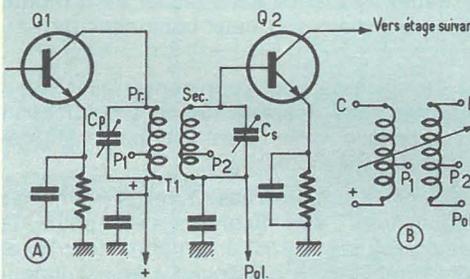


Figure 5

Sur le primaire,  $Z_1$  est de  $70 \Omega$  et si  $Z_1$  est rapporté au secondaire, cela donne encore  $1000 \Omega$  en raison de l'adaptation réalisée grâce au rapport  $n_2/n_1 = 3,78$ .

De ce fait on aura sur le secondaire  $1000 \Omega$  et  $1000 \Omega$  en parallèle ce qui correspond à  $500 \Omega$ .

La bande passante de l'entrée est alors :

$$B_1 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz,}$$

expression dans laquelle  $2\pi = 6,28$ ,  $R = 500 \Omega$ ,  $C =$  capacité totale d'accord. Lorsque  $C = 40$  pF la valeur de  $B_1$  est 7,96 MHz que nous arrondirons à 8 MHz. Lorsque  $f = 50$  MHz,  $C = 160$  pF, donc la bande  $B$  sera 4 fois plus petite :  $8/4 = 2$  MHz.

On voit que la bande  $B_1$  variera dans le cas de cet exemple, entre 2 et 8 MHz.

En réalité, les mesures prouveront que les valeurs exactes sont différentes car  $Z_2$  varie aussi avec la fréquence. En général plus  $f$  est élevée, plus  $Z_2$  diminue. La figure 2 montre la courbe de réponse pour différentes bandes,  $f_0$  étant la fréquence d'accord.

Pour augmenter la sélectivité on devra diminuer l'amortissement dû aux impédances de circuits à l'aide de bobines à prises comme le montre la figure 3.

Un autre moyen d'augmenter la sélectivité, donc de diminuer  $B_1$  est de multiplier dans la liaison le nombre de circuits accordés, par exemple deux par liaison comme on le montre à la figure 4 pour le circuit d'entrée.

Le transformateur  $T_1$  est composé de  $L_1$  et  $L_2$  et réalisé comme dans le montage de la figure 3. La bobine  $L_2$  est identique à la bobine  $L_2$  et s'accorde avec un condensateur  $CV1$  comme celui associé à  $L_2$ .

On effectue le couplage entre  $L_2$  et  $L_1$  par le condensateur  $C_c$ . Ce genre de couplage se nomme couplage « en tête ». C'est un des plus simples et il est très efficace. Plus  $f$  est petite plus  $C_c$  doit être de forte valeur.

Ainsi vers 100 MHz,  $C_c$  peut valoir quelque picofarads, par exemple 5 pF, à 10 MHz, 50 pF, à 1 MHz, 500 pF, etc.

Aucun autre couplage n'est nécessaire entre  $L_2$  et  $L'_2$ . Ces deux bobines ne doivent pas être couplées magnétiquement en général.

Les deux condensateurs seront conjugués entre eux et également avec ceux des autres étages du bloc HF considéré.

En revenant à la figure 1, si l'on considère  $T_2$ , on voit que son montage est le même que celui de  $T_1$  mais  $Z_1$  qui est l'impédance de sortie de  $Q_1$  est généralement plus élevée que  $70 \Omega$  et peut être de l'ordre de  $1000 \Omega$  et plus.

## COUPLAGE PAR TRANSFORMATEUR FILTRE DE BANDE

Un des modes de couplage parmi les plus répandus est celui utilisant des transformateurs à primaire et secondaire accordés.

On les utilise surtout dans les amplificateurs MF ou HF spéciaux à accord fixe. En effet, ce mode de liaison nécessite des caractéristiques constantes ce qui n'est pas réalisable avec des accords variables, comme on l'a vu plus haut. La figure 5 donne le schéma de montage avec filtre de bande à transformateur à deux circuits accordés. En (A) on montre le transformateur  $T$  composé du primaire  $PR$  et du secondaire  $S$ , tous deux accordés par des condensateurs ajustables  $C_p$  et  $C_s$ , de plus on prévoit souvent des prises  $P_1$  et  $P_2$  sur les enroulements pour augmenter la sélectivité.

Lorsqu'il s'agit de MF sur fréquences élevées, par exemple de 10 MHz au plus, les bobinages pourront être à air car ils ne com-

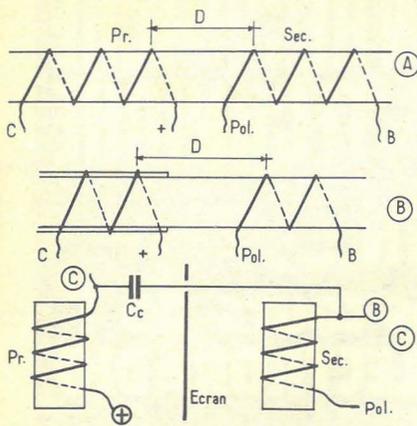


Figure 6

portent que quelques spires. Le couplage ne doit pas être maximum (très fort) comme dans le cas des bobines à un seul enroulement accordé. Voici à la **figure 6** le mode de réalisation d'un transformateur à deux circuits accordés avec accord sur une fréquence élevée de l'ordre de 100 MHz.

En (A) les bobines PR et S' sont disposées sur un même tube, comme la distance D entre ces deux bobines est fixe, le couplage est fixe.

Pour l'étude d'un bobinage de ce genre on peut réaliser le dispositif de la **figure 6** (B) sur lequel l'un des enroulements, par exemple PR est fait sur un tube coulissant sur celui du secondaire.

De ce fait D sera variable et on pourra régler le couplage selon les conditions requises.

En (C) de la même figure, on montre comment réaliser un filtre de bande avec couplage pour capacité en tête C<sub>c</sub>.

Les deux bobines sont disposées de façon à ce qu'il n'y ait aucun couplage magnétique. Pour cela, on les disposera selon des orientations convenables, dont celle de la figure. Cette orientation ne convient que si un écran métallique est disposé entre les deux bobines ou mieux, si chaque bobine est enfermée dans un blindage.

Parfois on laisse subsister le couplage magnétique et on le complète par celui électronique réalisé avec C<sub>c</sub> si C<sub>c</sub> est ajustable et on pourra régler le couplage.

## ABAQUE POUR LA FORMULE DE THOMSON

Au lieu d'utiliser la formule de Thomson, on pourra se servir de l'abaque de la **figure 7** qui permet de déterminer une des trois grandeurs L, C, f en fonction des deux autres.

La première colonne donne L en μH, la deuxième f en MHz et la troisième C en pF.

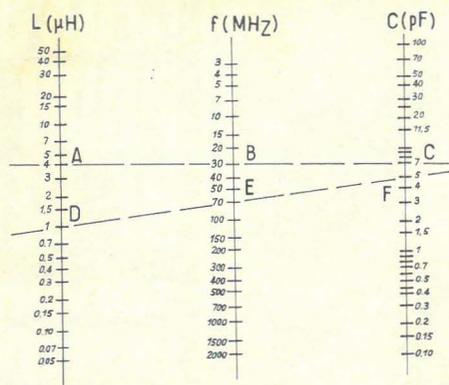


Figure 7

Voici deux exemples d'emploi de l'abaque : Soit L = 1 μH, C = 5 pF. Quelle est la fréquence de résonance du circuit ?

Réunissons les points D = 1 μH et F = 5 pF. La droite DF passe par E = 70 MHz valeur approximative de f. De même, si l'on donne D = 1 μH et E = 70 MHz la droite DE passe par F = 5 pF.

D'autres exemples correspondent à la droite ABC.

Vérifions les résultats donnés par l'abaque à l'aide de la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

On a C = 5.10<sup>-12</sup> F, L = 10<sup>-6</sup> H pour la droite DEF.

Le produit LC est égal à 5.10<sup>-18</sup> et sa racine carrée est égale à 2,236.10<sup>-9</sup> qui multipliée par 2 π = 6,28 donne la valeur du dénominateur :

$$2,236 \cdot 6,28 \cdot 10^{-9} = 14,04 \cdot 10^{-9}$$

et f est alors égale à 10<sup>9</sup>/14,04 Hz, ou encore : 1 000/14,04 MHz = 71,22 MHz, valeur proche de 70 MHz lue sur l'abaque et d'ailleurs satisfaisante en pratique. Une bonne méthode de travail, si l'abaque n'est pas assez juste, est de dégrossir la détermination avec l'abaque et de calculer ensuite à l'aide de la formule, mais sans tenir compte des puissances positives ou négatives de 10.

Reprenons l'exemple de calcul.

L'abaque a donné 70 MHz donc on sait que la valeur plus exacte sera proche de celle-ci. Calculons le produit LC en pF. μH ce qui donne 5. Comme 5 sera sous le radical, il faudra que le produit de puissance de 10 soit à exposant pair, ce qui est le cas ici.

Prenons alors la racine carrée de 5, égale à 2,236 ; multiplions par 6,28 et on aura 14,04. Divisons 100 par 14,04, afin d'obtenir un nombre supérieur à 1. On obtiendra 100/14,04 = 7,122 et le résultat sera évidemment 71,22 MHz.

Tous les calculs sont facilités si l'on dispose d'une petite calculatrice électronique.

# Posemètre pour flash électronique

(suite de la page 76)

Il est prudent d'éviter les réflexions parasites, donc d'opérer soit dans une pièce très grande, soit en extérieur contre un mur de façade.

On revient ensuite à la position 50 ASA (potentiomètre P<sub>1</sub>) pour graduer la totalité de l'échelle du galvanomètre, où ne figure que la division 8. Pour cela, on se place à nouveau à différentes distances du mur. P<sub>1</sub> étant dans une position fixe, l'aiguille s'arrête à différents endroits de l'échelle. La correspondance entre la distance au mur et la division du galvanomètre, est indiquée dans le tableau II.

L'appareil photo étant chargé d'un film de 50 ASA, on peut maintenant figoler les réglages. On prendra quelques clichés en se fiant aux indications du posemètre, mais à chaque fois on effectuera trois prises de vue, avec le diaphragme mesuré, puis en ouvrant et en fermant d'un diaphragme. Si la vue intermédiaire est la meilleure (il faut juger sur le négatif), tout va bien. Sinon, il faut retoucher légèrement R<sub>8</sub>, en augmentant sa valeur si la vue la plus exposée est la meilleure, et inversement.

Pour l'utilisation pratique du posemètre, on déclenche manuellement un premier éclair, sans coupler le flash à l'appareil photographique, et en dirigeant la cellule tenue à proximité de l'appareil vers le sujet. On lit le diaphragme et on rebranche le flash sur l'appareil.

Naturellement, si plusieurs lampes-éclair sont utilisées, il faut que toutes soient déclenchées lors de la mesure.

### Liste du matériel nécessaire

diodes : n'importe quelle diode de petite puissance, au silicium, par exemple 18 P 2 (Sescosem) (3)  
photo-diode : BPY13 (1)  
transistors : 2 N 2907 (1) - 2 N 3819 (1).  
potentiomètres : 2,2 kΩ lin, à fixation sur panneau (1).  
10 kΩ lin, à fixation sur circuit imprimé (1).  
résistance ajustable : 10 kΩ (1).  
résistances (1/2 watt) : 100 Ω (2) - 470 Ω (1) - 1 kΩ (3) - 2,2 kΩ (1) - 3,3 kΩ (1) - 3,9 kΩ (1) - 15 kΩ (2). condensateurs : 22 μF (1) - 0,47 μF (1).  
galvanomètre : vu-mètre 150 μA à 300 μA (Cibot-Radio, Radio MJ, etc.).  
divers : 1 coffret TEKO ; 1 bouton poussoir ; 1 interrupteur ; 1 pile miniature 9 V.  
Prix approximatif de l'ensemble des pièces : 55 à 65 F.

# ANALYSE DU SCHÉMA D'UN RYTHMEUR



**Caractéristiques  
générales**



**Le schéma fonctionnel**



**Analyse  
des différentes parties  
du rythmeur**



**Rappel des  
opérations ET et OU**



**Signaux X<sub>14</sub> à X<sub>19</sub>**



**Commandes**

Le rythmeur automatique dont on analysera le schéma d'une manière détaillée dans le présent article, est un appareil commercial américain : le Combo Sideman. Il ne s'agit donc pas d'une « réalisation » dont le montage serait à reproduire par nos lecteurs, mais d'une étude documentaire, que nous croyons être d'un intérêt certain pour tous ceux qui se spécialisent en tant qu'amateurs, dans la musico-électronique.

Ces lecteurs sont nombreux, et nous recevons, au courrier technique, des lettres nous demandant des renseignements complémentaires. Quelques lecteurs confondent les articles documentaires avec les réalisations et nous demandent des adresses de commerçants pouvant fournir le matériel, dans ce cas, nous ne pouvons pas leur donner satisfaction.

D'une manière générale, nous donnons dans nos articles, toutes les adresses utiles si nous les possédons. Sur les variantes proposées par quelques lecteurs, il nous est également difficile de donner des réponses pertinentes, car il faudrait que nous construisions à leur place des appareils expérimentaux, ce qui sortirait du cadre de nos possibilités, mais nous donnerons volontiers des conseils...

Le Combo Sideman utilise des transistors japonais, dont nous ne pourrions pas d'ailleurs donner d'équivalences garanties.



Cet appareil est automatique. Il permet d'obtenir plusieurs sortes de rythmes au choix. D'autre part, on pourra faire varier la cadence et le timbre des sons rythmés, permettant ainsi de réaliser plusieurs combinaisons sonores.

L'ensemble s'arrête à un niveau de tension de sortie de l'ordre du volt donc, il sera nécessaire de le brancher à l'entrée d'un amplificateur de puissance. Ce dernier peut être choisi parmi toutes sortes de types : ampli BF de radio, d'électrophone, de chaîne HI-FI, de magnétophone, de guitare électrique ou d'orgue électronique. Le Combo est d'ailleurs conçu pour ces applications.



Voici à la **figure 1**, un diagramme indiquant les principales parties du Combo.

Partons de la partie (I). Elle contient un oscillateur-générateur à fréquence basse réglable, suivi d'un compteur à quatre étages et à huit sorties.

On dispose ainsi du signal du générateur et de ceux de chaque étage : a et a', b et b', c et c', d et d'.

Ces signaux sont appliqués au décodeur (G) qui réalise leur combinaison pour obtenir

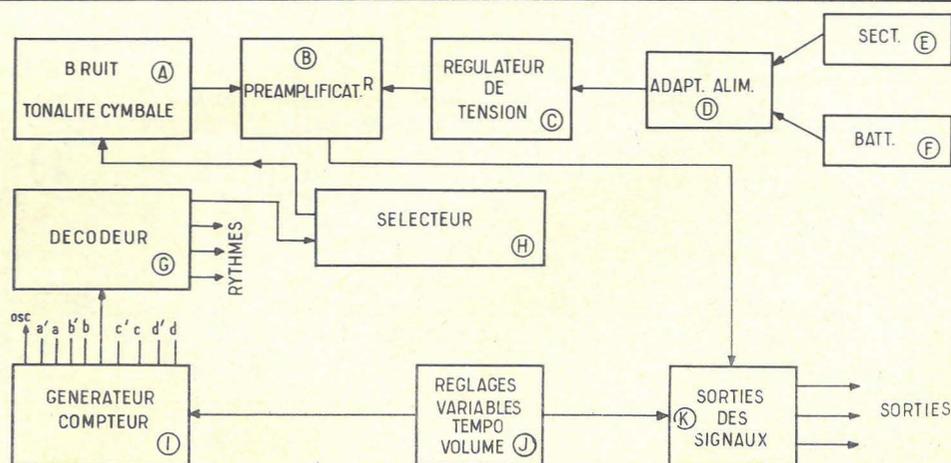


Figure 1

les rythmes requis pour l'imitation de ceux en usage dans les orchestres de danse actuels. Ayant obtenu, à la sortie du décodeur, les rythmes voulus, on les transmet au sélecteur (H) qui les envoie aux formants de timbre et de tonalité (A). Le son rythmé ayant acquis son timbre, est transmis au préamplificateur (B) et ensuite aux sorties (K). D'autre part, l'alimentation peut être fournie à partir de deux sources, le secteur ou une batterie. L'adaptateur (D) permet de choisir la source qui convient et la tension redressée ou continue, provenant de l'une des sources est transmise au régulateur de tension qui alimente le préamplificateur (B) et les circuits (A). L'alimentation peut être prélevée sur l'amplificateur.



### Oscillateur-générateur

A la figure 2, on a représenté le circuit oscillateur-générateur et compteur, désigné par (I) sur le diagramme fonctionnel de la figure 1. L'oscillateur est réalisé avec les transistors Q<sub>1</sub> et Q<sub>2</sub>. Ce sont ainsi que ceux du compteur : Q<sub>3</sub> à Q<sub>10</sub>, des PNP, du type japonais 2S B 175.

Cet oscillateur est monté en multivibrateur astable, donc oscille librement sur une fréquence très basse, réglable à l'aide de VR 7, potentiomètre monté en résistance ajustable constituant le réglage du tempo. Remarquons que VR 7 est à régler une fois pour toutes, car le point X<sub>1</sub> est relié par fil blindé, à un potentiomètre Tempo de 50 kΩ fixé sur le panneau de commande de l'appareil et servant de réglage manuel du tempo, c'est-à-dire de la durée de la période des signaux de l'oscillateur.

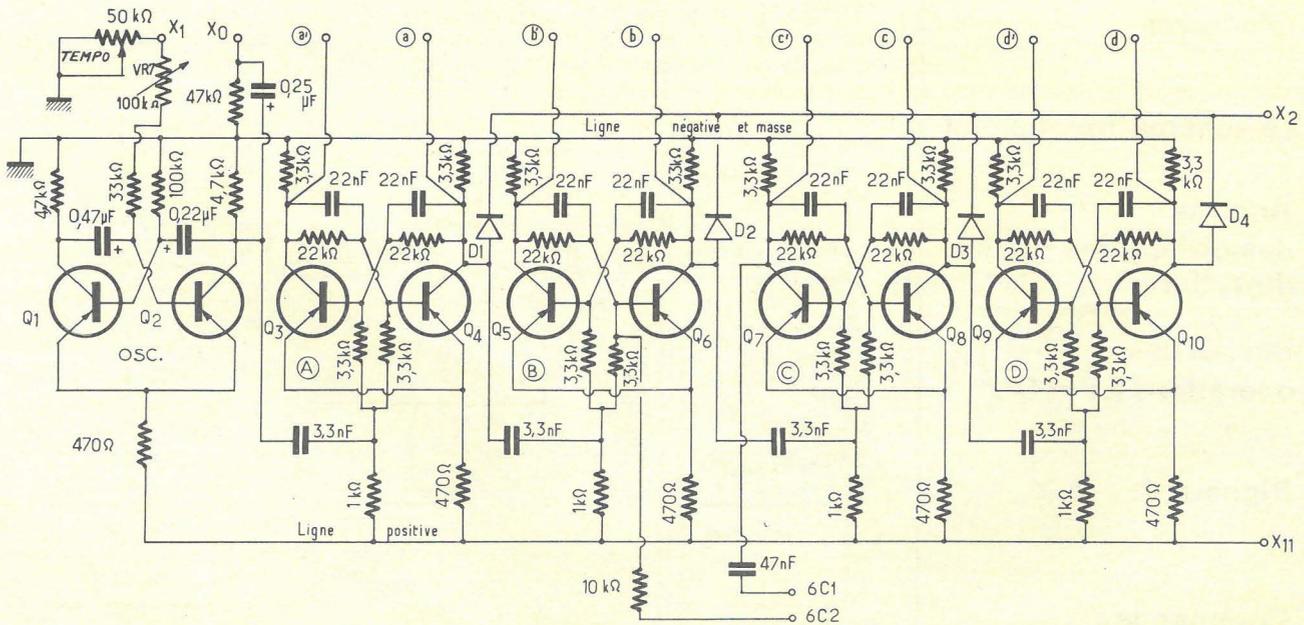


Figure 2

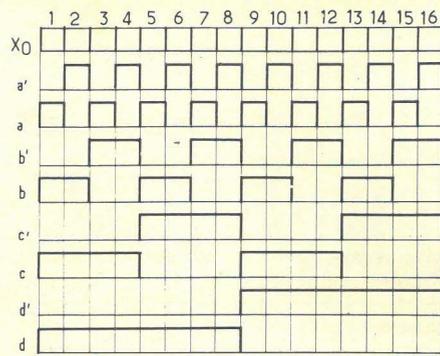


Figure 3

Le montage du multivibrateur Q<sub>1</sub>- Q<sub>2</sub> est classique. Il comporte deux couplages croisés collecteur-base. La variation de fréquence dite ici tempo est obtenue en faisant varier la valeur de la résistance de base de Q<sub>1</sub>, ce qui modifie la constante de temps qui intervient dans la valeur de cette fréquence. On dispose du signal d'oscillateur au point X<sub>0</sub>, relié par un condensateur de liaison de 0,25μF au collecteur de Q<sub>2</sub>.

Le même signal, pris sur ce collecteur est transmis par un condensateur de 3,3 nF à l'étage d'entrée (A) du compteur, qui est aussi un diviseur par deux de fréquence. En revenant à l'analyse de l'oscillateur OSC, on y trouve les résistances de collecteurs de 4,7 kΩ et celles des bases de 33 kΩ et 100 kΩ. Celle de 33 kΩ, de la base de Q<sub>2</sub> est en série avec les résistances variables de Tempo comme indiqué plus haut. Le maximum de cette résistance est (33 + 100 + 50) kΩ.

Les deux émetteurs sont reliés ensemble à la ligne positive par la résistance de 470 Ω. La ligne positive est reliée par X<sub>11</sub> à l'alimentation comme on le verra plus loin, à la figure 5.

A la figure 3, on donne la forme du signal périodique de l'oscillateur au point X<sub>0</sub>. Les autres impulsions sont celles fournies par le compteur, depuis (a') jusqu'à (d). Chaque étage a deux sorties, par exemple a et a'.

### Compteur

Il est à quatre étages flip-flop, chacun à deux transistors du même type que ceux utilisés pour l'oscillateur (2 SB 175).

Remarquons que dans le montage, les quatre étages sont de schéma identique, avec des transistors PNP, couplage croisé, collecteur à base par des circuits RC parallèle 22 nF - 22 kΩ.

Les collecteurs sont reliés à la ligne négative de masse par des résistances de 3,3 kΩ. Les sorties des signaux sont sur ces collecteurs. Remarquons sur la figure 3, les signaux a' et a, puis ceux fournis par le deuxième étage (B) du compteur b' et b, puis c' et c fournis par l'étage (C) et finalement d' et d fournis par (D).

Chaque étage donne des signaux rectangulaires de durée double à celle du précédent. De ce fait, si f<sub>0</sub> est la fréquence (réglable) de l'oscillateur, l'étage (A) donne deux signaux de fréquence f<sub>0</sub>/2, l'étage (B) donne deux signaux de fréquence f<sub>0</sub>/4 et l'étage (D) donne deux signaux, d' et d de fréquence f<sub>0</sub>/16.

On dispose ainsi des signaux X<sub>0</sub> et a', a, b', b... d', d, en tout neuf signaux de fréquences décroissantes comme on peut le voir sur la figure 3 où les périodes doublent chaque fois.

Remarquons qu'en notation logique, on pourrait désigner a' et a par a et ā équivalent de la notation Q̄ et Q ou encore NON Q, Q barre, Q respectivement.

La combinaison de ces signaux permettra d'obtenir les rythmes usuels requis. Dans le montage du compteur, remarquer les diodes D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub>, du type OA 90 (type européen bien connu).

Les bases sont polarisées positivement par des diviseurs de tension, disposés entre la ligne de masse et les collecteurs. Ainsi la base de Q<sub>3</sub> est polarisée par la résistance de 3,3 k $\Omega$ , en série avec celle de 1 k $\Omega$  qui lui est commune avec base de Q<sub>4</sub>, tandis que la branche négative du diviseur est la résistance de 22 k $\Omega$  (shuntée par 22 nF), reliée au collecteur de Q<sub>4</sub>. Les émetteurs sont connectés ensemble à la ligne + par la résistance de 470  $\Omega$ .

A noter que l'impulsion qui commande un étage de compteur est appliquée à la résistance de 1 k $\Omega$  commune aux bases des deux transistors de l'étage considéré.

Toutes les cathodes des diodes D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> aboutissent à une ligne se terminant au point X<sub>2</sub>. Remarquons aussi les points GC 1 et GC 2, reliés par une capacité ou une résistance à Q<sub>7</sub> et Q<sub>6</sub> respectivement.

Passons maintenant à la partie (A) de la figure 1.

### Partie (A)

Le schéma de cette partie est donné à la figure 4. Le circuit de tonalité Bass-Drum est réalisé avec Q<sub>11</sub>.

Il est facile de voir qu'il s'agit d'un oscillateur à résistances et capacités du type « à déphasage ». Les éléments déphaseurs sont disposés entre le collecteur et la base de Q<sub>11</sub>.

Tous les six transistors Q<sub>11</sub> à Q<sub>16</sub> du montage représenté à la figure 4, sont des NPN du type japonais 2 SC 828, tandis que les deux derniers, Q<sub>17</sub> et Q<sub>18</sub> sont des NPN japonais type 2 SC 538.

Les capacités de couplage et déphasage sont de 0,22  $\mu$ F et les résistances, de 10 k $\Omega$ , 22 k $\Omega$ , 6,8 k $\Omega$ , 220 k $\Omega$ , 1 k $\Omega$ .

Il y a deux réglages VR 1 de 10 k $\Omega$  et VR 2 de 500  $\Omega$ . VR 1 et VR 2 sont montées, comme toutes les VR, sur le panneau de commande, donc accessibles au musicien-opérateur, de cette batterie automatique.

VR 1 règle la hauteur de la note musicale engendrée, c'est-à-dire la fréquence d'oscillation. VR 2 agit sur la forme du signal, celui-ci est pris sur le collecteur de Q<sub>11</sub> d'où il est transmis par un condensateur de 5  $\mu$ F et une résistance variable VR 3 de 300 k $\Omega$ , au point de sortie X<sub>11</sub> qui est aussi, l'entrée du préamplificateur à transistors Q<sub>17</sub> et Q<sub>18</sub>.

Indiquons aussi les types des diodes du montage de la figure 4: D<sub>7</sub>, D<sub>9</sub>, D<sub>10</sub> et D<sub>11</sub> sont de OA90. D<sub>8</sub> est une DS 16 E sur laquelle nous n'avons aucun renseignement quant à son équivalence.

### Générateur de souffle

Dit aussi générateur de bruit, ce circuit utilise les transistors Q<sub>12</sub>, Q<sub>13</sub> et Q<sub>14</sub> du type mentionné plus haut.

Le montage en amplificateur de ces trois transistors est réalisé par des liaisons directes de collecteur à base. La rétroaction est effectuée depuis le collecteur de Q<sub>14</sub> jusqu'à l'émetteur de Q<sub>12</sub>, par l'intermé-

diaire du condensateur de 30  $\mu$ F. On peut voir aisément qu'il s'agit d'une réaction positive d'où la génération de bruit due au choix des éléments du montage. Le signal engendré par le générateur de bruit est disponible sur le potentiomètre VR 4 de 10 k $\Omega$ , monté comme charge du collecteur de Q<sub>14</sub>. Grâce à ce potentiomètre dont le réglage est accessible sur le tableau de commande, il est possible de doser le signal transmis par la résistance de 470 k $\Omega$  et le condensateur de 4,7 nF à l'entrée du circuit à transistors Q<sub>15</sub> et Q<sub>16</sub>.

Remarquons les résistances de 22 k $\Omega$  des collecteurs de Q<sub>12</sub> et Q<sub>13</sub>, les résistances d'émetteurs de 220  $\Omega$ , 1 k $\Omega$  et 2,2 k $\Omega$ , cette dernière associée à un condensateur de découplage de 1  $\mu$ F 25 V électrochimique.

La base de Q<sub>12</sub> est polarisée, à travers la résistance de 10 k $\Omega$ , par la tension déterminée par le diviseur de tension constitué par la résistance de 100 k $\Omega$  de la boucle de réaction, reliée au collecteur de Q<sub>14</sub> et à la résistance de 33 k $\Omega$  reliée à la ligne négative de masse avec découplage par 22 nF.

Analysons maintenant le schéma du montage utilisant les transistors suivants, inclus dans le schéma général de la figure 4.

### Le Snare-Drum, cymbale et préamplificateur

Cette partie donne le son de cymbale grâce à un circuit résonnant à bobine L<sub>1</sub> et capacité de 4,7 nF. Nous n'avons pas la valeur de L<sub>1</sub>, elle doit valoir une fraction de henry, le constructeur n'indique pas sur le schéma sa valeur, car il peut la fournir aux dépanneurs (aux USA).

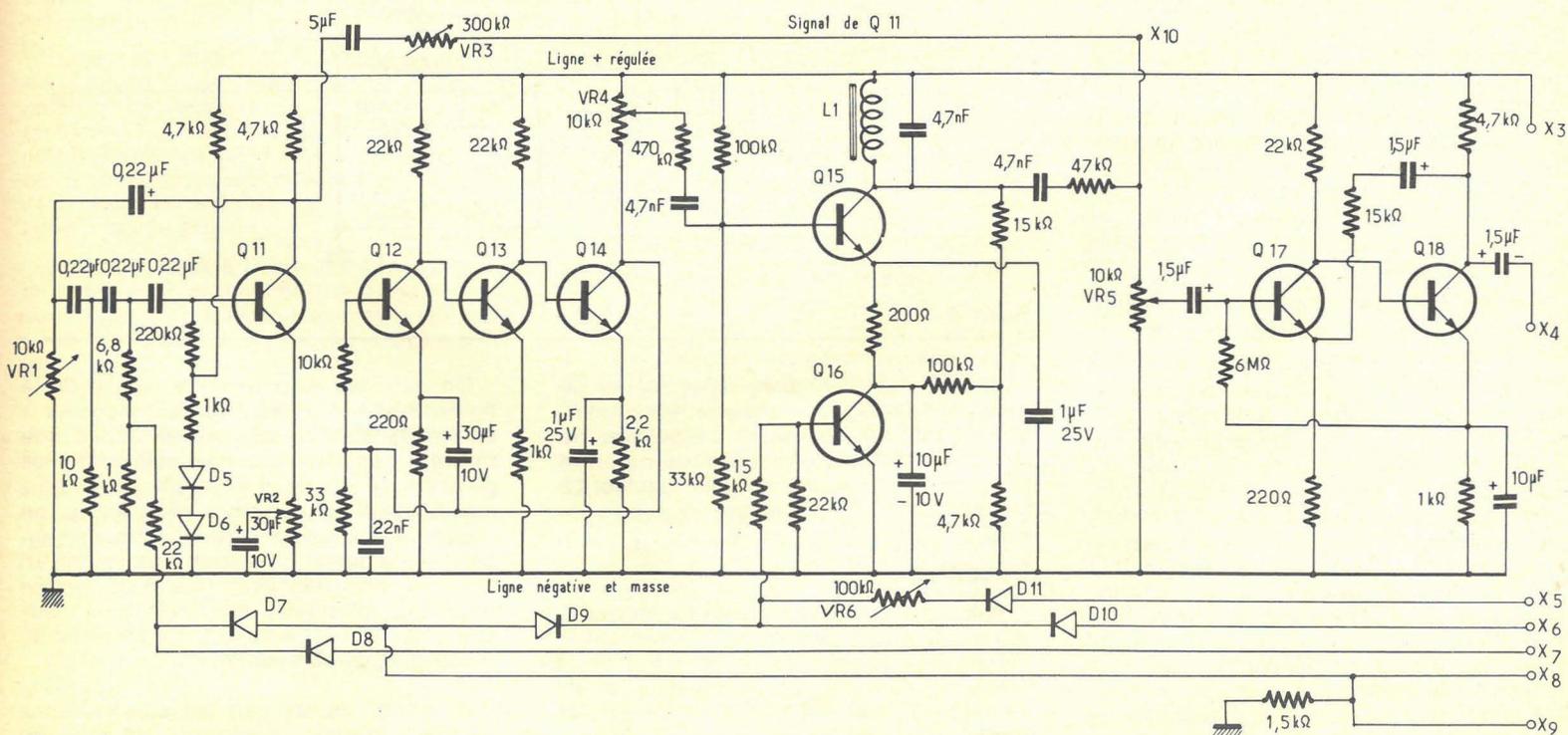


Figure 4

Le circuit Q<sub>15</sub> - Q<sub>16</sub> est une sorte de cascode à deux entrées de signaux, l'une sur la base de Q<sub>15</sub> et l'autre sur celle de Q<sub>16</sub>, par VR 6, accessible sur le panneau avant par réglage de l'effet spécial High-Hat Cymbal.

Finalement, les signaux de ces effets spéciaux sont transmis par l'intermédiaire d'un condensateur de 4,7 kΩ nF et d'une résistance de 4,7 kΩ à VR 5 de 10 kΩ, réglage général de volume des signaux engendrés par cet appareil.

Le préamplificateur est à deux transistors Q<sub>17</sub> et Q<sub>18</sub>, montés en émetteur commun, avec contre-réaction entre l'émetteur de Q<sub>17</sub> et la base de Q<sub>18</sub>. La résistance de 6 MΩ est disposée dans la boucle de contre-réaction valable à toutes les fréquences.

Voici aussi le circuit 10 μF - 15 kΩ monté entre le collecteur de Q<sub>18</sub> et l'émetteur de Q<sub>17</sub>. En tenant compte des électrodes auxquelles aboutit ce circuit, on voit qu'il s'agit encore d'une contre-réaction, mais sélective, c'est-à-dire ayant effet sur la forme de la courbe de réponse.

Comme il y a une résistance en série avec une capacité, on peut constater que la capacité étant élevée, elle ne sert que d'isolateur en continu entre le collecteur et l'émetteur, mais aux TBF elle aura une réactance X<sub>c</sub> = 1/2 π f C plus grande (car f serait plus faible) donc un effet de contre-réaction plus prononcé et un gain plus faible.

Ainsi, à 10 Hz, la résistance X<sub>c</sub> vaut :

$$X_c = \frac{10\,000}{6,28} \Omega$$

ce qui donne 1 590 Ω. A 1 Hz, X<sub>c</sub> = 15 900 Ω, etc.

En raison de la contre-réaction, la résistance d'émetteur, 220 Ω, de Q<sub>17</sub> n'est pas découplée.

Le signal complet reçu par le préamplificateur se compose de celui transmis par le point X<sub>10</sub> depuis le Bass-Drum (grosse caisse, ou « tambour-basse ») et des circuits suivants : Snare-Drum, Cymbale et Bruit.

La sortie du signal amplifié est sur le collecteur de Q<sub>18</sub> d'où le signal est transmis par un condensateur de 1,5 μF au point d'utilisation que nous désignons par X<sub>u</sub> et qui sera précisé plus loin.

### L'alimentation

Les dispositifs de la figure 4 et de la figure 2, sont alimentés par un régulateur de tension dont le schéma est donné à la figure 5 :

La sortie de la tension régulée est au point X<sub>3</sub> que l'on retrouve sur le schéma de la figure 4, où il est relié à la figure + réglée. Cette tension est filtrée par un circuit RC composé d'une résistance de 10 kΩ et de deux condensateurs de 200 μF 10V électrochimiques. Les deux transistors sont du type 2 SC 828 et la diode de référence D<sub>12</sub> du type MA 26, toujours de provenance japonaise. Le montage est du type régulateur shunt, le courant régulé est fourni par l'émetteur de Q<sub>19</sub>, tandis que Q<sub>20</sub> est l'amplificateur de continu. La tension de base est établie par R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>, dont les valeurs doivent être déterminées expérimentalement.

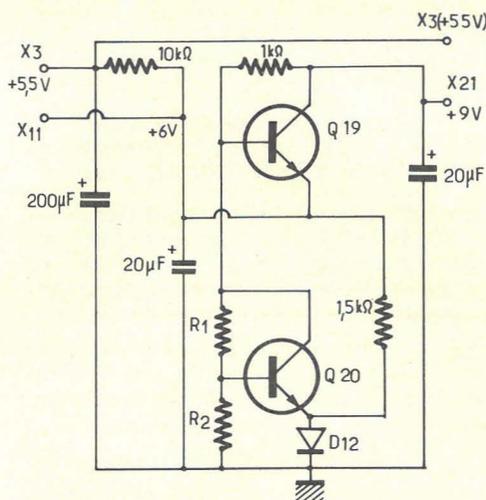


Figure 5

Doubles croches	Osc (X <sub>0</sub> )
croches	a (X <sub>12</sub> )
noire    soupir    soupir    noire	d + c' d (X <sub>13</sub> )
noires	b (X <sub>14</sub> )
soupir    noire    1/2 soupir    croche    soupir	c' d' + b' c' d (X <sub>15</sub> )
	c' (X <sub>16</sub> )
	c' + b' c d' (X <sub>17</sub> )
	c + b' c (X <sub>18</sub> )
pause    noire    soupir	d' (X <sub>19</sub> )
DECODAGE PAR CIRCUITS LOGIQUES	

Figure 7

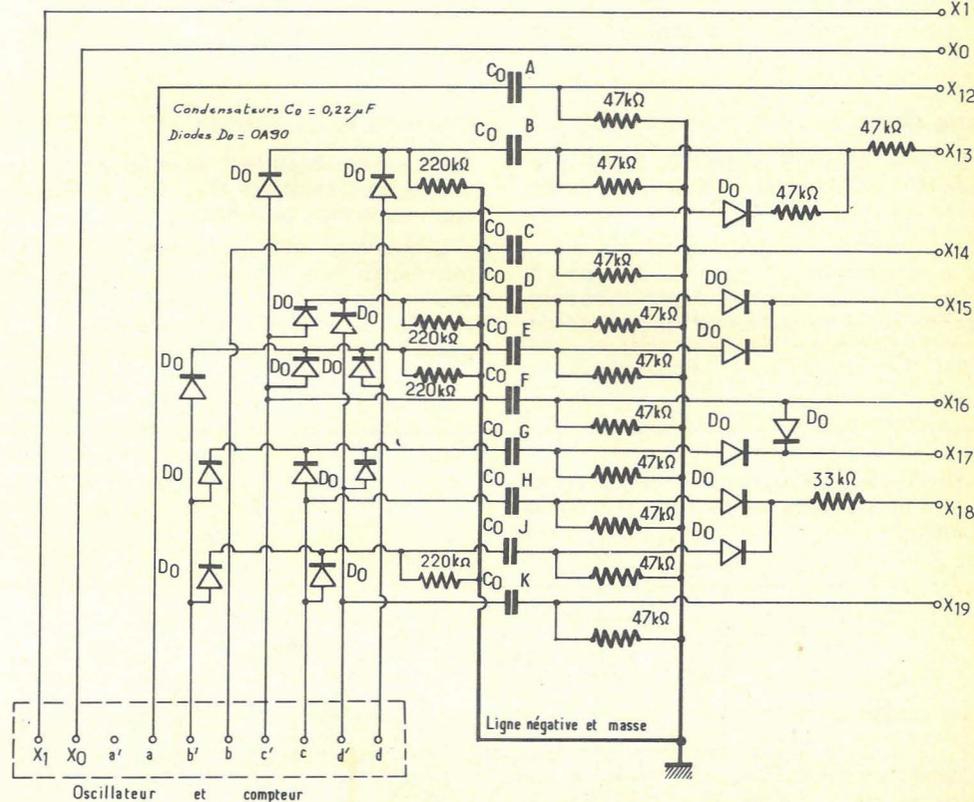


Figure 6

La tension non régulée est appliquée au collecteur de Q<sub>19</sub>, ce transistor remplissant la fonction de « ballast », c'est-à-dire de résistance variable disposée en série entre la tension non régulée et celle régulée. La tension entre X<sub>3</sub> et masse doit être de +5,5 V.

### Décodeur

Voici une partie importante du montage, le décodeur, qui permettra de transformer les signaux fournis par le montage de la figure 2, composé de l'oscillateur et du compteur à quatre flip-flop, en signaux de rythme ayant des formes convenant aux exigences actuelles.

On part des signaux a', a... d', d de la figure 3 et on les applique au décodeur à diodes D<sub>0</sub>, dont le schéma est donné à la figure 6. Les liaisons convenables entre les points a', a, ... d', d étant faites par des diodes OA90 et certaines résistances, on obtient aux points de sortie les rythmes indiqués par la figure 7. A gauche, indication en notation musicale, avec rappel de termes musicaux affectés aux notes et aux silences : *noire, croche, double croche, pause, soupir, demi-soupir* !

A droite, on indique les combinaisons logiques : le signal + exprime l'opération OU et le signe « multiplication » (non écrit) indi-

quant l'opération ET. Exemple :

$$c' + b' c d'$$

signifie l'opération OU entre  $c'$  et  $b' c d'$  et l'opération préalable ET entre  $b'$ ,  $c$  et  $d'$ .

Finalement, les signaux désirés de rythme sont obtenus aux points de sortie du décodeur indiqués à droite sur les figures 6 et 7 :  $X_0, X_{12}, X_{13} \dots X_{19}$ .

Remarquons sur la figure 6, les diodes  $D_0$ , toutes des OA90, les résistances de  $220 \text{ k}\Omega$ ,  $47 \text{ k}\Omega$  et  $33 \text{ k}\Omega$ , les condensateurs  $C_0$ , tous de  $0,22 \mu\text{F}$  (OU  $220 \text{ nF}$ ).

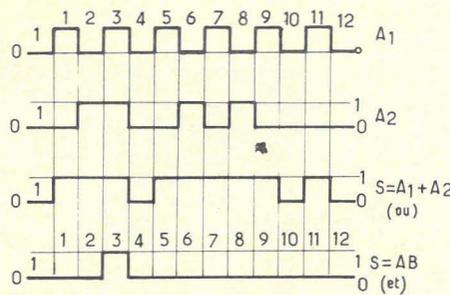


Figure 8

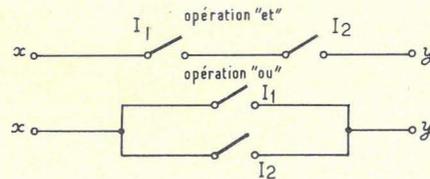


Figure 9

Dans l'algèbre de Boole, l'opération ET correspond à un produit de 0 et 1, dans lequel, tout comme en algèbre ordinaire on a :

$$\begin{aligned} 0 \cdot 0 &= 0 \\ 0 \cdot 1 &= 0 \\ 1 \cdot 0 &= 0 \\ 1 \cdot 1 &= 1 \end{aligned}$$

L'opération OU se rapporte à une addition de 1 et 0, mais selon la règle suivante :

$$\begin{aligned} 0 + 0 &= 0 \\ 0 + 1 &= 1 \\ 1 + 0 &= 1 \\ 1 + 1 &= 1 \text{ (et non 2)} \end{aligned}$$

Cette dernière égalité,  $1 + 1 = 1$  (et d'une manière générale  $1 + 1 + \dots + 1 = 1$ ) est la seule anomalie apparente des opérations ET et OU. Elle s'explique par le fait (voir figure 8) que deux états (et non des quantités) entrent dans les additions et les multiplications booléennes.

Considérons les signaux  $A_1$  et  $A_2$  se produisant pendant les temps 1, 2 ... 12, égaux ou inégaux.

Dans l'opération OU (troisième rangée horizontale) c'est l'addition qui donne 1 pendant les temps 1, 2, 3 ; 0, pendant les temps 4 ; 1, pendant les temps 5 à 9 ; zéro pendant le temps 10 ; 1 pendant le temps 11 car il suffit qu'il y ait un seul 1 pour que le « total » soit 1 et s'il y a deux 1, c'est toujours l'état 1 qui se produit.

Cela s'explique à l'aide des interrupteurs de la figure 9, en bas. Si  $I_1$  ou  $I_2$  ou  $I_1$  et  $I_2$  sont fermés, on a l'état 1 qui est le contact entre  $x$  et  $y$ . Si  $I_1$  et  $I_2$  sont ouverts ( $0+0$ ), il y a coupure.

L'opération ET est montrée en bas de la figure 8 et en haut de la figure 9 où  $I_1$  et  $I_2$  sont en série.

Dans l'opération ET (en bas figure 8), il y a 1 lorsqu'il y a deux 1 à la fois sur  $A_1$  et  $B_1$  ce qui ne se produit qu'au temps 3 seulement.

En revanche aux autres temps : 1 à 12 sauf 3, il y a toujours un état 0 soit en  $A_1$ , soit en  $A_2$ , donc le produit est 0.

Considérons maintenant le décodeur de la figure 6.

Les opérations ET (multiplication) sont effectuées dans la partie à gauche des capacités  $C_0$  tandis que les opérations OU (addi-

tions) sont effectuées dans la partie à droite de ces mêmes condensateurs.

Au point  $X_0$  on a le signal d'oscillateur à la fréquence de celui-ci, réglée par Tempo.

Au point  $X_{12}$  il faut obtenir le signal a. Il suffit par conséquent de relier  $X_{12}$  au point a du compteur, en intercalant la capacité  $C_0$  qui sert d'isolateur en continu et dont la valeur est  $0,22 \mu\text{F}$ . Cette valeur a une très grande importance comme on le montrera plus loin. Au point  $X_{13}$  il faut établir le signal  $d + c' d$ .

Le produit  $c' d$  est obtenu en montant des diodes  $D_0$  entre le point  $c'$  et  $C_0$  et le point  $d$  et  $C_0$ . Ce signal  $c' d$  est transmis par  $C_0$  à  $X_{13}$  par l'intermédiaire de la résistance de  $47 \text{ k}\Omega$ .

L'opération OU (addition) consiste à additionner le signal  $d$  au signal  $c' d$ . Pour cela, du point  $d$  part la diode  $D_0$  suivie de la résistance de  $47 \text{ k}\Omega$ .

Le mélange se fait avant le point  $X_{13}$ .

L'expression  $d + c' d$  peut, selon les règles de l'algèbre de Boole s'écrire aussi :

$$\begin{aligned} d + c' d &= d (1 + c') = d \\ \text{car } 1 + c' &= 1. \text{ En effet :} \\ \text{si } c' &= 0 \text{ on a } 1 + 0 = 1 \\ \text{si } c' &= 1 \text{ on a } 1 + 1 = 1 \\ \text{donc } d + c' d &= d \end{aligned}$$

on serait tenté de croire, comme nous l'avons fait nous-mêmes au cours de notre analyse du schéma, que l'opération ET (produit  $c' d$ ) était inutile et qu'il aurait suffi de brancher le point  $d$  au point  $X_{13}$  par l'intermédiaire de  $X_{13}$ .

En réalité, il faut tenir compte de la valeur de  $L$  qui, avec la résistance de  $47 \text{ k}\Omega$  constitue un circuit différentiateur qui déforme les signaux rectangulaires.

Soit le cas d'un palier horizontal de signal de durée  $T_0$  (voir figure 10).

D'autre part,  $RC$  est égale dans ce cas à :

$$T_0 = RC = 47 \cdot 10^3 \cdot 0,22 / 10^6$$

ce qui donne :

$$T = 0,01 \text{ seconde environ.}$$

La figure 10 montre que si la durée du signal est égale à  $T_0$ , la tension tombe à 0,368 de sa valeur initiale.

Soit par exemple un signal de rythme à la fréquence de 5 Hz, donc à période de  $1/5 = 0,2 \text{ s}$  et demi-période (durée d'un palier, haut ou bas),  $0,1 \text{ s}$ .

Il est clair que  $0,1 \text{ s}$  est très grande devant  $RC = 0,01 \text{ s}$  donc la chute du palier sera très grande pendant la demi-période de l'alternance positive du signal rectangulaire ce qui donnera, après  $C_0$ , une forme comme celle de la figure 10 B.

Dans ces conditions, le signal  $d$  qui s'ajoute au signal sortant de  $C_0$  déterminera la forme du rythme désiré. Cela établi, vérifions les autres sorties des rythmes.

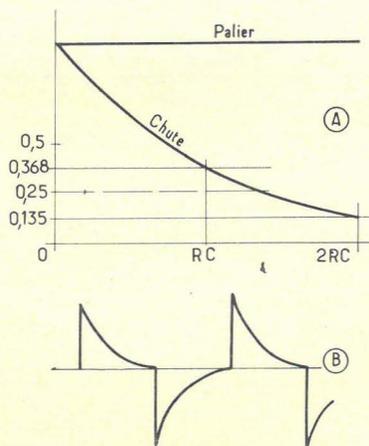


Figure 10

Point  $X_{14}$  : le signal est  $b$ , donc il aura suffi de relier la sortie  $b$  à  $C_0$  qui, avec la  $47 \text{ k}\Omega$ , donnera au signal la forme « différente » de la figure 10 B.

Point  $X_{15}$  : le signal est  $c' d' + b' c' d$ .

Le produit  $c' d$  est obtenu en reliant à la ligne  $X_{15}$  en passant par  $C_0$  correspondant, les diodes  $D_0$  aux points  $c'$  et  $d'$  et  $C_0$  à la diode aboutissant à  $X_{15}$ .

A cette même diode, est relié un autre  $C_0$  qui reçoit le signal produit  $d' c' b'$ . Le tout donne bien  $c' d' + b' c' d$ .

Pour  $X_{16}$ , le point  $C'$  est relié à  $C_0$  et  $C_0$  à  $X_{16}$ .

Pour  $X_{17}$ , il faut obtenir  $c' + b' c' d'$ .

A cet effet,  $b' c' d'$  est obtenu par des diodes reliant  $C_0$  aux points  $b' c'$  et  $d'$ . Le signal  $c'$  est pris tout simplement au point  $X_{16}$  à l'aide de la diode  $D_0$  correspondante.

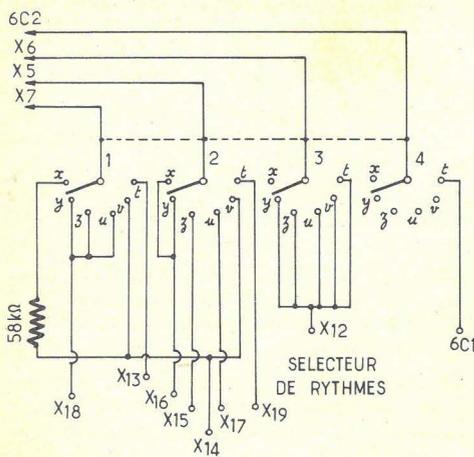


Figure 11

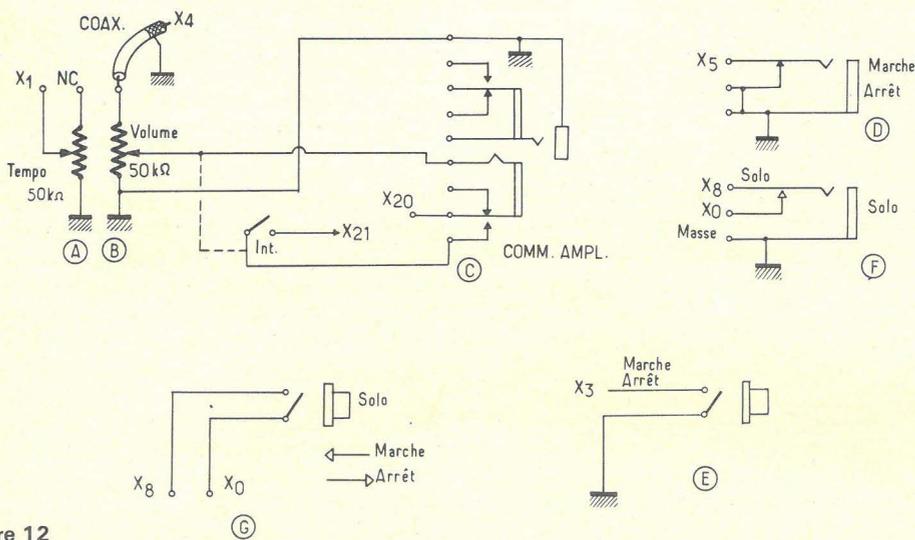


Figure 12

Pour obtenir le signal  $X_{18}$  il faut réaliser l'opération  $c + b'c$  qui aurait pu se réduire à relier C seul à la sortie. On a montré que cela n'était pas indiqué dans le présent montage à cause du circuit différenciateur.

Donc le point c est relié au  $C_0$  de la ligne  $X_{18}$ . D'autre part, on obtient  $b'c$  par une autre ligne, reliée par des diodes aux points  $b'$  et c. A la sortie, deux autres diodes font l'opération OU, ce qui donne finalement  $c + b'c$ .

Enfin, l'opération donnant le signal  $d'$  est effectuée en reliant le point  $d'$  à  $C_0$  correspondant, par une diode  $D_0$ .

Remarquons les orientations des diodes  $D_0$  à gauche des condensateurs, toutes avec les cathodes vers la masse et les anodes vers les points a, a', b, b', c, c', d et d'.

A la figure 11 on donne le schéma des commutateurs de rythmes reliés aux divers points X des autres parties et à la réaction par 6C1 et 6C2.

A la figure 12 on donne les branchements des jacks et des poussoirs solo et marche-arrêt.

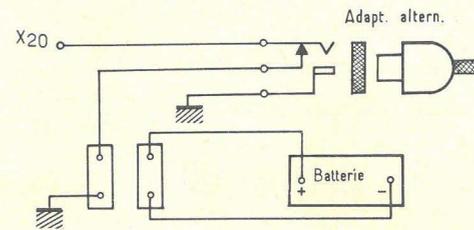


Figure 13

A la figure 13 on donne le détail des branchements de l'alimentation sur batteries ou à partir du secteur.

Dans ce dernier cas, la tension à fournir doit être redressée afin qu'il y ait 9V au point  $X_{12}$ .

Note importante: le schéma qui nous a permis cette analyse peut présenter certaines omissions et nous déconseillons à nos lecteurs d'entreprendre le montage de cet appareil. Ils auront toutefois pu se documenter sur le principe général du montage d'un rythmeur réputé aux USA.

Remarquons qu'actuellement il est possible de réaliser des appareils de ce genre avec des circuits intégrés, à l'aide de schémas plus simples que nous publierons au moment opportun.

Equivalences: Nous n'avons pu trouver que l'équivalence suivante: le 2SB175 serait remplaçable par les types: ASY 77, 2N132, AC122, OC71, tous des PNP.

# au sommaire de notre prochain numéro :

- Un générateur BF
- Comment faire de bonnes soudures ?
- Une méthode simple de réalisation des circuits imprimés
- nos rubriques habituelles (montages pratiques, radiocommande, caractéristiques et équivalences des transistors, etc...) et deux nouveaux titres
- La page du physicien
- Cent manipulations

**POUR CONSERVER VOTRE COLLECTION, PROCUREZ-VOUS**

**Le relieur RADIO-PLANS**

**10 F (+ 1,20 F de port)**

**RADIO PLANS**

2 à 12, rue de Bellevue

75019-PARIS

C.C.P. 31.807-57 LA SOURCE



# nouveautés informations

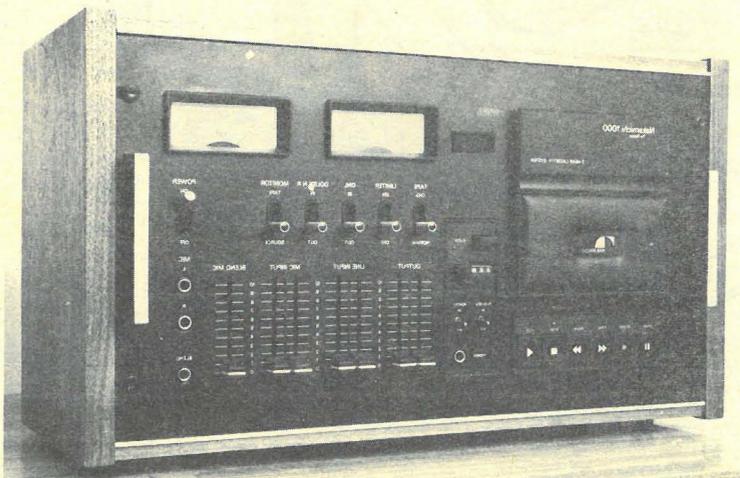
## Le Nakamichi 1000, Enregistreur-lecteur 1 de cassettes à 3 têtes

Les laboratoires japonais Nakamichi ont réussi à mettre au point un enregistreur-lecteur de cassettes à trois têtes, dont les performances électro-acoustiques et les perfectionnements électromécaniques sont comparables à ceux des appareils professionnels 38 cm/s.

**Voici quelques unes de ses caractéristiques les plus remarquables :**

- 3 têtes distinctes (tri-presseur) : têtes d'enregistrement ferrite (entrefer 5 microns), tête de lecture titane (entrefer 0,7 micron); système d'azimutage inédit à contrôle lumineux ;
- 2 moteurs ; servo-moteur pour l'entraînement de 2 cabestans ; vernier de réglage de la vitesse ;
- contrôle automatique du bon enroulement de la bande ; indicateur de défilement ;
- monitoring sur la bande ou sur la source ;
- 3 entrées micro mixables ; curseurs linéaires ;
- 2 systèmes de réduction du bruit de fond : Dolby et D.N.L.
- 8 circuits intégrés, 138 transistors, 59 diodes ;
- limiteur de crêtes ;
- courbe de réponse : 35 à 20 000 Hz  $\pm$  3 dB
- rapport signal/bruit de fond : > 60 dB
- distorsion harmonique totale : < 2 % à 1 KHz 0 dB
- scintillement et pleurage : 0,10 %
- commandes par touches à effleurement, contrôlées par un ensemble logique ; fonctions effectives visualisées ;

Importateur : **ASMANN FRANCE**, 14, rue Saint-Georges, 75009 Paris.



## Organes de commande perfectionnés pour trains miniatures

2

Les fervents du train miniature peuvent désormais améliorer les performances de leurs « engins » grâce à des dispositifs électroniques très élaborés que propose la firme australienne Alverlin Investments Pty. Ltd.

Distribués sous la marque « Eda », ils comprennent des modules de commande et des blocs d'alimentation.

L'organe de commande par inertie a été conçu pour reproduire très fidèlement l'accélération et le freinage des trains.

L'instrumentation peut se fixer sur un tableau ou être raccordée à un long câble enfichable pour être tenue dans la main. Les organes de freinage et de réglage du moteur sont à curseur linéaire s'actionnant avec le pouce.

L'appareil est pourvu d'un déconnecteur à inertie pour commander directement les opérations lentes. Les impulsions engendrées assurent un démarrage souple et sans à coup, même en état d'inertie.

Le freinage a priorité sur l'entraînement moteur, même quand l'inertie est neutralisée.

Un nombre de freinages pré-établis est applicable extérieurement pour un ralentissement correct dans les gares ou aux points de signalisation.

Le mécanisme d'entraînement moteur comprend un redresseur et un relais à maxima pour la protection contre les surcharges.

Il fonctionne en courant alternatif en 17 volts avec une intensité de un ou trois ampères suivant les modèles.

On propose également des détecteurs transistorisés qui décèlent la présence d'un train et actionne deux, quatre ou six contacts de passage. Ils peuvent également servir au blocage pour éviter les changements accidentels en cours d'emploi, à l'intervention d'autres relais et circuits ainsi qu'au contrôle des voies (dispatching en particulier).

L'instrumentation fonctionne sur courant continu en 10 à 20 volts et comporte une protection contre l'inversion de polarité. Les relais sont enfichables pour faciliter le remplacement.

**ALVERLIN INVESTMENTS PTY, LTD**, 75 Hale Street, Petrie Terrace, Brisbane, Old 4000. (Australie).

## La plus petite des lignes à retard pour récepteurs TVC chez GTE Sylvania

3

Cette ligne de retard, supposée être la plus petite unité de ce type actuellement disponible sur le marché en Europe, présente des niveaux d'impédance adaptés à ceux requis par les récepteurs utilisant des démodulateurs dont la technologie est à base de circuits intégrés. La facilité d'adaptation de cette ligne à retard, type SDL 445, provient de l'utilisation faite

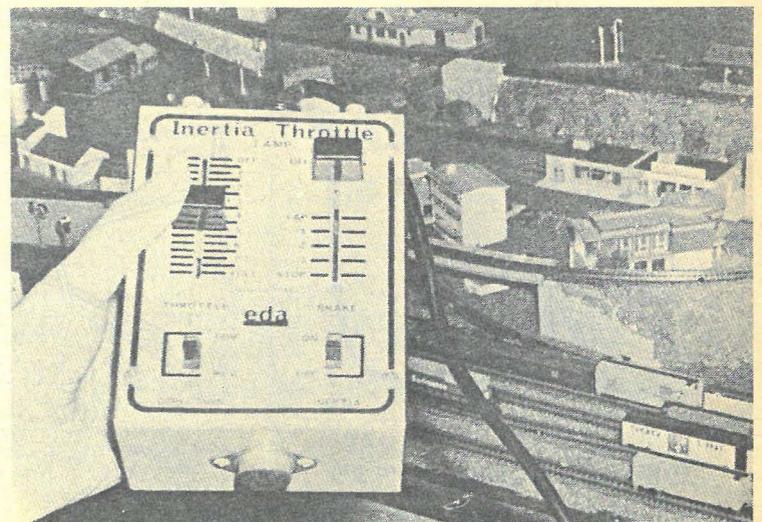
d'une nouvelle configuration de broches de raccordement, qui la rend presque universellement adaptable aux exigences des circuits utilisés par les constructeurs.

Parmi d'autres avantages résultant de l'emploi de cette ligne à retard à transformateurs d'adaptation incorporés, figurent un pré-ajustage des bobinages d'adaptation engendrant une précision de réglage plus grande, un gain de temps réalisé à l'accord des bobinages et une réduction du nombre de composants à utiliser.

Un matériau de verre, de dimensions plus réduites, combiné à la mise en application de nouvelles matières, ont permis l'emploi d'un nouveau trajet de propagation d'onde réfléchi. La SDL 445 présente des niveaux d'impédance d'entrée de 1600/390 ohms et de sortie de 390/100 ohms. Elle utilise un matériau retardateur à coefficient de température pratiquement nul produisant un temps de retard précis et stable de  $63,943 \mu s \pm 0,005 \mu s$  qui assure un transfert parfait de l'information couleur au sein du récepteur de télévision.

Une autre particularité est que le matériau retardateur de la ligne est insensible aux variations d'humidité et de température et est incorporé dans un boîtier scellé aux ultrasons. L'emploi de telles techniques garantit que cette unité présente une variation du temps de retard de phase de  $\pm 0,005 \mu s$  maximum (en moyenne :  $\pm 0,002 \mu s$ ), entre + 10 et + 60°C. (Par rapport à la valeur de référence à 25°C.)

**GTE SYLVANIA N.V.** Industriepark, 3300 Tienen (Belgique)



Los Angeles : Orcus international annonce un nouvel oscillateur contrôlé par tension : le type 40A. Utilisant plusieurs technologies de fabrication le circuit a un rapport performance/prix optimum, ce qui permet de le diffuser dans le domaine du grand public.

Le module fonctionne sur des gammes de fréquence très larges ayant un rapport de la fréquence la plus haute à la fréquence la plus basse de 5000 : 1 sans changer aucun composant ou effectuer aucun réglage. Le module fonctionne jusqu'à 100 KHz.

Grâce à une gamme étendue il est possible de produire tout le spectre des fréquences audios de 15 Hz à 20 KHz ( $\pm 1,5$  dB) dans une seule gamme. Le circuit n'exige aucun composant externe sauf deux petits condensateurs (10 nF pour 5 Hz à 25 KHz). La linéarité est de 0,1%.

Autres avantages du circuit : impulsions rectangulaires à la sortie de 12 V sur 150 ohms, possibilité de stabilisation en température jusqu'à 8 ppm/C°, et contrôle du « duty cycle » de 0,5% jusqu'à 99,5%. Le circuit est protégé contre des inversions de polarité de l'alimentation et contre des courts-circuits à sa sortie. Les dimensions du module sont 25 x 25 x 15 mm. Les broches, en laiton doré au pas de 2,54 mm ont un diamètre de 0,8mm.

Le 40A trouve des applications pour des appareils tels que les générateurs de fonction, les voltmètres digitaux, les convertisseurs analogiques-numériques, les systèmes de contrôle par ultrasons et par lignes téléphoniques, les équipements de musique électronique et électroacoustique. (Voir à ce sujet notre article concernant les oscillateurs contrôlés par tension page 57). Le 40A est fabriqué sous licence en France et il est disponible sur stock. Pour tous renseignements complémentaires contactez :

**LAREINE MICROELECTRONIQUE,**  
53, rue Notre-Dame de Nazareth, Paris Cedex 03.

## Texas instruments France annonce un nouveau transmetteur récepteur pour ligne bus bifilaire

Ce nouveau transmetteur récepteur pour ligne Bus a été conçu pour la transmission de données sur des lignes de transmission bifilaires.

Sous la dénomination SN 55/75116 le nouveau circuit combine un circuit transmetteur de ligne bifilaire et un récepteur de ligne bifilaire en un seul boîtier. Les deux circuits étant alimentés par une tension unique de 5 volts.

Le transmetteur différentiel trois états (identique au SN 55/75113) réalise en entrée les deux fonctions « et » et « non et ». Les entrées logiques et d'inhibition sont compatibles TTL/DTL et sorties différentielles peuvent fournir ou absorber des courants de 40mA ou être commutées à un état inhibé à haute impédance. Les sorties peuvent aussi être utilisées en collecteur ouvert dans la configuration courant absorbé uniquement.

Le récepteur (identique au SN 55/75115) comprend une résistance de terminaison de ligne de 130 $\Omega$ , une entrée « strobe » compatible TTL/DTL et une entrée de contrôle de réponse en fréquence.

Entièrement compatible TTL et utilisant un circuit split totem pole la sortie du récepteur peut être utilisée soit en totem pole normal, soit en collecteur ouvert.

Les deux parties transmetteur et récepteur du circuit sont entièrement indépendantes sauf pour les broches de masse et d'alimentation.

Le circuit SN 55116 est utilisable dans toute la gamme militaire de température — 55°C à + 125°C et le circuit SN 75116 dans la gamme industrielle de 0°C à +70°C.

Les circuits SN 55/75116 sont disponibles tous deux en boîtiers plastique 16 broches (N) et en boîtier céramique (J).

**TEXAS INSTRUMENTS**  
06270 VILLENEUVE-LOUBET



## nouveautés informations

### Prix en baisse pour les boîtes Dec

Les boîtes de circuits connexion Dec dont nous avons longuement parlé dans notre numéro 314 de janvier viennent de subir une baisse importante de prix.

En effet, l'usine anglaise qui fabrique ces éléments vient de s'équiper d'une nouvelle machine de moulages sous pression qui permet d'augmenter la cadence de fabrication (d'environ trois fois) de la production précédente. Grâce à cela, les boîtes Dec qui auraient dû subir une augmentation de prix ont au contraire diminué.

A titre d'exemple, la boîte DeCa précédemment vendue 150 F est maintenant à 100 F. En revanche, étant donné l'effort fourni pour ajuster les prix au maximum, par l'importateur de ce matériel, un versement de 5 F par commande est demandé pour les frais de transport.

**SIEBER SCIENTIFIC S.A.** — 103, rue du  
Maréchal-Oudinot — 54000 Nancy

### La 53e Foire Internationale de Bordeaux du 18 au 27 mai 1974

Réunissant 2 100 exposants, dont 30% d'origine étrangère, la Foire Internationale de Bordeaux se tiendra du 18 au 27 mai sur les 300 000 m<sup>2</sup> du Parc des Expositions.

D'après les statistiques officielles de l'OJS la manifestation, parmi les neuf Foires internationales françaises, arrive au deuxième rang pour la superficie d'exposition, en quatrième place pour le nombre des exposants et en troisième position pour celui des visiteurs.

Avec près de 400 constructeurs et 6 000 machines présentées, l'exposition de Machinisme agricole se classe, pour sa part, au second rang en France, immédiatement après le Salon de Paris. Cette présentation sera complétée par un important concours agricole.

La section « Bâtiment et Second œuvre » en très nette augmentation sera complétée par une vaste exposition de sanitaire, cheminées décoratives et matériaux de construction.

Dans l'équipement de commerce, tous les grands constructeurs de fours et de matériel pour la boulangerie et la pâtisserie seront présentés. C'est depuis plusieurs années, l'un des groupes d'exposition les plus dynamiques de la Foire de Bordeaux.

Les biens de consommation tiendront une large place et de nombreux stands seront réservés à l'équipement du foyer (meubles, électro-ménager, chauffage), à l'alimentation et aux vins, aux activités de loisirs (nautisme, camping, caravaning, bricolage), à l'automobile et aux motos.

La section chauffage électrique intégré ayant été créée l'an dernier avec une incontestable réussite sera reconduite cette année et réunira tous les principaux constructeurs.

Les participations officielles étrangères seront également très nombreuses puisqu'une dizaine de pays ont déjà donné leur accord pour participer à la manifestation. Parmi ces nations, l'Espagne présentera un véritable salon de la céramique réunissant tous les fabricants exportateurs de ce pays.

Nouveauté également cette année avec le Salon du Tourisme où plusieurs régions de France participeront aux côtés du stand du tourisme en Aquitaine.

De multiples attraits caractériseront également la 53e Foire internationale de Bordeaux qui voit son audience et son rayonnement s'accroître progressivement d'année en année bien au delà des limites du sud-ouest de la France puisqu'aussi bien la manifestation a été visitée l'an dernier par des acheteurs en provenance de 54 pays.

