

# RADIO PLANS

AU SERVICE DE  
L'AMATEUR DE  
RADIO \* TV \* ET  
ELECTRONIQUE

DANS CE NUMÉRO .  
UN ÉMETTEUR FM SIMPLE

UN ANÉMOMÈTRE À FIL CHAUD  
À COURANT CONSTANT

RÉCEPTION ET UTILISATION  
DES ÉMISSIONS ÉTALONNÉES

III<sup>e</sup> ANNÉE - N° 219 - JANVIER 1966

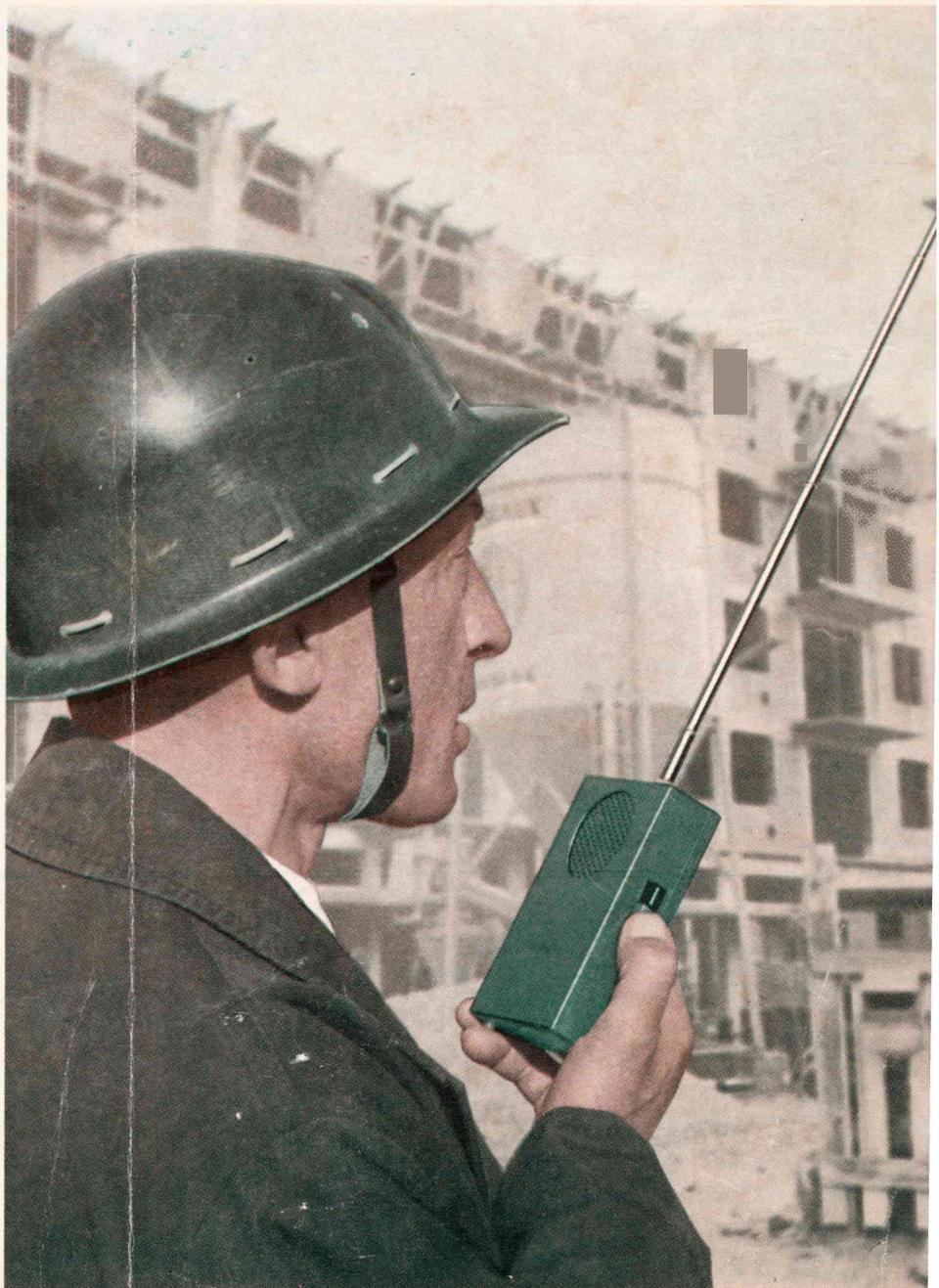
- Maroc : 173 FM - Algérie : 170 F

PLANS DÉTAILLÉS DE :

UN DISPOSITIF  
AUDIO-COMMANDE

UNE CHAMBRE D'ÉCHOS  
ET RÉVÉRBÉRATION

et de cet  
ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR  
SIMPLIFIÉ  
ÉQUIPÉ DE 4 TRANSISTORS



PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

# radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE LA PUBLICATION Raymond SCHALIT

## ABONNEMENTS :

Un an . . . . F 16,50

Six mois . . . F 8,50

Etranger, 1 an F 20,00

Pour tout changement d'adresse  
envoyer la dernière bande en  
joignant 0,50 en timbres-poste.

## DIRECTION -

ADMINISTRATION

ABONNEMENTS

43, rue de Dunkerque  
PARIS-X\* - Tél TRU 09-92

C. C. Postal PARIS 259-10

# " LE COURRIER DE RADIO-PLANS "

Nous répondons par la voie du journal et dans le numéro du mois suivant à toutes les questions nous parvenant avant le 5 de chaque mois, et dans les dix jours aux questions posées par lettre par les lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;

2° Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse, écrite lisiblement, un bon-réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon-réponse pour les lecteurs habitant l'étranger ;

3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 2,00 F.

### ● R. I..., Constantine.

Possède un certain nombre de tubes électroniques et pièces détachées divers et désirerait construire un poste haute fidélité. Peut-on utiliser sur ce poste un dispositif antiparasite par écrêtage ?

Sur un poste à haute fidélité, nous ne vous conseillons pas l'emploi d'un dispositif antiparasite par écrêtage, ni d'un système amplificateur de contraste.

En effet, ces dispositifs risquent d'introduire des distorsions qui rendraient le remède pire que le mal, c'est pour cette raison d'ailleurs qu'ils ont été complètement abandonnés sur les postes haute fidélité de construction industrielle.

### ● T. A..., La Meyze.

Est-il possible, avec un récepteur à transistors de placer deux ou même huit transistors en HF non accordée ?

Il est possible théoriquement de monter des transistors HF à liaison aperiodyque, mais le gain de sensibilité est beaucoup moindre qu'avec des lampes.

De plus, dans la pratique, il peut se produire des accrochages difficiles à éliminer. Aussi nous vous déconseillons ce genre de montage.

### ● H. R..., Marseille.

Nous demande les relations mathématiques concernant la vitesse des signaux d'une base de temps d'un oscillographe (période ou cycles par seconde).

La grandeur exprimée us représente le temps mis par le spot pour parcourir une fois la longueur du balayage, la vitesse étant le chemin parcouru dans l'unité de temps, ici la seconde est donc donnée par la longueur du balayage multiplié par une seconde divisée par le temps d'un parcours.

Il semble que votre exemple que la longueur du balayage est 10 cm. Vous avez donc dans le cas de 10 secondes :

$$10 \text{ cm} \times 1 = 1 \text{ cm/seconde}$$

$$10 \text{ secondes}$$

ce qui correspond bien à l'indication portée par le constructeur de l'oscilloscope.

Quant à la fréquence elle peut se déterminer par la formule :

$$F = \frac{T}{I}$$

que vous indiquez dans votre lettre.

### ● N..., Concarneau.

La durée d'écoute sera-t-elle réduite en utilisant 2 piles de lampe de poche sur le récepteur à 7 transistors ?

Un ampli BF push-pull à transistors donne-t-il une bonne audition dans une auto ?

Vous pouvez parfaitement utiliser pour l'alimentation d'un récepteur à 7 transistors deux piles de lampes de poche en série, cela ne doit pas réduire la durée d'écoute par rapport à une pile de 9 V courante.

Un amplificateur BF push-pull à transistors donne une audition suffisamment puissante pour l'écoute dans une automobile.

### ● R. I..., Somain.

En possession de la Sélection Les Antennes de Télévisions voudrait remplacer la plaque de céramique par du polythène non stratifié. Il voudrait recouvrir le cuivre d'une couche d'étain ou de zinc.

On peut remplacer la plaque de céramique par du polythène non stratifié. Toutefois, la tenue à la chaleur est mauvaise. Attention au soleil d'été !

Il ne faut pas recouvrir le cuivre de zinc ou d'étain, car les courants sont superficiels. Ce serait une grosse erreur.

La puissance d'un émetteur permet de réduire l'importance de l'antenne (qui dépend du champ).

### ● F. T..., Le Mée.

Possesseur d'un téléviseur commercial constate qu'à l'allumage le poste étant à son maximum de puissance, l'image danse et les têtes sont superposées. Cette anomalie ne cesse que lorsque l'appareil a fonctionné un moment et qu'il est chaud. Il nous demande à quel organe attribuer ce mauvais fonctionnement.

Il faut toujours compter sur une période d'instabilité de cinq à dix minutes dans un téléviseur, au moment de l'allumage. C'est pour cette raison que les « mires » sont passées un quart d'heure avant chaque émission.

Cette anomalie est due à la dérive de fréquence du circuit d'oscillations locales. On peut le retoucher pour l'éviter mais il est alors à craindre que le défaut se produise quand le récepteur sera chaud.

### ● Y. P..., Paris.

Possesseur d'un transfo de sortie 8 000 ohms d'impédance plaque à plaque nous demande s'il est possible d'adapter à ce transfo deux H.-P. de 2,5 ohms d'impédance plus un tweeter TW19 :

Le procédé de couplage de vos haut-parleurs n'est pas à conseiller, car vous obtenez une perte de puissance importante dans la résistance de 10 ohms.

Le mieux serait de placer vos deux haut-parleurs en parallèle, ce qui donnerait une impédance résultant de 1,25 ohm et d'utiliser la prise 1 ohm du transformateur.

### ● A..., Paris.

Nous demande la marche à suivre pour effectuer le branchement d'une antenne sur son récepteur à transistors.

Pour brancher une prise antenne sur votre récepteur nous vous conseillons d'exécuter sur le bâtonnet du cadre un enroulement d'une cinquantaine de tours de fil 20/100 isolé émail et soie. Un côté de ce bobinage sera relié à la masse et l'autre à la prise antenne par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 cm enciron.

## SOMMAIRE DU N° 219 - JANVIER 1966

Comment obtenir la Haute-Fidélité d'un montage P.P. ....	25
Emetteur-Récepteur à 4 transistors ..	29
Chambre d'écho à bande magnétique .....	32
Générateurs à usages multiples avec un seul transistor .....	38
Anémomètre à fil chaud à courant constant .....	42
Réaction positive et négative : Ondes stationnaires .....	46
Dispositif électronique commandé par des sons .....	48
Dépannage dynamique des T.V. à transistors : Introduction .....	51
Nos problèmes de câblage .....	54
L'électron qui chante : Introduction à la musique .....	55
Les émissions étalonnées : Réception et utilisation .....	61
Circuits matrices dans la T.V. en couleurs : Introduction .....	64
Un émetteur FM simple .....	68
Nouveautés .....	69



## PUBLICITE :

J. BONNANGE  
44, rue TAITBOUT  
PARIS (IX\*)  
Tél. : TRINITE 21-11

Le précédent n° a été tiré à 45.000 exemplaires

**BON DE RÉPONSE Radio-Plans**

# COMMENT OBTENIR LA VÉRITABLE HAUTE FIDELITÉ D'UN MONTAGE P P

(avantages et inconvénients des dispositifs souvent rencontrés)

par R. GUIARD

Nous nous efforcerons au cours de cet article de revenir à ce qui a été dit à maintes reprises dans nos précédents articles.

Mais nous allons examiner plus en détail le pour et le contre des innombrables dispositifs les plus habituellement adoptés dans les réalisations d'amateurs — tout en restant dans le domaine de la simplicité.

Comme tous les amplis de cette nature comportent obligatoirement :

- A) une amplification de tension
- B) un système de déphasage
- C) et des tubes de puissance (tableau I).

Nous diviserons notre exposé en trois parties. Mais avant toutes choses (à l'usage des amateurs peu initiés) nous rappellerons brièvement quelques données essentielles, président à la réalisation de bons amplis, et souvent peu compliqués.

Il y a d'abord quelques questions à se poser à l'origine :

- A) Combien d'étages ?
- B) Quels tubes employer ?
- C) Quel système de déphasage choisir ?
- D) Et enfin, de quels moyens dispose-t-on ?

### A1. — Combien d'étages ?

Nous allons donc faire l'économie d'un tube triode en adoptant le tourne-disque type semi-professionnel muni d'une cellule piézo — *céramique* — et nous laisserons de côté l'électromagnétique. Croyez-moi, on touche également ainsi, à la perfection, et l'on dispose d'un ensemble moins fragile.

Combien d'étages (en pré ou ampli BF de tension) ?

Il s'agit somme toute d'obtenir « du gain ». Le gain peut lui-même se diviser en deux parties distinctes :

- 1° le gain en tension

TABLEAU I

TABLEAU COMPARATIF entre certains tubes de puissance dignes de retenir l'attention :										
	Types	Culot	Débit Pl. en Simple	Charge Pl. à Pl.	à pleine puissance sous W			Pente	Prix de détail	Objections ou Remarques :
					180 V	250 V	300 V			
P	EL 84	N	48	8.000	—	11	17	11.3	7.24	la plus connue et employée
P	EL 84 F		—						—	
P	7320	0	—	8 à 10 KΩ	4.7	10	13	4	32.50	dans la série sécurité - professionnelle (idem EL 84) robuste - volts eff. entrée 15 V en PP (préampli in peu plus poussé)
T	6V6		45						—	
T	6V6. GT	d°	d°	d°	d°	8.5	13	d°	8.00	un peu fragile - Si on le peut, on mettra 20 V de moins à G2
T	6AQ5	M	d°	d°	d°	- 0 -	10	4.7	8.79	en série sécurité (idem sous désignation du n° 6.005)
T	6AQ5. W	M	idem que ci-dessus						23.22	tube d'origine anglaise (Tétrode) Excellent en Hi-Fi mais difficile à trouver
T	Série KT	0	(KT 61 et 66)							bonne réputation - caractéristique se rapprochant de EL 41
P	6BM5	M	30	7.000		7.8		7	12.42	(valait avant 11.38) - réputée solide - uniquement par Philips
P	EL 95	M	24	11.000		6.4		5	9.83	triode penthode - partie triode K d'amplification 100
PT	ECL 86	N	36	7.000		9		10	13.45	un peu ancien mais non démodé - assez solide
P	EL 41	R	36	7.000		9.4		9	9.83	triode penthode - intéressant pour qui ne dispose que de 200 V H.T.
PT	ECL 82	N	35	5.000		8.5		6.4	11.38	intéressante par sa faible RI = 15.000 mais filament 1.05 Amp.
P	EL 81	N	32	4.000		7.5		4.5	15.000	

Comme valve : Indépendamment de la bien connue 5Y3 GB — voir EZ81 (meilleures possibilités et GZ32) voltage filament 5 V ou 6 V 3

2° le gain en puissance et à cet égard rappelons qu' « en principe » deux triodes valent une penthode BF — vous le saviez évidemment déjà. — Rappelons-nous aussi que, moins il y a de tubes, moins l'on s'expose à la distorsion (donc la penthode) mais en revanche, moins il y a de grilles, et moins l'on a de souffle donc (une) ou deux triodes en série seraient préférables.

Alors ? question de goût.

N'employez en tout cas que des résistances de charge à couche pour éviter ce souffle... ce « bruit » (blanc) — et de wattage suffisant — pour réduire « l'agitation thermique » en question.

On pourrait également se poser la question : quel gain donner à chaque étage ? car en radio « ça marchera toujours » mais en phono, la puissance sera passablement réduite, et il faut alors, par des essais successifs, considérer la sensibilité de votre pick-up ; et il faudra dès lors agir sur la

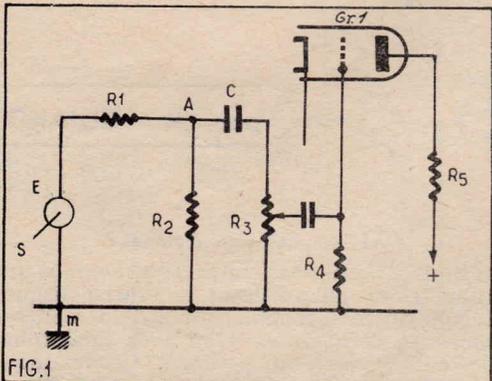


FIG. 1. — Suivant la sensibilité de la cellule utilisée en PU la valeur résultante de  $R_2 + R_3 + R_4$  en parallèle aura généralement un rapport inférieur à  $R_1$  — souvent le tiers entre le point A et la masse. Elle influe sur la tension transmise aux diverses fréquences.

résistance de charge (souvent constituée par un pont de résistances (du point chaud à la masse) pour obtenir un compromis de puissance dans les deux cas (fonctionnement en radio, fonctionnement en PU - fig. 1).

### B1. — Quels tubes employer ?

Voyons en préamplification (ou amplification de tension). Nous retrouvons comme préamplificatrice penthode, presque toujours la fameuse EF86.

Elle a pour elle, comme qualité primordiale, une absence complète de souffle (elle est antimicrophonique) tout comme l'excellente mais ancienne EF40.

Mais nous avons quelquefois l'EF89 tous usages (très bonne également en moyenne fréquence).

Du fait qu'elle débite un peu plus à la plaque, le souffle est un peu plus prononcé, mais son gain est plus élevé, ses capacités interélectrodes plus faibles (ce qui est un bien) sa distorsion également plus faible de ce fait.

Ici encore question de goût.

Pour le déphasage. — Prenez un tube à faible résistance interne — et à pente aussi élevée que possible — à polarisation assez élevée. La plus employée ECC82 (une seule triode à l'emploi) mais il en existe d'autres qui feraient tout aussi bien l'affaire.

Et pourquoi pas après tout une penthode de faible débit ; et de forte pente ; forte polar ; montée en triode ? Il en résulterait une très faible résistance interne, donc possibilité d'emploi pour un cathodyne, de faibles  $R$  de charge côté cathode et côté anode, d'autant plus nécessaires que les capacités inter-électrodes sont plus grandes.

Nous reviendrons plus loin sur ces considérations.

Comme tubes de puissance, nous en avons d'excellents, Tableau I.

Parmi les penthodes, la traditionnelle EL84, et mieux encore (au même prix) la EL84F améliorée au point de vue crachements. En débit plus faible (30 millis) la 6BM5 qui, en PP, donne 7 watts environ, alors que la EL84 donne 11 watts en pointe sous 250 Volts (tension de crête) et 17 W en pointe sous 300 Volts.

La EL95 fabriquée par Philips qui donne 24 millis sous 250 Volts.

La ECL86, 9 broches, qui donne 36 millis et qui est une penthode triode et s'apparente pour la  $R$  de charge en PP à l'ancienne Rimlock EL41 avec 7 000  $\Omega$  de plaque à plaque (comme la 6BM5).

La EL41 Rimlock avec charge Pl. à Pl. 7.000 et 36 millis.

Rappelons-nous que la penthode se contente en général d'une tension d'entrée très faible 4,5 à 7 V efficaces (donc plus sensible) et préamplification moins poussée pour résultat équivalent (surtout si la pente est élevée).

Mais en contre-partie des harmoniques III indésirables que l'on ne peut en partie éliminer que par la contre-réaction (la tétrode ne présente pas cet inconvénient). En tétrodes, le choix est plus limité, il faut généralement autour de 12 volts à l'entrée (au lieu de 6) à la penthode.

Nous avons en tétrode la 6L6 ou l'EL34. N'en parlons pas, elles débitent trop, et nous n'avons pas besoin de faire de la sonorisation. Que reste-t-il ? La 6V6 et la 6AQ5 (ou en solution améliorée au point de vue robustesse la 6AQ5 W, dénommée aussi 6005), si la place ne fait pas défaut, on prendra la 6V6 (plus robuste que la 6V6 GT et que la 6AQ5) la première pourra donner 12 watts modulés sous 300 V alors que la seconde donnera 10 watts sous 250 volts.

Mais attention, mariez bien vos éléments (watts de sortie, transfo, HP) si en multipliant le voltage par le débit plaque vous obtenez 15 watts prenez un transfo de modulation de 15 watts, et un haut-parleur de 15 watts, en valeur nominale. Voir tableau II.

Ne parlons pas du PP de triodes, qui pratiquement ne se fait plus guère ; et qui demande au moins 40 volts à l'entrée, ne supporte sans sans distorsion des puissances exagérées, bien qu'en puissance moyenne, il constitue le fin du fin (on pourrait l'obtenir par 2 x EL84 montées en triode) à choisir entre deux tubes de puissance qui débitent :

— le premier relativement assez peu

FIG. 2. — Si l'on supprime  $R_3$  — fig. B — il faudra nécessairement prévoir un condensateur ( $C_1$ ) isolé 50 V pour shunter  $R_1$  et l'on prendra la ligne BF 2 au point B de

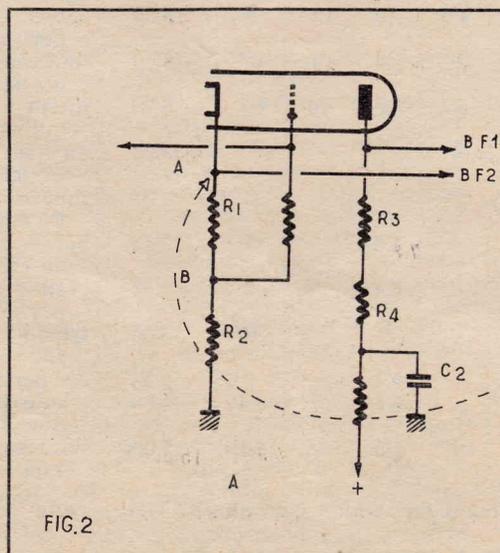


FIG. 2

sous assez fort voltage 30 mA pour 250 V — le second beaucoup sous faible voltage, 50 mA pour 150 V (prenez le premier).

Ce qui tend à supposer que l'on a tout intérêt à s'approcher du voltage limite.

C1

Ici pas d'hésitation. Tout le monde est d'accord pour reconnaître que le cathodyne est : non seulement le plus simple mais aussi le meilleur à la condition... de l'employer correctement (avec des valeurs justes) on apportera jamais trop de soin à veiller sur ce point.

Les résistances seront étalonnées disons à 2 % (pas plus) bien que certains initiés soient justifiés à entrer en controverse.

Devront supporter le wattage suffisant (0,5 à 1 W) selon  $R_1$  du tube, et valeurs desdites résistances, (cathode et anode).

1 W pour 22 000 x 2

1/2 W pour 50 000 x 2 (pour être tranquille de ce côté). Voir figure 2.

### D1. — Coût d'un ensemble

Pour les tubes, si vous prenez des tubes « sécurité » ou « série professionnelle » vous serez assuré de « constantes » bien meilleures, de variations de caractéristiques plus durables, de solidité mieux éprouvée, mais aussi de prix quelquefois trois fois plus élevés (à vous de faire votre calcul). Tableau I.

Un point sur lequel il n'y a aucune hésitation à avoir, le transfo de modulation et le haut-parleur coûteront obligatoirement cher. Tableau II. Un transfo anglais Par-TABLEAU II :

Caractéristiques d'un très bon transfo de sortie : il faut qu'il ait (si possible) à l'achat ces caractéristiques :	CRITERIUM
Puissance nominale.	1° identique à celle de votre HP
	2° que cette puissance atteigne la tension de crête (max.) des lampes employées en P.P.
	que sa self primaire soit élevée (200 ou 300 Hys)
	que sa self de fuite soit faible (4 à 5 Hys) entre P et S.
	qu'il ait si possible des prises d'écrans.
	qu'il soit du type à grains orientés et circuit en C.
	que son impédance secondaire soit aussi rapprochée que possible de la $R$ de la bobine mobile de votre HP.
	et qu'enfin ce dernier ait une résonance très basse (égale ou inférieure à 30 pps).

Puissance nominale.

1° identique à celle de votre HP

2° que cette puissance atteigne la tension de crête (max.) des lampes employées en P.P.

que sa self primaire soit élevée (200 ou 300 Hys)

que sa self de fuite soit faible (4 à 5 Hys) entre P et S.

qu'il ait si possible des prises d'écrans.

qu'il soit du type à grains orientés et circuit en C.

que son impédance secondaire soit aussi rapprochée que possible de la  $R$  de la bobine mobile de votre HP.

et qu'enfin ce dernier ait une résonance très basse (égale ou inférieure à 30 pps).

la figure A.  $C_2$  isolé à 1500 de découplage à la masse aura aussi une forte valeur 16 à 32 Mf. Toutes ces résistances à couche 1 W seront étalonnées au plus juste >< 2 %

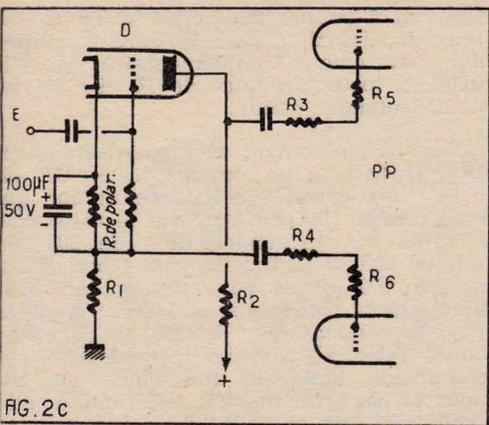


FIG. 2 C. — Le tube D sera choisi pour que sa valeur habituellement consacrée de polarisation soit (au moins) égale à la moitié de la tension de crête d'entrée des 2 tubes P.P. (puissance max. en W).

tridge, un des meilleurs je crois, vaut environ plusieurs dizaines de milliers de francs, mais pour trois fois moins vous pouvez avoir un très bon transfo (voir dans les marques Supersonic, Sonolux, Millerioux et autres) un bon petit transfo pour puissance moyenne, le TU101 d'Audax est moins cher. Prenez-le de préférence à grains orientés (les fuites plus faibles en général) et l'aigu ne s'en porte que mieux. Pour le haut-parleur, voyez le dernier modèle Audax 30 cm période de résonance assez basse.

Ceci dit, passons à un examen de détail.

**A**

Amplification en tension à partir du condensateur de liaison qui relie la détection au premier tube basse fréquence (et dont la valeur pourra au besoin n'être que de 20 000 au lieu de 50 000 cm), nous trouvons le potentiomètre de volume contrôle.

De deux choses l'une : il peut être aussi bien relié à la masse d'un côté et à la grille de l'autre, ou bien comporter encore une liaison avec un condensateur fixe et une résistance fixe, qui alors viendra en parallèle. Dans le premier cas la R de fuite peut faire varier la contre-réaction si celle-ci est appliquée à la grille, et nous préférons la seconde solution, de double liaison puisque nous sommes « en tête » de la préamplification, et que le passage des aigus demeure faible.

Mais quelle valeur donner à ces R de volume et de fuite ? Si notre sortie est par la cathode, c'est-à-dire en basse impédance, nous pourrions prendre tout aussi bien un potentiomètre de 250 000 Ω qu'un potentiomètre de 2 MG, mais si nous « débouchons en haute impédance nous prendrions 1 MG (et pour le moins 500 000 Ω). Soit dit en passant, si nous plaçons sur cette résistance en pont un condensateur, il ne devra mesurer tout au plus que 200 pF en haute impédance, mais pourra aller jusqu'à 2 000 et même 4 000 pF en basse impédance (G1 à la masse) selon l'effet qu'on veut obtenir ; sa capacité aura moins d'effet en sortie basse impédance. Les aigus sont donc moins affectés par une capacité en parallèle assez forte en basse impédance.

Comme résistance de fuite, toujours même principe : forte valeur sans atteindre le maximum limite à cause d'un courant grille qui pourrait apparaître (bien que dans le cas d'une préamplificatrice ce courant grille viendrait s'ajouter à la polarisation normale automatique) on polarise bien avec 15 ou 20 MΩ.

Résistance d'écran G2 (pour une penthode évidemment) on prend généralement

quatre fois plus (en Ω) que la résistance de charge, mais ceci n'a rien d'absolu, certaines penthodes demandent pour G2, de 30 à 50 volts, d'autres se contentent (comme la EF89) de 10 à 15 volts ce qui évidemment est bien peu.

Gain en PU : il nous est arrivé avec une EF89 en unique BF de tension de mettre, comme résistance de charge, 220 000 Ω. Le tourne-disques était un Mélodyne 530. Entre point chaud du PU et grille 1 MΩ, entre grille et masse 500 000 Ω. Nous ne pouvions éviter de réduire à presque zéro la résistance d'écran, sous peine de bruit d'induction du moteur. Il nous a fallu diminuer le gain et ramener la résistance de EF 89 à 150 000 Ω (fig. 1). A remarquer que la EF 86 est souvent employée avec résistance de charge 100 000 seulement au lieu de 220 000 habituels.

Encore une fois comme il est dit au début de cet article, il faut accorder le gain nécessaire à la sensibilité de la cellule PU, agir sur la résistance de charge et ajuster exactement la tension écran G2 au besoin par une résistance variable donc un potentiomètre de 1 MΩ et condensateur 0,2 µF entre G2 et masse.

Si notre amplificatrice de tension est une triode, bien entendu on s'en tiendra à 100 000 Ω maximum comme résistance de charge (en tête de ligne) voir même à 50 000 si l'on veut que la capacité inter-électrode inévitable du tube ne nuise pas aux aigus. Car il faut se rappeler qu'en toutes circonstances, il vaut mieux découpler par une résistance additionnelle de chute de tension, tout en conservant une faible charge si l'on veut ne pas nuire « aux aigus », le gain ne se trouvera que légèrement diminué (fig. 3).

**B. — Déphasage cathodyne**

Quelles résistances de charge employer ? (cathode-anode).

Quel mode de liaison ? Si nous avons eu loisir d'examiner de très nombreux schémas, nous avons pu constater la diversité qui existe dans ce domaine.

Essayons d'y voir clair et d'être logique. Partons du premier principe que voici (voir fig. 2) :

1° plus les résistances de charge auront une valeur élevée (100 000 Ω ou plus chacune) de chaque côté des électrodes, plus à chaque électrode nous aurons une tension importante à transmettre (ce qui est un bien) mais ceci n'est qu'assez relatif. Plus la résistance interne du tube sera forte (ex. ECC83) plus le voltage aux électrodes sera faible puisque du + HT à la masse nous aurons trois résistances en série — RK + RI + Ra — nous aurons donc avantage à avoir des résistances de valeur élevée dans ce cas.

Un autre avantage à l'actif des fortes résistances :

Elles contribueront à faire en sorte que, dans le temps, les caractéristiques du tube ne varient pas trop. A cet égard voir aussi figure 4 ; oui, mais, il y a le revers de la médaille : la capacité inéluctable du tube cathode masse ; et il faut la subir, or elle crée une contre-réaction, d'autant moins forte que la fréquence est élevée et par conséquent exagération des aigus (ce qu'il faut éviter).

Faisons le contraire.

Prenez 2 résistances de charge très faible, mais exactement semblables. Comme de toute façon le gain est de 1, rien de changé, oui mais... il faut que la résistance qui se trouve « au milieu » de la HT et de la masse (autrement dit la résistance interne) soit très faible) comparativement aux résistances de charge (environ et au moins du tiers de chacune d'elles). Montons alors un tube de puissance en triode, sa

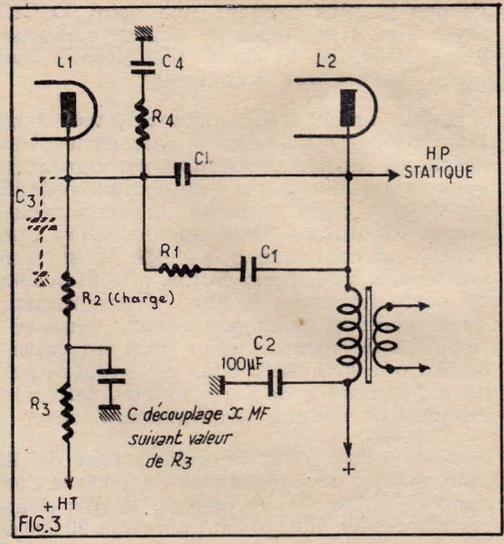


FIG. 3. — La présence de C1 (plaque à plaque) crée une contre-réaction pour les fréquences ultra-sonores (inaudibles) et protège le haut-parleur statique qui risque de ne pouvoir les supporter. Plus R1 sera faible plus C1 le sera également (et inversement) avec max. 4 à 20 Pf. Pour faire échec à la capacité parasite interne et inéluctable C3 on ne donnera pas à R2 une valeur trop forte. C2 sera de très forte valeur (en µF) 1500 V pour diminuer la résistance du circuit d'alimentation et éviter le motor Boating. Si l'on tient, pour augmenter le gain, à augmenter la valeur de R2 prescrite, on ajoutera une cellule de correction C4 et R4 (150 et 10 000).

résistance interne tombera, et sera sans peut être vingt-cinq fois moins élevée (selon tube employé bien entendu). La solution est bonne, mais ici encore ne tombons pas dans les valeurs trop faibles, car n'oublions pas que si la charge est diminuée la tension transmise sera peut-être assez faible ; et qu'il faut d'autre part tenir compte des capacités interélectrodes qui ici seraient généralement plus fortes.

Que faut-il alors en déduire ?

Tout simplement qu'il y a lieu de s'en tenir à des valeurs moyennes (20 000 à 50 000 Ω) pour chaque résistance avec des triodes ordinaires, puisqu'il n'y a pas de déphaseur absolument parfait, et 7 000 à 10 000 Ω avec penthode en triode. A cet égard et à titre purement indicatif, nous

FIG. 4. — Lorsque le transformateur PP ne possède pas de prise d'écrans, il est intéressant — les écrans G2 étant réunis — d'insérer une résistance (environ 4 000 Ω - 2 watts) entre écrans et haute tension, sans découpler. On crée ainsi une CR stabilisatrice des caractéristiques des lampes. Dans un même but on pourra opter pour 2 R de fuite de faible valeur (250 000 à 330 000 Ω).

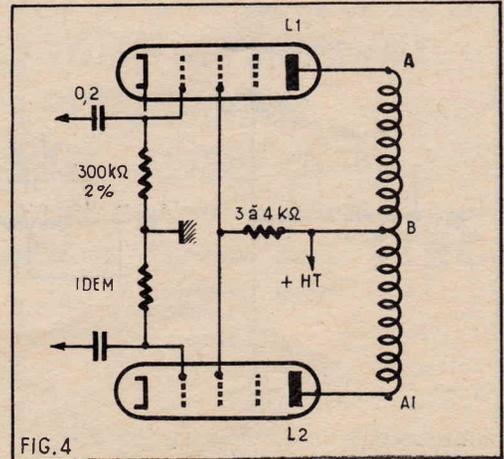


FIG. 4

voyons le plus souvent une demi ECC82 avec deux résistances de charge comprise entre 18 000 et 22 000  $\Omega$  (compromis que nous jugeons très acceptable).

Il nous arrive fréquemment de voir dans la sortie des électrodes de cathodyne deux montages un peu différents (voir figure 2), vous remarquerez que l'un comporte deux résistances côtés cathodes et deux résistances identiques côtés anodes, alors que l'autre ne comporte que deux résistances semblables seulement. Faites attention lors de votre montage, il faut nécessairement qu'en grille et mass nous ayons deux résistances de même valeur, tout en considérant que si l'une d'elles est shuntée par un condensateur de forte valeur, cette résistance ne compte pratiquement pas.

Si en effet pour, la polarisation de K vous ajoutez une résistance de 2 000  $\Omega$  non shuntée entre G1 et charge, si vos deux résistances de charge font chacune 20 000  $\Omega$  vous aurez 20 d'un côté 22 de l'autre tout comme si vous aviez opté pour une résistance avec tolérance de 10 % à votre détriment.

#### Liaison directe ou non ?

La liaison directe réduit l'écart de phase (permet donc un fort taux de CR), elle est donc fort recommandable.

Comment la réaliser ?

Ici encore si nous examinons et comparons de très nombreux schémas, nous voyons qu'il y a des écarts énormes dans la valeur des résistances de charge employées.

Il faut que la tension de G1 soit à peu près égale à la tension sur cathode du même tube; si on paraît tenir si peu compte des valeurs dissemblables employées d'un côté ou d'autre, cela provient simplement du fait qu'il s'établit, en fonctionnement, une sorte de « compensation » presque automatique de la polarisation à sa valeur normale à la condition toutefois de ne pas trop s'écarter des valeurs adéquates.

C'est ainsi, par exemple, que l'on pourra mettre pour plaque grille commune 100 000  $\Omega$  si la résistance du cathodyne fait 50 000  $\Omega$ .

50 000  $\Omega$  avec découplage 50 000  $\Omega$  = 100 000 également si charges cathodyne 22 000 + 22 000

150 000 charge commune P1 et Gr1, si au cathodyne on a 100 000  $\times$  2.

Vous voyez par conséquent que rien ne préside à un calcul mathématique et que seul le voltmètre électronique pourrait vous renseigner à cet égard. Si vous voulez une meilleure assurance dans la polarisation la plus judicieuse possible, vous pouvez remplacer la liaison directe par une liaison par condensateur, mais pour se rapprocher d'un même résultat, donnez à celui-ci une forte valeur (par exemple 0,25  $\mu$ F) et essayez davantage encore tant que vous ne serez pas gêné par le motor-boating et si les aigus n'en sont pas affectés.

#### Tubes de puissance en PP

Si les deux tubes de puissance « sont gourmands » en millis, vous mettez entre déphaseuse et PP deux tubes en montage symétrique on dit « Driver »; vous aurez ainsi un gain supplémentaire en tension et en puissance. Sinon vous passerez directement du déphaseur au PP. Voyez quelle est la tension de pointe « crête » à pleine puissance de votre PP. Une EL84 donne 17 volts en pointe sous 300 V et 11 volts avec 250 HT, pour moduler à pleine puissance, la polarisation habituelle de votre tube cathodyne sera prévue au moins pour la moitié donc 8,5 V (la ECC82 va bien). Voir lexicque des lampes.

Au PP, nous emploierons de préférence le montage ultra-linéaire (à prise d'écrans). Pourquoi? Mais tout simplement parce que si la conception du bobinage du TR de modulation à la fabrication est bien établie, nous n'aurons pas à craindre des oscillations qui nous obligeraient à avoir recours à un montage croisé (c'est-à-dire neutrodyné) et de plus nous nous rapprocherons du montage triode idéal : moins d'harmoniques impairs et équilibrage meilleur. Nous pourrions (en ce qui concerne l'équilibrage et la durée dans le temps des caractéristiques initiales) avoir recours à un artifice si notre transfo ne possède pas de prise médiane. Ce serait de réunir ensemble les deux grilles auxiliaires 62 et de mettre immédiatement après en série une résistance non découplée de 4 000  $\Omega$  (2 W) (fig. 4). En même temps réduire les deux résistances de fuite très fortement (250 000 à 300 000  $\Omega$ ). Nous créerions ainsi une CR d'intensité, mais nous préférons le mon-

tage en UL qui ramènerait à 0,9 % taux de distorsion de 2 %, sans préjudice d'un abattement complémentaire par (0,09 % pour un taux de 10 %) or peut demander mieux.

Voyons maintenant côté polarisation (fig. 5). Si nous ne sommes pas en UL a le choix entre la résistance unique crée un CR compensatrice et la résistance shuntée par un condensateur de 200 mieux 500  $\mu$ F). Inutile dira-t-on? Mettez 500  $\mu$ F et vous verrez! ou bien alors deux résistances séparées shuntées par un condensateur de 200  $\mu$ F sur chacune d'elle. Ce dernier procédé est commandé lorsqu'on fonctionne en pour ne pas créer une CR différente à appliquer aux cathodes dans le cas contraire. A tout prendre et en toute circonstance, nous préférons les deux résistances séparées (chacune d'elles shuntées par moins 200  $\mu$ F).

Bien entendu nous choisirons des résistances de fort wattage (2 à 5 W en puissance). Mais il s'agit maintenant d'équilibrer le débit. Nous avons deux moyens : l'emploi d'un potentiomètre dans les résistances de fuite = peu d'effet, aussi d'un potentiomètre loto, dans les cathodes (voir fig. 4). Celui-ci toujours à prévoir. Pour bien fonctionner (50  $\Omega$  ou 100  $\Omega$ ). Rien d'étonnant à ce que le curseur ne vienne pas exactement milieu de la résistance bobinée du potentiomètre.

Fonctionnez-vous en classe A ou en classe AB ?

Regardez au lexique la polarisation habituelle du tube de puissance (en tube unique classe A). Si vous avez deux résistances séparées identiques ayant la même valeur, ou bien une résistance unique de valeur moitié moins forte, vous êtes en classe A, de plus grande musicalité.

Si vous dépassez d'environ 60 % vous êtes en classe AB! donc plus de puissance pour musicalité très légèrement inférieure.

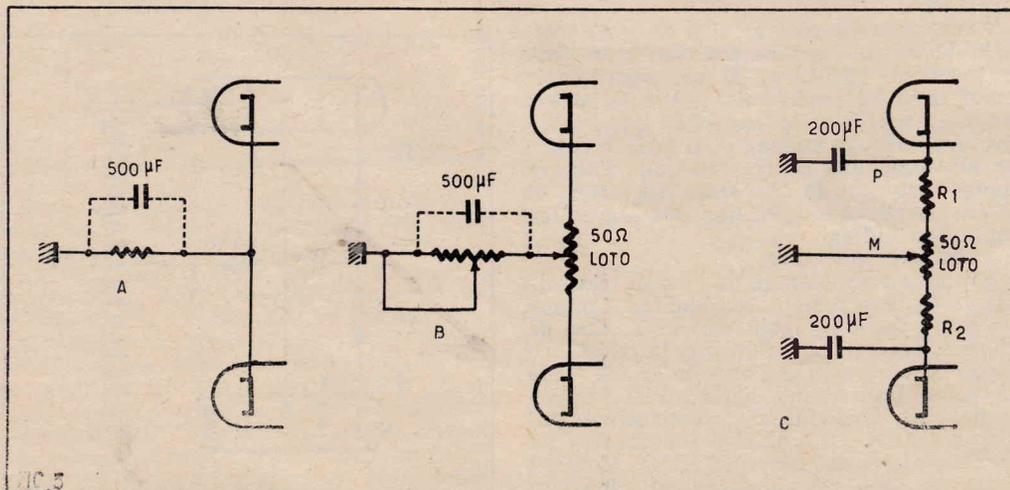
Un exemple vous fera mieux comprendre. Vous avez en PP deux 6BM5, celles-ci requièrent une résistance de polarisation de 180  $\Omega$  pour un débit de 30 millis (le P délivre environ 7 watts mod.), vous portez cette résistance à 225  $\Omega$ , vous n'aurez plus

qu'un débit de  $\frac{30 \times 180}{225} = 24$  millis ce que confirme l'expérience.

Le point de repos se trouvera légèrement décalé vers le bas sur la droite de charge, mais vous serez quand même en classe A. La preuve : si vous intercalez un milliampèremètre de 0 à 50 millis dans le circuit plaque — dans les « fortes » de musique — votre aiguille de milli ne restera pas complètement immobile mais variera peu entre 24 millis au repos et 30 millis aux fortes, alors que si vous augmentez la valeur de la résistance de polarisation aux repos vous aurez bien moins de 24 millis mais dans les fortes « un saute » de l'aiguille vers le débit supérieur, à noter qu'en classe AB fatigue un peu moins au cours des relatifs silences l'émission. Votre ampli est terminé. Vous allez le passer au disque de fréquences sur votre tourne-disque.

Eh quoi direz-vous, encore une dépendance? Dame, comment vous rendrez-vous compte de la « perfection » que vous venez d'accomplir? Un instrument de mesure coûte bien plus cher.

FIG. 5. — Polarisation habituelle d'un PP.



# Emetteur récepteur simplifié à 4 transistors

Les appareils émetteur-récepteurs de poche qui sont pour la plupart de fabrication étrangère suscitent toujours un grand intérêt dans le grand public qui trouve particulièrement séduisant la possibilité de transmission à distance sans fil qu'ils offrent. En dehors du caractère de curiosité qu'ils présentent ces ensembles sont susceptibles de nombreuses applications aussi bien dans le domaine privé que dans le domaine industriel ou commercial. Sans vouloir entrer dans une énumération fastidieuse et forcément incomplète disons simplement qu'ils sont tout indiqués chaque fois qu'une liaison par fil est difficilement réalisable.

Les émetteurs-récepteurs de ce genre disponibles actuellement sur le marché, s'ils permettent des performances tout à fait remarquables, ont cependant le grave défaut d'être d'un prix élevé. Pour cette raison de nombreux amateurs voudraient en réaliser eux-mêmes ainsi que le prouvent les nombreuses demandes que nous recevons à ce sujet.

Celui que nous allons décrire est extrêmement séduisant en raison de sa simplicité qui rend sa construction très facile, de ses dimensions et de son poids qui permettent de le porter facilement dans une poche de vêtement et enfin de ses performances véritablement remarquables pour sa catégorie. En effet, bien qu'il soit difficile de préciser exactement un rayon d'action, qui aux fréquences utilisées dépend essentiellement de la configuration géographique du lieu où s'effectue la liaison, on peut tabler sur une portée moyenne de 500 mètres, ce qui dans la majorité des cas est largement suffisant.

Cet appareil, réalisé sur circuit imprimé, est une fois terminé contenu dans un boîtier de 122 x 74 x 34 mm et son poids en ordre de marche est de 400 gr. Pour son alimentation il utilise une pile 9 V à pression.

Son utilisation est extrêmement facile : un haut-parleur de 5 cm (2 pouces) sert à la fois pour l'écoute et la transmission. Les manœuvres s'effectuent à l'aide d'un commutateur à deux boutons seulement :

— Un rouge qui enfoncé met l'appareil en fonctionnement.

— Un noir dont la position enfoncée correspond à l'émission et la position sortie à la réception. Cette section du commutateur est du type « à retour », ce qui signifie que lorsqu'on relâche la pression du doigt sur le bouton noir ce dernier revient automatiquement à la position sortie. L'appareil au repos est donc toujours récepteur. Pour le transformer en émetteur il faut maintenir le bouton noir enfoncé.

L'antenne télescopique mesure, dépliée, une longueur de 88 cm. La consommation est très réduite.

En émission : 10 mA.

En réception : 5,5 mA.

## Le schéma

Il est donné à la figure 1. L'originalité de ce montage est qu'il utilise le même étage comme oscillateur HF à l'émission et comme détecteur superréaction à la réception alors que sur les autres émetteurs récepteurs ces deux fonctions sont nettement séparées et mettent en œuvre des transistors différents. Notons immédiatement que cette disposition contribue à la

simplicité de l'ensemble en réduisant au maximum les circuits et le nombre de transistors mis en jeu.

Pour la réception le choix s'est porté sur le montage détecteur superréaction en raison de sa sensibilité exceptionnelle et de sa souplesse de fonctionnement aux fréquences utilisées.

Examinons cet étage en position « Emission ». Auparavant, remarquons que le passage de la fonction « Réception » à la fonction « Emission » se fait par un commutateur à quatre sections deux positions commandé par le bouton noir dont nous avons fait mention au début. Nous verrons que cette commutation est simplifiée à l'extrême.

Le transistor est NPN au silicium 2N1987 Cossem. Ce transistor de puissance a son circuit collecteur raccordé au + de l'alimentation et son circuit au —.

Le circuit oscillant d'accord est placé dans le circuit collecteur. Il est constitué par une self de 7 spires à prise médiane. Cette self, qu'est réglable par déplacement de son noyau en poudre de fer est accordé par les capacités parasites du câblage et notamment par la capacité dynamique du

transistor et celle de l'antenne par rapport au boîtier et que nous avons représentée en pointillé sur le schéma.

L'antenne est, en effet, reliée au point de jonction de la self avec le collecteur du transistor. La capacité dynamique du transistor est différente selon la fonction (émission ou réception) du fait que ce transistor travaille avec un courant collecteur plus élevé à l'émission. Pour compenser cette différence une section du commutateur place un condensateur d'appoint de 27 pf entre le point milieu de la self et la masse. La fréquence de réglage de ce circuit oscillant qui correspond à celle de travail de l'appareil peut être réglée entre 24 et 35 MHz.

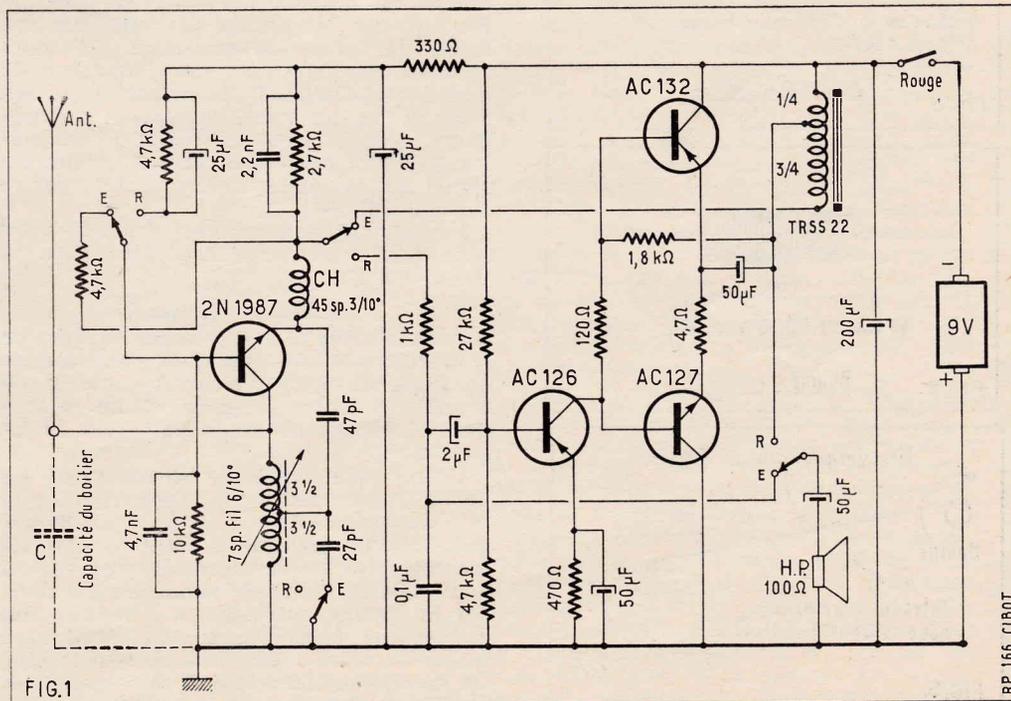
Le circuit émetteur contient une self de choc de 45 spires et une résistance de 2 700 ohms shuntée par un condensateur de 2,2 nF.

La polarisation de la base est obtenue par un pont formé, côté masse, par une 10 000 ohms, l'autre branche de ce pont étant une 4 700 ohms mise en service par une section du commutateur et aboutissant au point de jonction de la self de choc et de la 2 700 ohms du circuit émetteur. Ce pont est découplé vers la masse par un condensateur de 4,7 nF. Un condensateur de 47 pf placé entre l'émetteur du transistor et la prise médiane de la self procure le couplage nécessaire à l'entretien des oscillations.

Cet étage est alimenté par l'intermédiaire d'une cellule de découplage située dans la ligne — 9 V et comprenant une résistance de 330 ohms et un condensateur de 25  $\mu$ F.

En position réception cet étage subit très peu de modifications pour être transformé en détecteur superréaction. Tout d'abord le condensateur d'appoint de 27 pf sur la self est supprimé. La résistance de 4 700 ohms entrant dans la constitution du pont de base est aussi supprimée. Elle est remplacée par une résistance de même valeur mais shuntée par un condensateur de 25  $\mu$ F et aboutissant non pas au point froid de la self de choc mais à la ligne — 9 V.

Avec le procédé de réception par détecteur superréaction on s'arrange pour que l'étage oscille sur la fréquence d'accord mais que cette oscillation soit interrompue à un rythme inaudible de manière



à ne pas perturber la réception. Cet état oscillatoire intermittent provoque un désamortissement du circuit d'accord qui assure au signal capté une amplitude maximum.

Il est donc naturel qu'un étage détecteur superréaction ait une conformation très voisine de celle d'un étage oscillateur comme c'est le cas ici. Il suffit de prévoir un dispositif qui supprime périodiquement l'oscillation HF. Dans le cas qui nous occupe cela est obtenu grâce à la résistance de 2700 ohms shuntée par 2,2 nF. Remarquons que cet ensemble en position réception est inséré entre la base et l'émetteur. Le courant correspondant à l'oscillation HF est redressé par la jonction base-émetteur, ce qui détermine, par rapport à l'émetteur, une polarisation négative de la base qui bloque le transistor et par conséquent supprime l'oscillation. Pendant le blocage du transistor le 2,2 nF se décharge dans la 2700 ohms, ce qui a pour effet, au bout d'un temps correspondant à la constante de temps de l'ensemble, de débloquer le transistor et de faire réapparaître l'oscillation. En raison de la valeur des éléments la fréquence de découpage ainsi obtenue et qui est nettement inaudible est de l'ordre de 60 KHz.

Remarquons qu'en raison de la polarisation de base qui oscille entre le blocage et le déblocage du transistor le point de fonctionnement est situé aux environs de la naissance du courant de base, ce qui est propice à la détection. La présence du réseau 2700 ohms et 2,2 nF réduit le courant collecteur à 1,2 mA.

#### L'amplificateur BF

Il sert à la réception, à l'amplification des signaux BF révélés par l'étage détecteur superréaction et à l'émission à l'amplification des signaux BF de modulation. Dans les deux cas sa constitution est rigoureusement identique.

Il comprend un étage préamplificateur à fort gain équipé par un transistor AC126. La base de ce transistor est polarisée par un pont constitué par une résistance de 4700 ohms côté masse et une de 27000 ohms côté +9 V. La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 470 ohms et est découplée par un condensateur de 50 µF. Le circuit collecteur est chargé par une résistance de 1800 ohms.

L'étage préamplificateur est suivi d'un étage de puissance qui est un push-pull série à transistors complémentaires : un PNP (AC132) et un NPN (AC127), les espaces collecteur-émetteur de ces deux transistors sont placés en série entre + et -9 V. La stabilité thermique et l'interchangeabilité des transistors sont assurés par une résistance de 4,7 ohms prévue entre les émetteurs. Les bases sont attaquées directement par le collecteur de l'AC126 de l'étage préamplificateur. Pour éviter la distorsion de croisement une résistance de 120 ohms est placée entre les bases de ces deux transistors de puissance de manière à créer une polarisation qui évite que les courants émetteur au repos soient nuls. La sortie de cet étage est un condensateur de 50 µF partant des émetteurs.

En réception une section du commutateur relie l'entrée de cet amplificateur au point de jonction de la self de choc et de la résistance de 2700 ohms du circuit émetteur de l'étage superréaction. Le signal BF prélevé en ce point est transmis à la base de l'AC126 par un filtre de superréaction (1000 ohms et 0,1 µF allant à la masse) et un condensateur de liaison de 2 µF. L'étage de puissance est chargé par le haut-parleur dont la bobine mobile a une impédance de 100 ohms.

En émission le haut-parleur sert de micro. Il est branché à l'entrée de l'amplificateur par le jeu du commutateur. La sortie de l'étage de puissance est alors chargée par un auto-transformateur de modulation (TRSS22) de rapport 4 qui assure la liaison avec adaptation d'impédance avec le circuit émetteur du transistor 2N1987 fonctionnant en oscillateur. Le signal HF produit est alors modulé par le courant BF amplifié.

La pile d'alimentation est découplée par 200 µF, l'interrupteur est placé dans la ligne -9 V.

#### Réalisation pratique

Pour pouvoir placer le commutateur sur le circuit imprimé sans qu'il gêne la mise en place du haut-parleur il convient de couper les pattes et les picots de raccordement comme il est indiqué par la figure 2.

Il faut ensuite réaliser les bobinages. La figure 3 donne les détails d'exécution de la self d'accord. Elle est réalisée en fil argenté sur un mandrin à vis de poudre de fer réglable. Le fil argenté utilisé est du 7/10 mais on l'étire de manière à lui donner la rigidité suffisante et à réduire son diamètre à 6/10. Comme l'appareil sera réalisé en deux exemplaires il faut 2 selfs. On prend donc un mètre de fil argenté 7/10, on l'étire comme nous venons de le dire

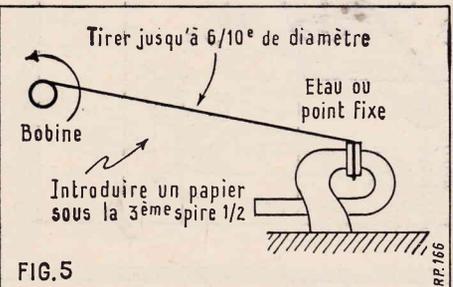
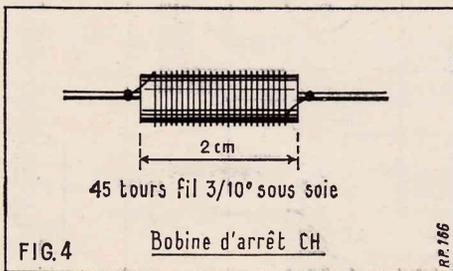
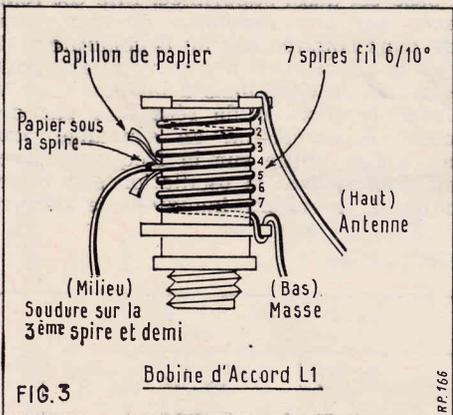
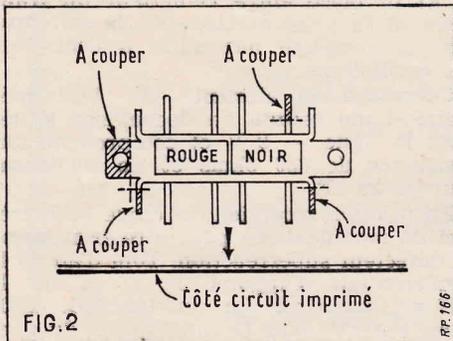
et on le coupe en deux. Chaque moitié sera utilisée pour la confection d'une self. On sera assuré ainsi d'avoir la même section pour les deux.

En utilisant le procédé représenté par la figure 5 on bobine 7 spires. L'arrêt à l'entrée et à la fin du bobinage se fait en enroulant le fil argenté sur les pattes prévues sur le mandrin. A la moitié de la quatrième spire on intercale une petite bande de papier (papillon) entre le fil et le mandrin. On pourra ainsi souder à cet endroit le fil qui constitue la prise médiane sans risquer que la soudure provoque des court-circuits avec les spires voisines.

La self de choc est réalisée sur un mandrin en matière isolante comportant comme une résistance des fils de branchement à chaque extrémité. Le bobinage (voir fig. 4) s'exécute en fil 3/10 isolé soie. On dénude une extrémité de ce fil et on le soude sur un fil du mandrin. Ensuite en utilisant le procédé de la figure 5 on enroule à spires jointives au moins 45 tours, ce qui pratiquement doit remplir tout le mandrin. On immobilise le fil avec du vernis ou de la colle cellulosique. On dénude et on soude l'extrémité sur le second fil du mandrin.

Il convient d'apporter un soin tout particulier à la confection de ces selfs et surtout à la self d'accord car de cela dépend en grande partie le bon fonctionnement et les performances de l'appareil.

On passe ensuite à l'habillage du circuit imprimé conformément aux indications des figures 6 et 7. Cette dernière montre côté cuivre le circuit monté dans le boîtier. On met en place en premier le commutateur. On applique cet organe contre la face bakélite du circuit imprimé l'autre côté. On place ensuite la self L1 dont on soude les fils aux points indiqués, puis la self de choc et l'auto-transfo



### DEVIS

des pièces détachées nécessaires au montage de l'ENSEMBLE EMETTEUR-RECEPTEUR

décrit ci-contre

- VOIR PRESENTATION SUR COUVERTURE •
- 1 Coffret. Dim. 120 x 70 x 25 mm ..... 9,00
- 1 Circuit imprimé ER4 ..... 6,50
- 1 Contacteur MU 2060 ..... 6,50
- 1 Antenne Télescopique avec cosse à souder ..... 9,60
- 1 vis Nylon avec 2 rondelles bakelite .... 0,07
- 3 vis de fixation ..... 0,03
- 1 vis fixation avec rondelle ..... 0,05
- 1 Passe-fils Nylon ..... 0,10
- 1 Mandrin DRM1. 20 mm ..... 0,50
- 1 Mandrin 7BM100 avec vis magnétique et collerette de fixation ..... 0,45
- 1 Mandrin TOC 12 ..... 0,20
- 1 Transfo TRSS ..... 5,50
- 1 Haut-Parleur Ø 5,2 - Z100 Ω ..... 11,50
- 1 Mousse plastique 25 x 100 ..... 0,30
- 2 Pression pile + et - ..... 0,90
- 1 Pile ..... 2,90
- 1 mètre de fil 2 conducteurs ..... 0,50
- 1 mètre fil 7/10 argenté ..... 0,20
- 1 fil 3/10 sous soie ..... 0,75
- 2 soudure ..... 1,00
- 1 jeu de résistances et Condensateurs .... 9,00

TOUTES LES PIECES DETACHEES .... 65,55  
 \* 1 jeu de transistors.  
 1 x AC 132 - 1 x AC 127 - 1 x AC 126 -  
 1 x 2N1987 ..... 31,05  
**TOTAL 96,60**

LA PAIRE : **190,00**

C'EST UNE REALISATION

**CIBOT** 1 et 3, rue de RUEILLY PARIS-XII<sup>e</sup>  
 Téléphone : DID. 66-90  
 Métro : Faiderbe-Chaligny  
 C.C. Postal 6129-57 - PARIS

★ RADIO

Voir nos publicités en page 2 et 4 de couverture

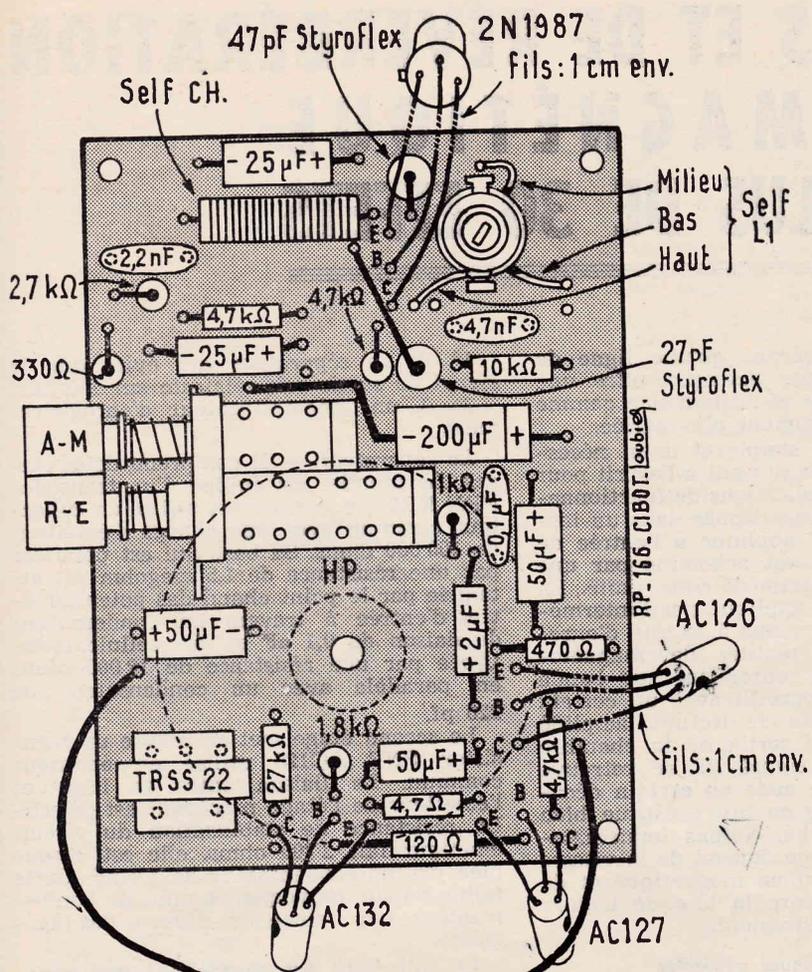


FIG. 6

Vers le H.P.

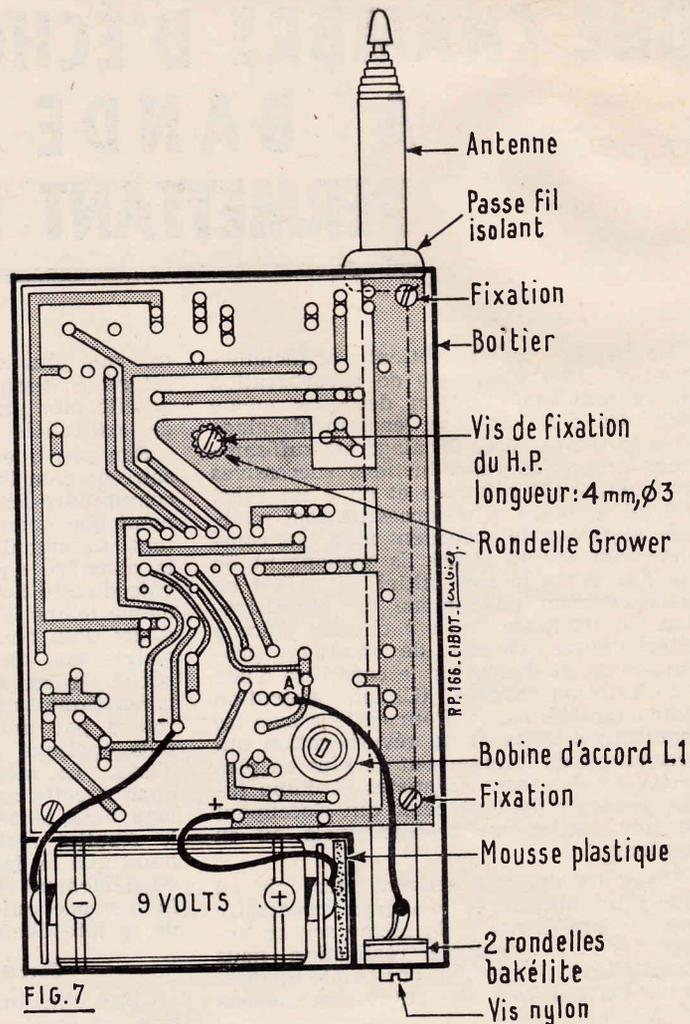


FIG. 7

gueur de 4 mm. On soude les fils de branchement du H.-P. aux points indiqués.

Lorsque le circuit imprimé est complètement équipé on fixe l'antenne télescopique dans le boîtier. Cette antenne traverse la face supérieure du boîtier par un trou protégé par un passe-fil isolant. Sa base est boulonnée sur la face inférieure du boîtier dont elle est isolée par deux rondelles de bakélite. On fixe ensuite le circuit dans le boîtier à l'aide de trois vis. Par une courte connexion on raccorde cette antenne au point A du circuit imprimé.

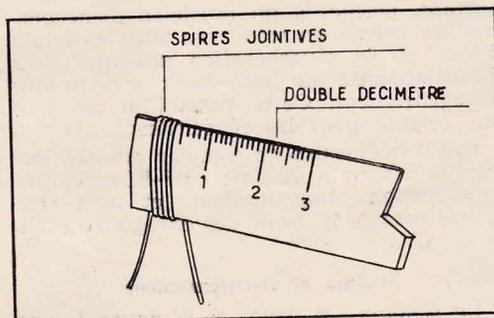
Pour terminer on soude aux points + et - les fils de raccordement de la pile d'alimentation. Ceux-ci sont munis de pressions correspondant aux polarités.

Cet appareil ne nécessite pratiquement aucune mise au point; il suffit d'accorder sur la même fréquence les deux destinés à communiquer entre eux. Ce réglage se fait en agissant sur le noyau des selfs L1.

Pour les transmissions à courtes distances nous vous conseillons de tirer l'antenne brin par brin et de n'utiliser que la longueur voulue de manière à éviter toute saturation.

A. BARAT.

## COMMENT APPRECIER LE DIAMETRE D'UN FIL SANS PIED A COULISSE NI PALMER



Il arrive qu'on ait besoin, en radio ou en électricité, de déterminer avec une précision moyenne le diamètre d'un fil. Si on possède un pied à coulisse ou mieux un palmer, cette opération ne présente aucune difficulté. Cependant, on n'a pas

toujours un de ces instruments à sa disposition. Il existe alors un moyen simple de procéder à la mesure désirée.

Pour cela on utilise un double décimètre dont les graduations présentent toujours plus ou moins des échancrures qui facilitent l'opération.

Sur ce double décimètre on enroule à spires jointives le fil dont on désire connaître le diamètre. On divise ensuite la longueur de ce bobinage par le nombre de tours et on obtient ainsi le diamètre cherché avec une précision d'autant plus grande que le nombre de tours est important.

Si, par exemple, on bobine 50 spires jointives sur une longueur de 5 mm, on en déduit que le diamètre de ce fil est  $5/50 = 1/10$  de millimètre.

DESVAUD J.-L.

# UNE CHAMBRE D'ÉCHOS ET DE RÉVERBÉRATION A BANDE MAGNÉTIQUE PERMETTANT PLUS DE 30 EFFETS

Rappelons qu'on obtient artificiellement un effet d'écho ou de réverbération en reproduisant un son deux ou même plusieurs fois avec un certain décalage dans le temps. Si ce décalage est suffisamment grand les reproductions successives sont nettement séparées et on a un écho. S'il est petit les sons successifs sont restitués alors que le précédent n'est pas complètement éteint. Ainsi ils prolongent en quelque sorte le son initial et on est en présence d'un phénomène de réverbération. Ce truquage facile à obtenir grâce à l'électronique permet de modifier profondément et d'enrichir le caractère d'une manifestation sonore (Chant, exécution instrumentale, etc...). Pour cette raison les chambres d'échos et de réverbération qui permettent de le créer ont de plus en plus la faveur des instrumentistes et d'une façon générale de tout ceux qui s'occupent de sonorisation en professionnels ou en amateurs.

Plusieurs moyens peuvent être mis en jeu pour obtenir le décalage nécessaire entre le son initial et le même son réverbéré. Sur la présente réalisation nous avons adopté le système par bande magnétique qui s'il met en œuvre des moyens

un peu plus complexes qu'une ligne de retard à ressort par exemple, offre une qualité plus grande et surtout une gamme de possibilités infiniment plus variée.

Son principe est simple et il est nécessaire de bien l'avoir présent à l'esprit pour comprendre les explications de fonctionnement que nous allons donner dans un instant. Le signal BF appliqué à l'entrée de la chambre d'écho est acheminé par une voie directe à la sortie de cette unité. En même temps il est appliqué par l'intermédiaire d'un amplificateur à la tête d'enregistrement d'une platine de magnétophone. Il est donc enregistré sur bande magnétique puis recueilli avec un certain retard par une tête de lecture, amplifié puis appliqué à la sortie de la chambre d'écho. Le même signal BF se retrouve donc à cette sortie avec un certain décalage dans le temps ce qui constitue bien le résultat recherché. Notons immédiatement que le décalage dépend de la vitesse de défilement du ruban magnétique et de la distance qui sépare la tête de lecture de la tête d'enregistrement.

## Caractéristiques générales

Cette chambre d'échos et de réverbération est entièrement transistorisée et met en œuvre dix transistors. Elle comporte cinq têtes magnétiques: une d'effacement, une d'enregistrement et trois de lecture. Ces dernières étant à des distances différentes de celle d'enregistrement procurent donc des temps de réverbération différents.

L'enregistrement peut être contrôlé par un vumètre.

Deux entrées mixables sont prévues — la sensibilité d'entrée est de 10 mV à 100 mV. Les entrées et la sortie sont à haute impédance.

La platine mécanique comporte trois moteurs. Elle procure 3 vitesses de défilement ce qui d'après ce que nous venons de dire permet encore de faire varier le temps de réverbération. Un rebobinage rapide peut être obtenu dans les deux sens. Elle peut être chargée des bobines allant jusqu'à 180 mm de diamètre. On peut également utiliser une boucle fermée ou une bande sans fin.

Cette chambre d'échos et c'est très important, permet à un musicien d'enregistrer un thème en solo avec tous les effets d'écho et de réverbération possibles puis d'accompagner en play-back son propre enregistrement. Cette possibilité est très appréciable pour les répétitions.

Est-il nécessaire de signaler que cet ensemble associé à un ampli HI-FI constitue un excellent magnétophone et peut être utilisé comme tel pour des enregistrements de qualité.

## Schéma et fonctionnement

Le schéma est donné à la figure 1. Les deux entrées (I et II) attaquent chacune par son curseur un potentiomètre de volume différent ce qui permet le mixage. Ces potentiomètres font 500 000 ohms. Les tensions BF sur ces potentiomètres sont appliquées:

1° A un séparateur qui évite que le signal de sortie soit réinjecté sur l'entrée.

2° A un préamplificateur d'enregistrement.

**Le séparateur.** — Il comprend deux étages. Le premier est équipé d'un transistor NPN NR2. Ce dernier est utilisé en collecteur commun avec une charge d'émetteur de 100 000 ohms. Sa base qui est polarisée par une résistance de 1,5 mégohm est attaquée par le point chaud des potentiomètres d'entrée à travers un condensateur de liaison de 0,1  $\mu$ F et une cellule constituée par une résistance de 10 000 ohms en parallèle avec un condensateur de 220 pf.

Le second étage met en œuvre un transistor PNP AC126 utilisé en émetteur commun. La liaison entre sa base et l'émetteur de l'étage précédent est directe. La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 2 200 ohms, elle est découplée par un condensateur de 4,7 nF. Cette faible valeur provoque un effet de contre-réaction qui relève le niveau des « aigus ».

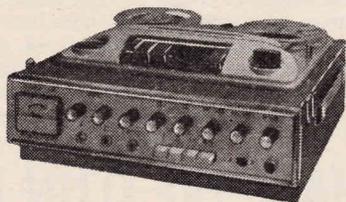
Le collecteur est chargé par une résistance de 8 200 ohms. La liaison avec la prise de sortie se fait à travers un condensateur de liaison de 0,1  $\mu$ F et une cellule composée d'une 150 000 ohms en parallèle avec un 220 pf qui procure une sortie à haute impédance. Un interrupteur « Contrôle de bande » est intercalé dans cette liaison. Il permet de supprimer la transmission du signal BF direct et d'écouter, pour contrôle, celui enregistré sur la bande magnétique.

La liaison entre le point chaud des potentiomètres de volume des Entrées et le préamplificateur d'enregistrement s'effectue à travers une cellule d'adaptation d'impédance (100 000 ohms en parallèle avec 220 pf) suivie d'un condensateur de liaison de 10  $\mu$ F.

**Le préamplificateur d'enregistrement.** — Il est composé de trois étages en cascade équipés par des AC126 utilisés en émetteur commun. Celui de l'étage d'entrée a sa base polarisée par une résistance de 330 000 ohms venant du collecteur. La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 1 000 ohms. Elle est découplée par un condensateur de 50  $\mu$ F. Le collecteur est chargé par une 10 000 ohms. Le signal BF amplifié est transmis par un condensateur de 10  $\mu$ F à un potentiomètre de volume de 50 000 ohms qui règle le gain de l'amplificateur d'enregistrement et partant la valeur du signal enregistré sur la bande magnétique. Le curseur de ce potentiomètre attaque la base du second AC126 à travers un condensateur de 10  $\mu$ F. Le circuit émetteur de ce second étage contient une résistance de stabilisation de 1 500 ohms découplée par un condensateur de 50  $\mu$ F. Entre cet ensemble et la masse il y a une résistance de 220 ohms. La compensation de l'effet de température est complétée par un réseau constitué par une 15 000 ohms et une 12 000 ohms qui appliquent à la base du second AC126 une polarisation obtenue à partir de la tension émetteur du troisième

## COMMENT ACQUERIR LA CHAMBRE D'ÉCHOS PROFESSIONNELLE

Décrive ci-contre



**PLATINE 3 MOTEURS - 3 VITESSES - 5 TÊTES :**  
Bande passante 50 à 15 000 p/sec  $\pm$  1 dB  
**50 EFFETS D'ÉCHOS ET DE RÉVERBÉRATION**  
**2 ENTRÉES MICRO MIXABLES** 10 mV à 1 V  
**1 VU-MÈTRE**

...ET POUR LA 1<sup>re</sup> FOIS AU MONDE,

cette chambre d'échos sert de  
**MAGNETOPHONE HI-FI**

avec contrôle de l'enregistrement  
**PERMET** la lecture d'une bande pré-enregistrée  
avec possibilité d'Echo et accompagnement

**SE BRANCHE SUR N'IMPORTE  
QUEL AMPLI  
SANS MODIFICATIONS**

**PRIX EN ORDRE DE MARCHÉ : 1 450**

**PRIX EN "KIT" 995 F**

**MAGNETIC** 175, rue du Temple  
**FRANCE** Paris (3<sup>e</sup>) - Tél. 272-10-74

Voir aussi notre publicité page 20



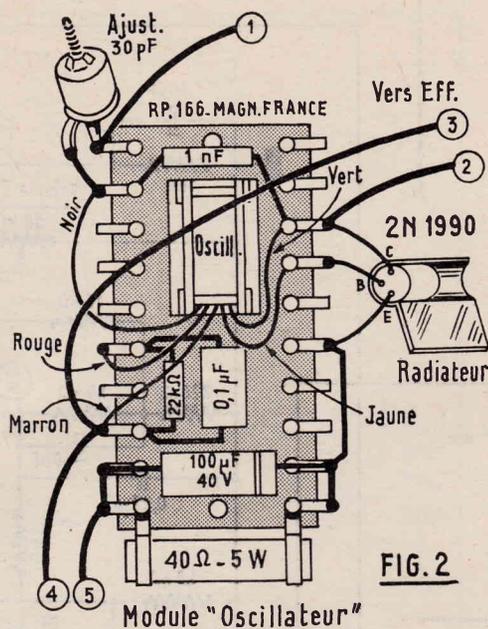
AC126. Cette compensation est possible en raison de la liaison directe entre le collecteur du second AC126 et la base du troisième. La résistance de charge du deuxième étage fait 27 000 ohms.

Le troisième étage comporte une résistance d'émetteur de 1 500 ohms découplée par un 50  $\mu\text{F}$ . La charge collecteur est une 10 000 ohms. Entre ce collecteur et l'émetteur du second AC126 est disposé un circuit de contre-réaction qui a pour effet de relever le niveau des aiguës. Ce circuit comprend un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  destiné à arrêter la composante continue, une résistance de 15 000 ohms et un condensateur de 0,22  $\mu\text{F}$  en dérivation vers la masse. Un 100 pf placé entre collecteur et base sert à éliminer les résidus HF.

La ligne d'alimentation négative de ce préamplificateur comporte deux cellules de découplage, une formée d'une 12 000 ohms et d'un 50  $\mu\text{F}$  et la seconde d'une 1 000 ohms et d'un 50  $\mu\text{F}$ . La première est plus spécialement destinée aux deux premiers étages. Le signal de sortie est appliqué à la tête d'enregistrement à travers un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  en série avec une 100 000 ohms. Prélevé après le condensateur ce signal est appliqué à l'entrée du préamplificateur du vumètre à travers un autre 10  $\mu\text{F}$  en série avec une 100 000 ohms.

**Le vumètre.** — Il comprend un étage d'entrée équipé d'un AC126. La base de ce transistor est polarisée par un pont constitué par une 56 000 ohms côté — et une 10 000 ohms côté masse. Ce pont est découplé par un 10 nF. La résistance d'émetteur fait 1 000 ohms. Elle est découplée par un condensateur de 50  $\mu\text{F}$ . Une 2 000 ohms charge le circuit collecteur. Le signal amplifié est appliqué par un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  et une résistance de 1 000 ohms à une diode OA85. Le sens de cette diode est tel qu'une tension négative par rapport à la masse et proportionnelle au signal d'entrée apparaît dans une résistance de 1 000 ohms placée en sortie de ce détecteur. Cette tension est transmise directement à la base d'un OC80 dont l'émetteur est à la masse. En l'absence du signal BF le courant collecteur de ce transistor est nul. Il croît proportionnellement à la valeur du signal BF dont l'amplitude est donc indiquée par le galvanomètre de 100 mA inséré dans le circuit collecteur. Remarquons que l'AC126 est alimenté après la cellule de découplage du préampli d'enregistrement tandis que l'OC80 possède une alimentation spéciale que nous examinerons plus loin et qui délivre 9 V en sortie.

**Effacement.** — Comme n'importe quel enregistreur magnétique cet appareil est doté d'un oscillateur de prémagnétisation et d'effacement. Cet oscillateur est équipé d'un transistor NPN 2N1990 associé à un bobinage oscillateur. Un des enroulements de ce bobinage comporte une prise intermédiaire. Une partie est insérée dans le circuit collecteur du transistor, l'autre est accordée par un condensateur de 1 nF. L'enroulement d'entretien est placé dans le circuit de base en série avec la résistance de polarisation de 22 000 ohms qui est découplée par un 0,1  $\mu\text{F}$ . Dans l'émetteur une résistance de 40 ohms 5 watts découplée par un 100  $\mu\text{F}$  assure la compensation de l'effet de température. Signifions que ce transistor doit être doté d'un radiateur thermique. Le fonctionnement de cet oscillateur peut être interrompu par un contacteur de sécurité d'effacement prévu sur la platine. L'oscillation ultrasonore prélevée sur le collecteur est appliquée directement à la tête d'effacement. Prélevée à l'extrémité de l'enroulement accordé elle est appliquée pour la préma-



gnétisation à la tête d'enregistrement par un condensateur ajustable de 30 pf. Par le réglage de ce condensateur on peut choisir la tension de prémagnétisation la plus favorable.

**Lecture.** — Chacune des trois têtes de lecture que comporte cet appareil attaque un potentiomètre de volume « tête de lecture » par son curseur. Ces trois potentiomètres font 500 000 ohms. Un commutateur à clavier à trois sections permet de les mettre en service séparément; deux à deux ou les trois en même temps. On comprend que dans ces conditions sept effets d'écho ou de réverbération différents. Si on tient compte de ce que ces effets peuvent être obtenus pour trois vitesses de défilement différentes, on compte déjà vingt et un effets différents.

Le signal BF recueilli par ces têtes est appliqué à l'entrée de l'amplificateur de lecture par un condensateur de 10  $\mu\text{F}$ . Ce préamplificateur comprend deux étages équipés par des OC126 utilisés en émetteur commun. Ces deux étages présentent une grande similitude avec les deux derniers du préamplificateur d'enregistrement aussi allons-nous les examiner rapidement. Vous pouvez noter que les circuits base et émetteur contiennent les mêmes éléments. En particulier la polarisation de la base est obtenue à partir du circuit émetteur du second OC126 qui contient lui aussi une 1 500 ohms découplée par 50  $\mu\text{F}$ . La liaison entre collecteur du premier transistor et base du second est encore directe. Une différence toutefois dans la valeur de la charge collecteur du premier OC126 qui fait ici 27 000 ohms. Le circuit de contre-réaction lui aussi présente une certaine différence. Il comprend deux résistances de 10 000 ohms en série avec un 5 nF. Un 2,5 nF est placé en dérivation entre le point de jonction des deux 10 000 ohms et la masse. Enfin une des cellules de découplage de la ligne d'alimentation comprend une 5 600 ohms au lieu d'une 1 000 ohms.

Le signal BF pris dans le circuit collecteur du second étage est appliqué à un potentiomètre de volume de lecture lequel est shunté par une 47 000 ohms et un condensateur de 1,5 nF. A partir de ce potentiomètre le signal est transmis à la prise de sortie à travers une cellule constituée par une 470 000 ohms shuntée par un 220 pf qui permet la sortie en haute impédance. On peut donc recueillir sur cette prise de sortie le signal direct et le signal retardé selon les différentes combinaisons que nous avons indiquées. C'est là le résultat recherché. Ainsi que nous l'avons dé-

jà signalé on peut aussi avoir sur cette prise de sortie uniquement le signal enregistré (500 mV).

**Circuit de réverbération ou de réinjection.** — Le signal à la sortie du préampli de lecture est appliqué à travers une résistance de 10 000 ohms à un potentiomètre de 50 000 ohms (réverbération). La fraction plus ou moins grande de ce signal prélevé par le curseur de cet organe est réinjecté à l'entrée du préamplificateur d'enregistrement à travers un filtre passe-bande qui ne transmet que le médium. Ce filtre est formé d'une 47 000 ohms en série avec un 1,5 nF et d'un 10 nF en dérivation vers la masse. Ce report avec un certain retard du signal de sortie de l'enregistreur sur l'entrée du préamplificateur d'enregistrement provoque un effet de trainage du son qui correspond exactement au phénomène de réverbération. La mise en service ou non de ce circuit de réinjection multiplie le nombre d'effets que nous avons déjà énuméré et on voit que les possibilités de cet ensemble sont pratiquement illimitées. Il faut en effet considérer que les nombreux potentiomètres prévus aux divers endroits que nous avons vus donnent la possibilité d'un dosage très subtil de tous ces effets.

**L'alimentation.** — Elle se fait par secteur 110 ou 220 V. Un transformateur procure les tensions alternatives requises. Un secondaire à prise médiane permet le redressement à deux alternances par des diodes IWE8, d'une tension de 35 V. Après filtrage par une cellule composée d'une résistance de 22 000 ohms 1/2 W et deux condensateurs électrochimiques de 1 000 et 500  $\mu\text{F}$  on a une tension continue de 15 V qui sert à l'alimentation du préampli de lecture.

Un autre secondaire alimente un voyant 6,3 V — 0,1 A. La tension qu'il fournit est redressée par une diode IWE8, filtrée par un 100  $\mu\text{F}$  et sert à alimenter l'OC80 du vumètre.

#### Réalisation pratique

Les différents circuits qui constituent cet appareil sont répartis sur différents sous-ensembles qu'il y a lieu de câbler puis de réunir les uns avec les autres. Tout ce travail est représenté par les plans de câblage des figures 2, 3 et 4.

La figure 2 illustre la réalisation de l'oscillateur d'effacement et de prémagnétisation. Le support de ce sous-ensemble est une plaquette de bakélite comportant sur chacun de ses grands côtés une rangée de 10 cosses. On y fixe en premier lieu le bobinage oscillateur puis on soude les résistances et condensateurs en respectant la disposition et les valeurs qui sont indiquées. Parmi les condensateurs il ne faut pas omettre l'ajustable de 30 pf. On établit les connexions qui relient certaines cosses. On procède au raccordement du bobinage dont les fils de sortie sont repérés par leur couleur. Enfin on met en place le transistor 2N1990 qui, rappelons-le, doit être muni d'un radiateur.

Les préamplificateurs d'enregistrement, de lecture, de vumètre et le séparateur sont supportés par une plaquette à cosses sortie de chaque côté de 35 cosses. Le câblage de cette plaquette est indiqué en bas de la figure 3. On pose tout d'abord les connexions qui réunissent certaines cosses. On soude ensuite les résistances et les condensateurs. Pour la lisibilité du plan nous avons été obligés d'écarter certains de ces éléments de la plaquette. Il convient bien entendu de les grouper afin d'obtenir un câblage compact et rigide. La pose de ces composants se fait de préférence étage par étage, ce qui élimine les risques d'erreurs. Remarquons à ce sujet que le préamplificateur de lecture est situé sur le

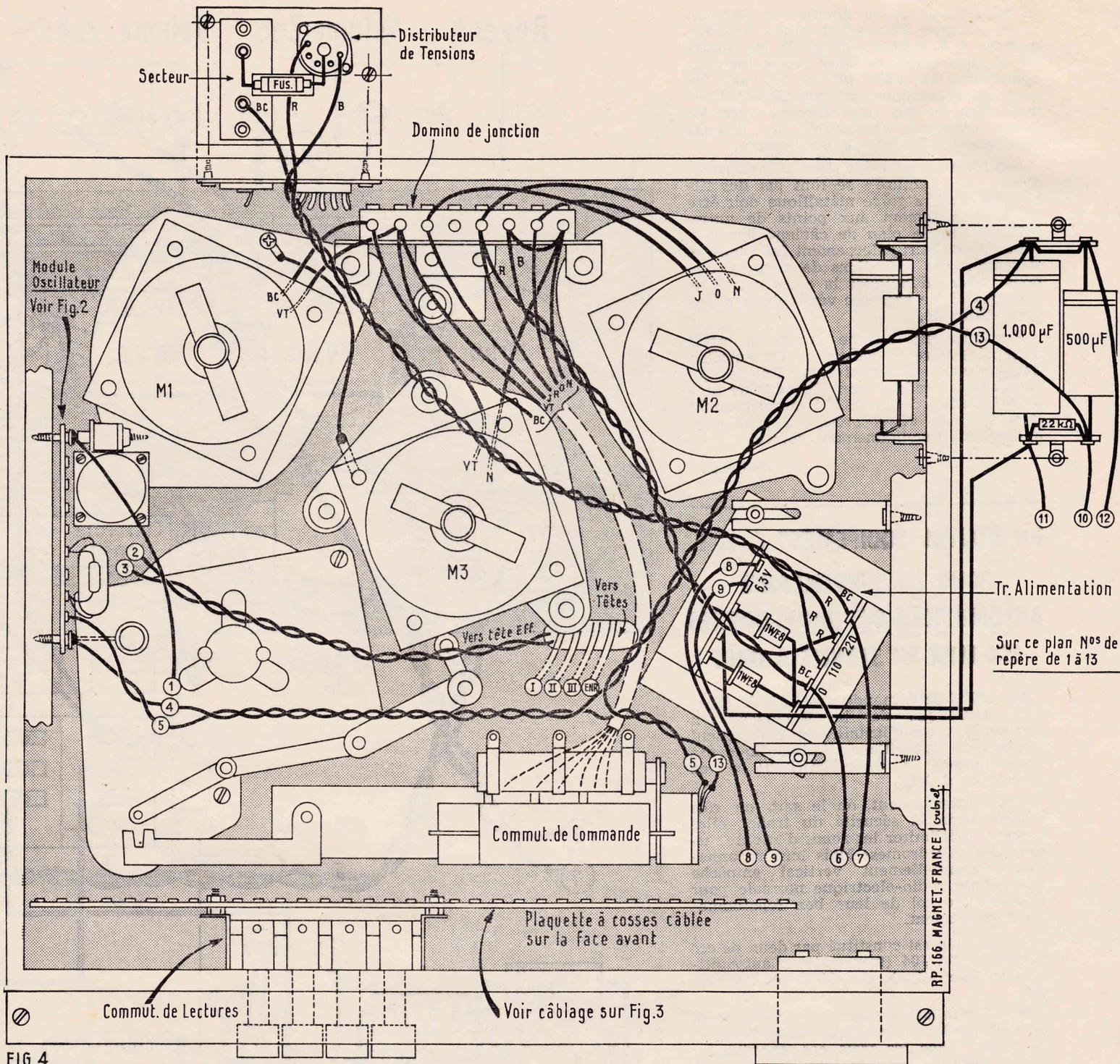


FIG. 4

plan à l'extrémité gauche de la plaque. Viennent ensuite : le préamplificateur d'enregistrement, le séparateur puis le vumètre. Ce dernier occupe la partie droite de la plaque. Notons que la diode d'alimentation IWE8 et le condensateur de filtrage de 100  $\mu$ F de l'alimentation du vumètre sont câblés sur cette plaque à cosses. On pose à la fin les divers transistors en prenant les précautions d'usage pour éviter de chauffer les jonctions au moment de la soudure. Après assemblage certains points de cette plaque seront d'un accès difficile, il est par conséquent prudent de souder les fils de raccordement. Il faut dans ce cas les prévoir d'une longueur largement suffisante quitte à les couper au moment voulu.

On passe ensuite au panneau avant dont la vue de la face arrière est donnée en haut de la fig. 3. On y fixe les prises « Entrée » et « Sortie » ; les potentiomètres, le voyant lumineux, l'interrupteur et le galvanomètre 100 mA du vumètre. On

prévoit également le relais au-dessus de la rangée des potentiomètres. Avec du fil nu de forte section on établit la ligne de masse qui relie une des cosses extrêmes des potentiomètres et la cosse de masse des prises « Entrée » et « Sortie ». On câble la seconde cosse des prises « Entrée ». On pose les résistances et condensateurs relatifs aux potentiomètres « Reverb » et « Volume Lect. ».

Lorsque le panneau avant est câblé on y fixe, par l'intermédiaire de deux boulons et de deux entretoises, le commutateur de Lecture. On pose les connexions de raccordement avec le câblage du panneau avant.

On fixe la plaque à cosses par deux boulons à l'arrière du commutateur. On raccorde ces éléments comme il est indiqué sur la figure 3. Pour éviter de surcharger le dessin, certaines connexions ne sont pas représentées entièrement. Dans ce cas elles sont repérées par des chiffres cerclés. Il est bien évident qu'il faut rac-

order ensemble les points affectés des mêmes chiffres.

La figure 4 est le plan de câblage d'ensemble qui montre comment doivent être disposés et reliés les différents sous-ensembles dans la mallette.

On met en place la platine mécanique puis toute la partie que nous venons de câbler conformément à la figure 3. Sur le taseau à gauche, sur la figure 4, on fixe le module « oscillateur » de la figure 2. Sur le taseau de droite (toujours sur la figure 4) on visse les deux relais et les équerres, sur lesquelles on fixe le transformateur d'alimentation. Remarquez à ce sujet que la fixation sur les équerres se fait non par des trous, mais par des fentes, ce qui permet de modifier la position du transfo et choisir celle qui ne provoque pas de ronflement d'induction. On monte encore la plaque de la prise secteur et du répartiteur de tension.

On soude le porte-fusible. On raccorde le transfo d'alimentation à la prise secteur,

au répartiteur et au domino de jonction de la platine. On établit aussi les connexions 6, 7, 8 et 9. On soude les diodes 1WE8, puis entre les deux relais, les condensateurs de 1000  $\mu\text{F}$  et 500  $\mu\text{F}$ . On pose les connexions qui complètent l'alimentation et son raccordement avec les autres éléments. On établit les liaisons relatives au module « Oscillateur ».

Les liaisons entre les têtes « Enregistrement » et « Lecture » se font par des fils blindés dont la gaine métallique doit être soudée exactement aux points de masse indiqués sur le plan de câblage figure 3.

Si on suit scrupuleusement les plans et la marche des opérations de montage que nous venons d'indiquer la construction de cet appareil ne présente véritablement aucune difficulté.

Pratiquement aucune mise au point n'est nécessaire en dehors de l'orientation d'un transfo d'alimentation. En ce qui concerne le condensateur ajustable de pré-magnétisation de la tête d'enregistrement il suffit de le visser presque à fond pour obtenir un fonctionnement correct.

A. BARAT.

## UN NOUVEL ÉQUIPEMENT C. S. F. POUR LA SURVEILLANCE AUTOMATIQUE DES RADIO-BORNES EST MISE EN SERVICE A ORLY

La CSF à la demande du S.T.N.A. (Service Technique de la Navigation Aérienne), vient d'installer un équipement original de Surveillance Automatique des Radio-bornes « FAN-MARKER » de l'Aéroport d'Orly.

Ces bornes jouent, on le sait, un rôle majeur dans la sécurité du trafic : elles servent à délimiter les zones d'attente autour des aérodromes. Mais leur rayonnement essentiellement vertical empêche une écoute radio-électrique normale pour s'assurer du sol de leur bon fonctionnement permanent.

L'ensemble est constitué par deux de ces appareils TA-104 (transmetteur automatique d'information), associés à un TA 104-A2.

A) L'installation assure la transmission de l'alarme lors d'un changement d'état de la balise, dans les trois cas spécifiques : panne secteur, panne émetteur normal, panne générale.

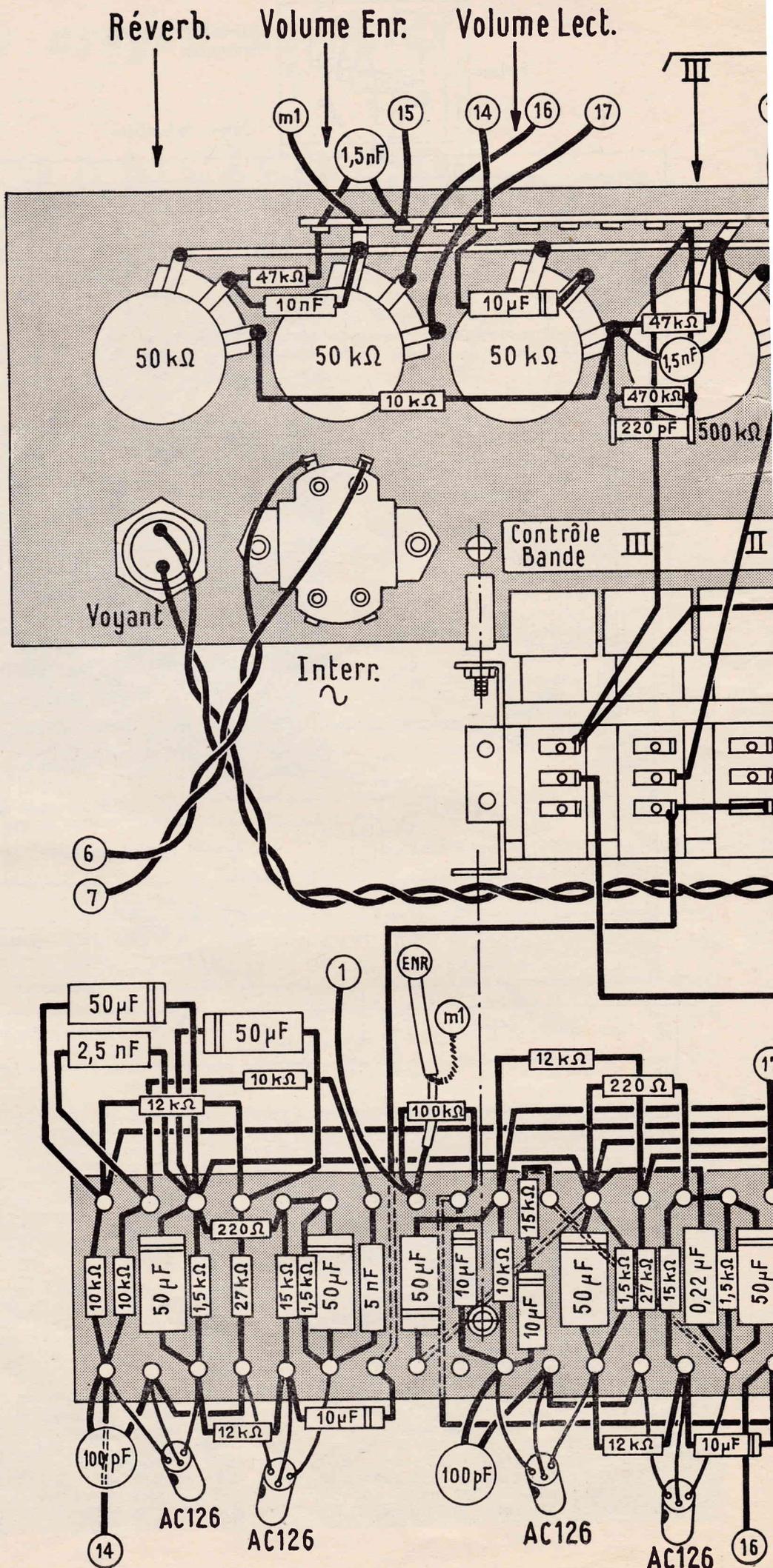
Les responsables concernés sont alors alertés *automatiquement* et *successivement* sur le réseau téléphonique général. Chacun peut arrêter à distance les émissions de l'alarme, en rappelant la balise dotée d'un numéro d'appel au même titre qu'un abonné normal.

A la fin du cycle d'appel ou après un rappel par l'un des responsables alertés, le dispositif revient à l'état de veille.

B) En outre la borne peut être « interrogée » à tout moment à partir de n'importe quel poste téléphonique. L'appel du numéro d'abonné de la borne suffit. Dès qu'elle est sollicitée, elle annonce automatiquement l'état de son fonctionnement : « Tout va bien - Rien à signaler », « Panne secteur », « Panne Emetteur Normal », « Panne générale ».

Un tel équipement contribue efficacement à l'accroissement de la sécurité du trafic aérien.

(Communiqué par C.S.F.)





# des générateurs à usages multiples avec

# UN SEUL TRANSISTOR

par J.-P. REISEL

Ces générateurs, de conception très simple, peuvent être réalisés par un bricoleur ne disposant d'aucun appareil de mesure. Il n'y a, en effet, aucune mise au point à effectuer. Si, cependant, on désire étalonner ces générateurs, on pourrait alors demander à un dépanneur de faire ce travail. Les appareils proposés permettent, outre leur utilisation en tant que générateurs BF, de vérifier les condensateurs, les résistances, les potentiomètres,

les transformateurs et même les transistors. On peut aussi les utiliser comme stroboscopes électroniques. Ils sont tout indiqués pour l'amateur possédant un magnétophone : il pourra faire des bruitages étonnants avec ces générateurs. Ces multiples possibilités pousseront certainement les bricoleurs radio à entreprendre la fabrication d'un de ces générateurs.

## Présentation

Trois versions sont réalisées sur le même principe :

Générateur simple (1<sup>re</sup> version) :

Il est contenu dans un coffret en contre-plaqué laqué de 17 × 19 × 9 cm (voir figure 1).

Ses usages sont :

— Générateur BF pour lecture au son, pour dépannage suivant la méthode du signal-tracer et pour les usages divers.

Il fonctionne directement sur HP. Fréquence produite : de quelques Hz à 1 200 Hz. Le signal délivré (fig. 2) est très riche en harmoniques et il est identique pour les trois versions.

2<sup>e</sup> version :

Le modèle présenté (fig. 3) ne possède pas de coffret mais il est préférable d'en confectionner un.

Il possède les mêmes avantages que la 1<sup>re</sup> version avec, en plus, une possibilité de produire des tops à vitesse variable (0,1 s à 5 s env) et un bruit de sirène que l'on peut commander lumineusement.

3<sup>e</sup> version :

Il est contenu dans un coffret en contre-plaqué laqué de 25 × 21 × 11 cm (fig. 4).

C'est l'appareil le plus complet. Il a, en effet, les possibilités des deux premiers générateurs et peut, en plus, vérifier les transistors. Il possède plusieurs sorties dont deux réglables.

FIG. 3. — Vue de face de la 2<sup>e</sup> version

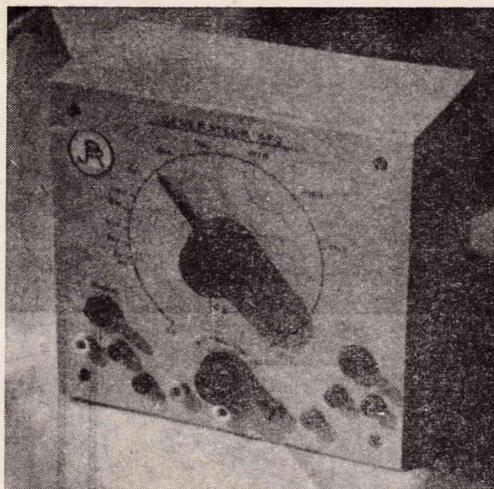
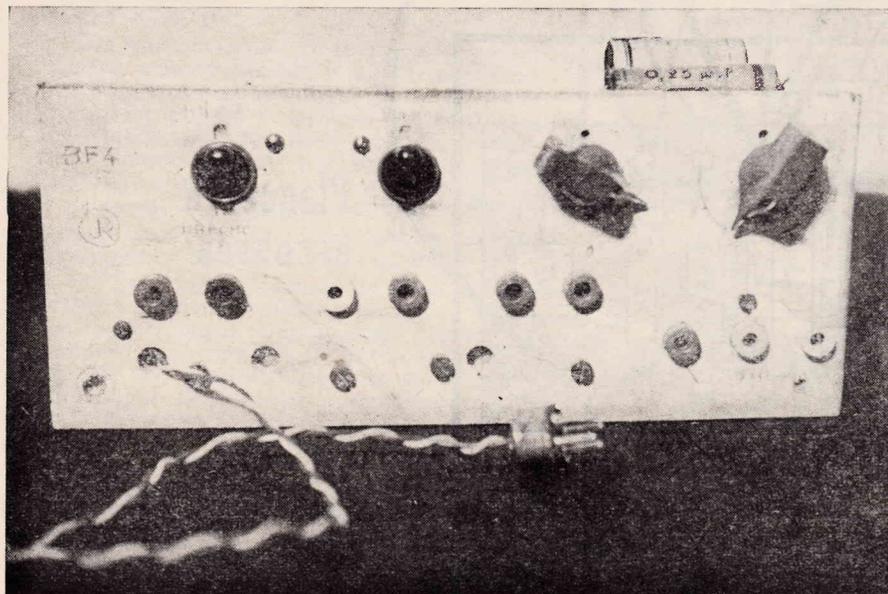


FIG. 1. — Aspect de la première version

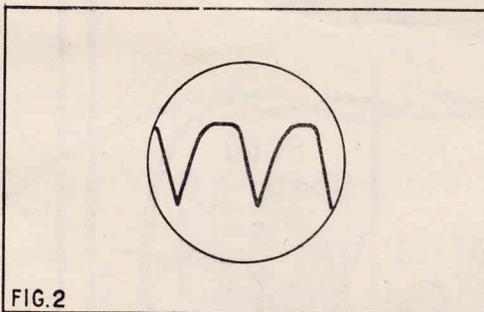


FIG. 2

FIG. 2. — Signal délivré par ces générateurs

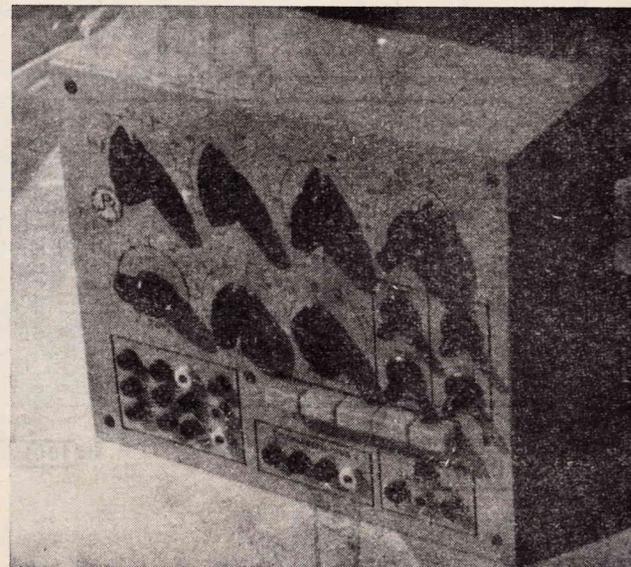


FIG. 4. — Vue extérieure de la 3<sup>e</sup> version

## Schémas - Fonctionnement Matériel nécessaire

1) Schéma de base :

C'est à partir de ce schéma (fig. 5) qu'on a établi les schémas des versions suivantes.

Cet oscillateur est du type blocking. Le transformateur  $T_0$  sert à l'entretien des oscillations. Le condensateur qui règle avec  $R$  et le transfo  $T_0$ , la fréquence des oscillations est constitué par la capacité base-émetteur du transistor et par les capacités parasites du câblage.

Entre  $A$  et  $B$ , on peut mettre :

- soit une résistance,
- soit un condensateur.

Le montage oscillera toujours. Pour comprendre le fonctionnement des générateurs suivants, il faut retenir que :

— Une augmentation de résistance entre  $A$  et  $B$  détermine une augmentation de fréquence.

— Une augmentation de capacité entre  $A$  et  $B$  détermine une diminution de fréquence.

Par exemple :  $R = 0$  ;  $F =$  quelque Hertz.  $R = 1 \text{ M}\Omega$ .  $F = 1 000 \text{ Hz env.}$

$C = 100 \text{ pF}$  ;  $F = 1 500 \text{ Hz environ}$

$C = 1 \mu\text{F}$ ,  $F = 1 \text{ top toutes les 3 secondes}$

Ces valeurs varient avec le type du transistor et l'impédance du transfo  $T_0$ .

A la place du transfo  $T_s$ , on peut mettre un casque ou un écouteur.

On peut faire le montage correspondant à ce schéma de base. Il servira juste pour la lecture au son. La réalisation du coffret est laissée au goût de chacun.

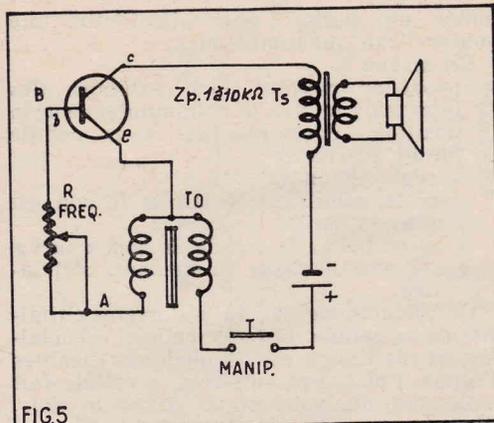


FIG. 5. — Schéma de base des générateurs

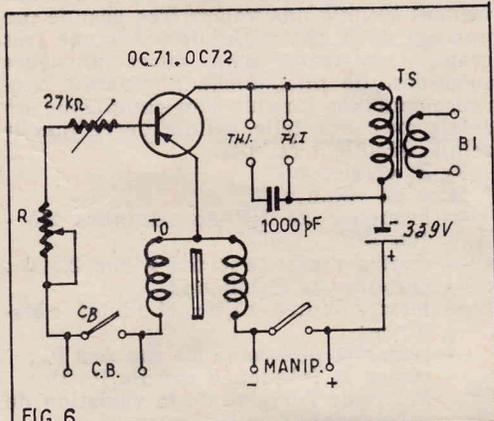


FIG. 6. — Schéma de la 1<sup>re</sup> version

Branchement et choix du transfo T<sub>0</sub> : voir Remarques.

2) 1<sup>re</sup> version. Générateur BF : Schéma (fig. 6).

C'est le schéma de base auquel on ajoute un interrupteur dans le circuit de base (point A) permettant d'insérer les éléments à vérifier. Les douilles « manip. » permettent de brancher un manipulateur.

Il existe trois sorties qui sont :

- sortie B.I. 2,5 Ω pour HP ;
- sortie H.I. pour écouteur ;
- sortie T.H.I. pour attaquer un amplificateur ; le condensateur de 1000 pF évite de shunter l'entrée de l'ampli par une impédance trop faible ;
- la résistance de 27 kΩ limite la fréquence à 30 Hz environ (limite inférieure). Si on veut étalonner l'appareil, il faut une

résistance ajustable. Sinon, une résistance fixe convient.

— Si on désire une sortie réglable, on peut utiliser le système de la figure 7. On le branchera en plus ou à la place du transfo de sortie.

Pour le montage des éléments, on peut s'inspirer de la figure 8 ou adopter une autre disposition. Il faudra éloigner les transfos T<sub>0</sub> et T<sub>s</sub> au maximum l'un de l'autre.

3) 2<sup>e</sup> version. Générateur BF + tops + Sirène.

Le schéma (fig. 9) est celui de la première version avec, en supplément, un commutateur à 12 positions mettant divers condensateurs en circuit lorsque l'interrupteur CB est ouvert.

Montage des éléments : voir figure 10.

4) 3<sup>e</sup> version. Générateur BF + Tops + Transistormètre.

Le schéma est toujours établi à partir du schéma de base mais cette fois-ci, on y ajoute un commutateur à touches (figure 11) et des potentiomètres pour régler la fréquence et le niveau de sortie.

Cette 3<sup>e</sup> version a été étudiée pour permettre des possibilités de bruitages étendues. Ceci explique la complexité des réglages de fréquence (P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub>, P<sub>3</sub>) et des systèmes de sortie.

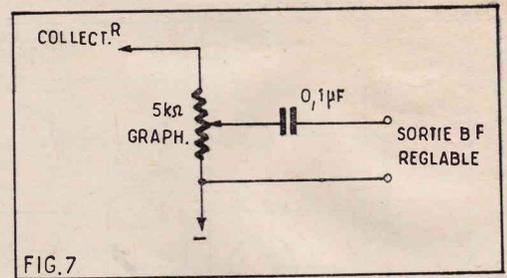


FIG. 7. — Sortie réglable

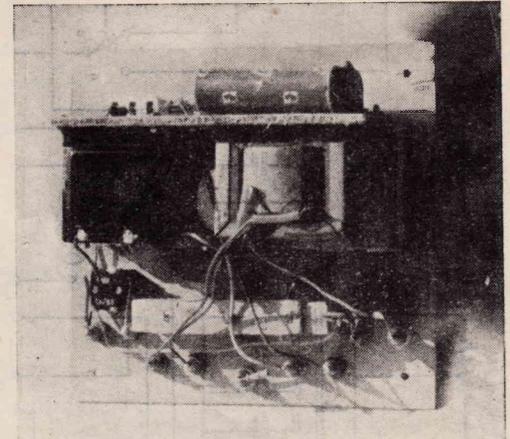


FIG. 8. — Vue intérieure de la 1<sup>re</sup> version

FIG. 9. — Schéma de la 2<sup>e</sup> version

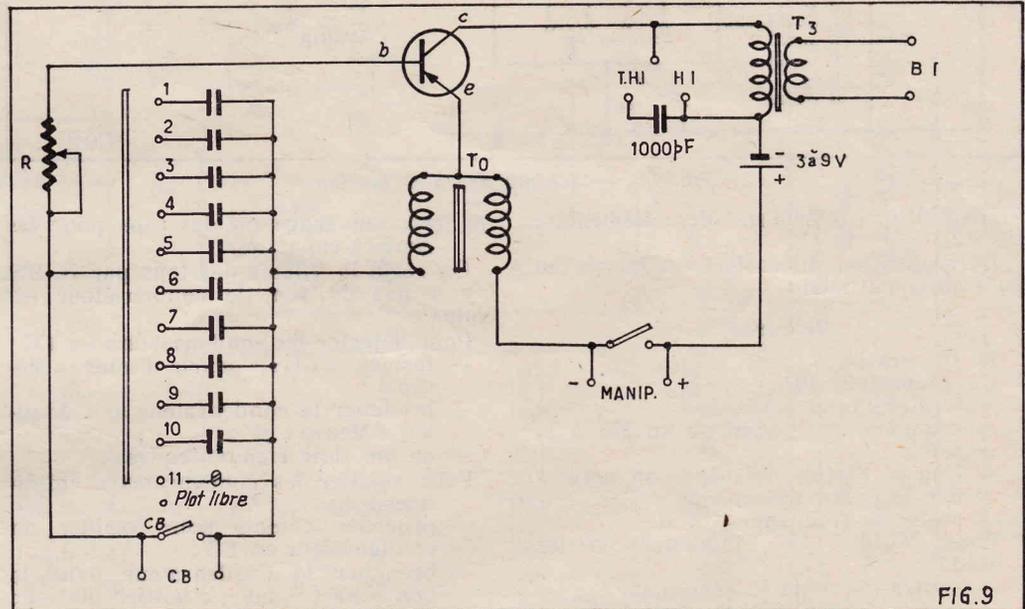


FIG. 9

FIG. 10. — Version 2, vue côté câblage

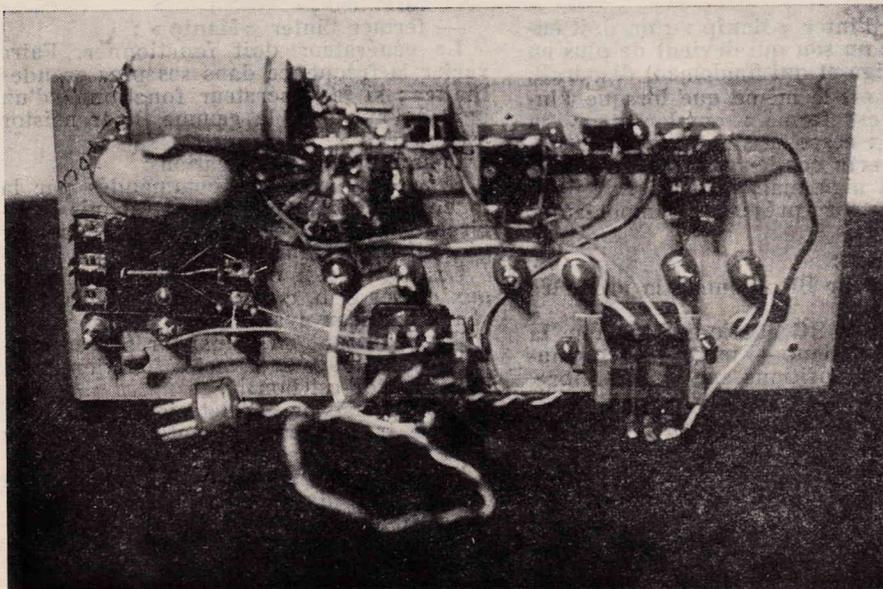
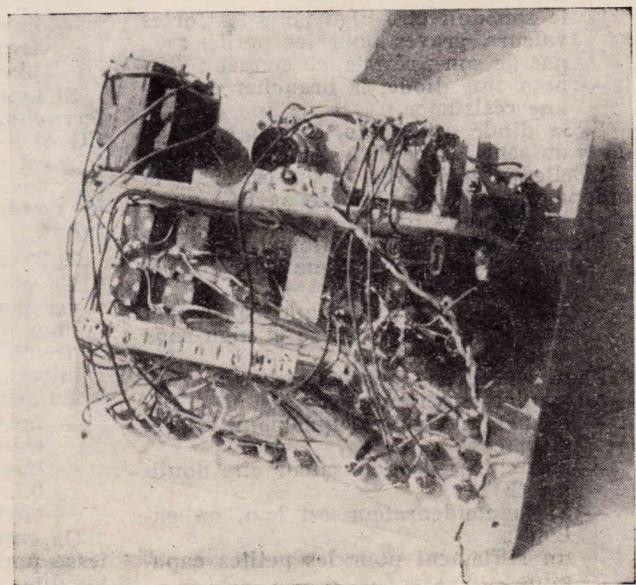


FIG. 12. — Vue intérieure de la 3<sup>e</sup> version



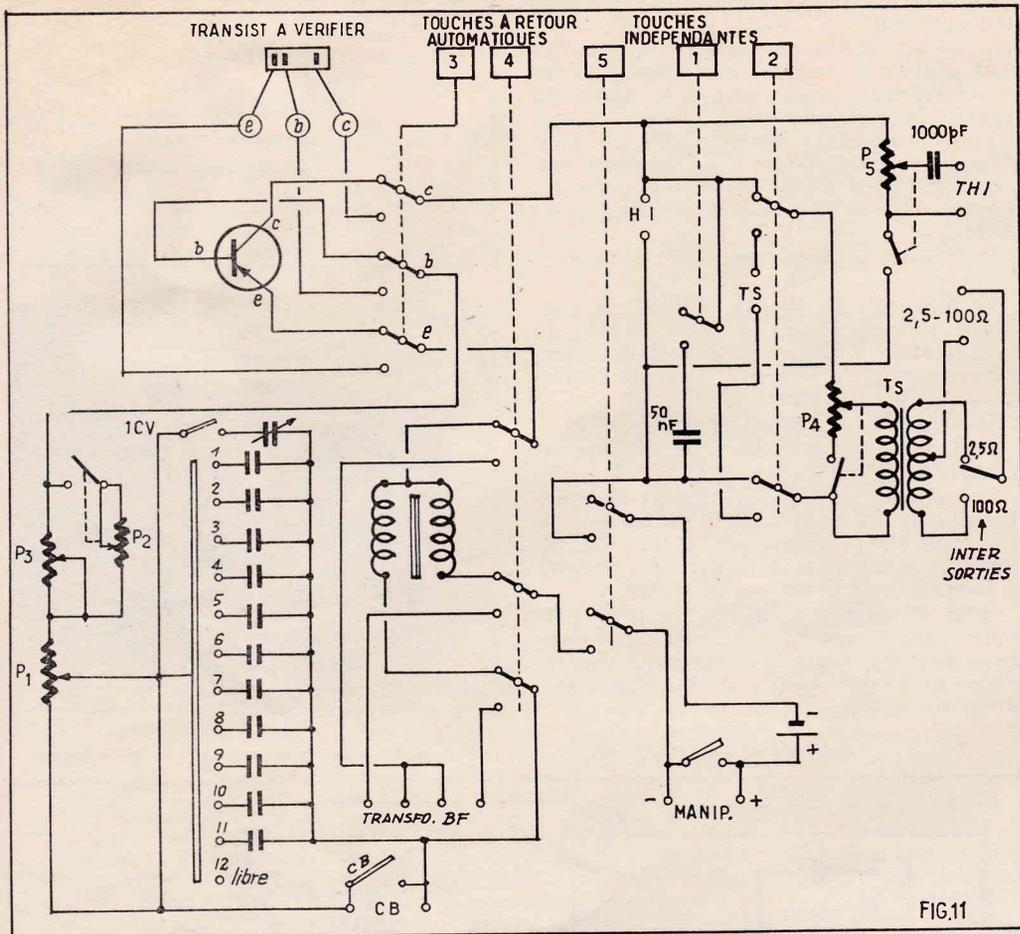


FIG. 11. — Schéma de la 3<sup>e</sup> version

Disposition intérieure des éléments : fig. 12.

La réalisation du coffret est laissée au goût du constructeur.

#### Utilisation

1) 1<sup>re</sup> version :

\* En générateur BF :

- fermer l'inter « CB » ;
- brancher un casque ou un HP à la sortie ;
- fermer l'inter « Manip » ou actionner le manipulateur ;
- régler la fréquence par R.

\* Pour vérifier les résistances et les diodes :

- mettre en route le générateur ;
- ouvrir l'inter CB et mettre R au zéro ;
- brancher la résistance à vérifier aux bornes CB ;
- le son doit être aigu pour les fortes valeurs, graves pour les petites ;
- pas de son : résistance coupée ;
- pour une diode, la brancher comme une résistance.

Si la diode est bonne, le son est aigu dans un sens, grave dans l'autre.

Si elle est détériorée, le son est grave et indépendant du sens (diode en CC) ou il n'y a pas de son (diode coupée).

\* Pour vérifier les potentiomètres :

- mêmes manœuvres que pour les résistances ;
- manœuvrer le potentiomètre : le son doit varier entre grave et aigu sans crachements.

\* Pour vérifier les condensateurs :

- Au papier et céramiques :
  - mêmes manœuvres que pour les résistances ;
  - brancher le condensateur aux douilles CB ;
- Si le condensateur est bon, on entend :
  - un sifflement pour les petites capacités ;

un son grave ou des tops pour les grosses capacités.

On règle la vitesse des tops par R. S'il n'y a pas de son, le condensateur est coupé.

Pour détecter les condensateurs en CC :

- fermer « CB », ouvrir l'inter « Manip » ;
- brancher le condensateur aux douilles « Manip » ;
- on ne doit rien entendre.

Pour vérifier les condensateurs chimiques :

- procéder comme pour vérifier un condensateur en CC ;
- brancher le condensateur dans le bon sens (+ au +, boîtier au -) ;
- fermer l'inter « Manip » : le générateur fonctionne ;
- régler R pour obtenir un son à 400 Hz environ ;
- ouvrir l'inter « Manip » : on doit entendre un son qui devient de plus en plus aigu et qui finalement disparaît.

Si le son est le même que lorsque l'interrupteur est fermé : condensateur en CC. Si le son cesse aussitôt que l'interrupteur est ouvert : condensateur coupé. Si le son devient aigu mais ne disparaît pas : le condensateur présente d'importantes fuites.

2) 2<sup>e</sup> version :

\* En générateur BF : comme la première version.

\* Pour vérifier RC et diodes : comme la première version, + mettre le commutateur à 12 positions sur le plot libre.

\* En générateur de tops :

- faire fonctionner l'appareil en générateur BF ;
- mettre le commutateur à 12 pos. sur 0,1  $\mu$ F par exemple ;
- ouvrir « CB » ;

On entend des tops dont on règle la vitesse par R. Ce réglage agit aussi sur la tonalité des tops. On imite ainsi une

poule, un moteur, une mitrailleuse, une goutte d'eau qui tombe, etc...

\* En sirène :

— procéder comme pour entendre des tops mais mettre le commutateur sur la position correspondant à la cellule photo résistante ;

- régler R au zéro ;
- si la cellule est éclairée, le son est grave ;
- si on cache la cellule, le son « part » en sirène pour, finalement, s'éteindre.

Ce phénomène est dû à l'inertie chimique de la cellule. Lorsque celle-ci est éclairée, sa résistance est de quelques dizaines d'ohms. Fortement éclairée, la cellule fait seulement quelques ohms. Dans le noir, elle se comporte comme un isolant.

Lorsqu'elle passe de la lumière à l'obscurité, sa résistance augmente progressivement jusqu'à une valeur très grande. Le passage de la résistance faible à une très grande résistance peut durer plusieurs secondes. Ce phénomène n'apparaît heureusement pas lorsque l'on commande un relais avec une telle cellule parce que le relais décolle très vite.

3) 3<sup>e</sup> version :

\* Mise en route :

- brancher un HP aux douilles 2,5 - 100  $\Omega$  ;
- mettre l'inter « sorties » sur 2,5  $\Omega$  ;
- enfoncer la 5<sup>e</sup> touche ;
- fermer l'inter « CB » et l'inter « Manip » ;
- régler la puissance du son par P<sub>4</sub> ;
- régler la fréquence par P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub>, P<sub>3</sub> ;
- P<sub>1</sub> : règle l'origine de la variation de fréquence ;
- P<sub>2</sub> : règle la plage de la variation de fréquence ;
- P<sub>3</sub> : règle la fréquence.

Lorsque P<sub>2</sub> est au zéro, il est mis hors circuit. La fréquence peut ainsi augmenter un peu plus par le jeu de P<sub>3</sub> et P<sub>1</sub>.

\* Vérification des RC et diodes :

- mettre le commutateur sur le plot libre ;
- ouvrir 1 CV. Ce CV sert à obtenir des fréquences élevées lorsque l'on ouvre 1 CB, il faut aussi mettre le commutateur sur le plot libre ;
- pour le reste, faire fonctionner le générateur et procéder comme pour les versions 1 et 2.

\* Vérification des transistors :

- faire fonctionner l'appareil en générateur BF ;
- ouvrir l'inter « Manip » ;
- enfoncer la touche 3 ;
- mettre le transistor à vérifier sur le support (ou le relier au générateur par des fils souples de couleurs différentes) ;
- fermer l'inter « Manip » ;

Le générateur doit fonctionner. Faire varier la fréquence dans ses plus grandes limites ; si le générateur fonctionne d'un bout à l'autre de la gamme, le transistor est correct.

Principe de la vérification :

Grâce aux contacts commandés par la touche 3, le transistor local est mis hors-circuit lorsqu'on enfonce cette touche. Le générateur ne fonctionne plus.

Les points e, b, c du montage sont reliés aux cosses e, b, c du support se trouvant sur le panneau avant.

En enfonçant un transistor sur ce support, le montage se remet à fonctionner si le transistor est bon.

Si le transistor est détérioré :

Si le transistor ne fonctionne pas, ce n'est pas une raison pour le jeter.

En effet, un transistor (figure 13) se compose de deux jonctions accolées en opposition. Il se peut que l'une ou l'autre des connexions soit cassée (b).

Dans ce cas, le transistor peut servir de diode et il serait ridicule de le jeter. Il

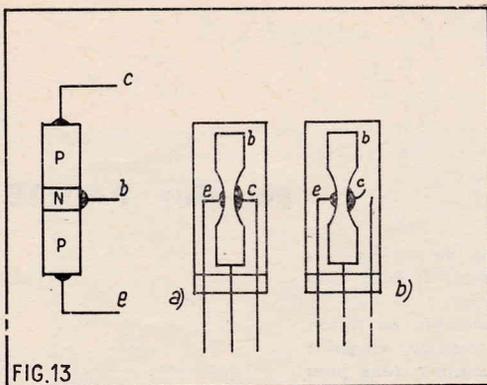


FIG. 13. — Composition d'un transistor

suffit donc de vérifier le transistor comme une diode :

- 1) entre émetteur et base ;
- 2) entre base et collecteur.

Si aucune de ces vérifications ne donne de résultat, on peut alors mettre ce transistor au rebut : il n'y a rien à faire pour le sauver.

Par cette méthode de substitution, on peut vérifier tous les transistors PNP.

\* Dépannage des postes radio :

On utilise l'appareil comme un multivibrateur du type vendu dans un stylo. On procède selon la méthode du signal-tracing.

Il suffit d'injecter le signal prélevé aux douilles T.H.I. et dosé par Ps aux points sensibles du poste (grilles, anodes) en remontant du HP vers l'antenne.

Le signal produit possédant beaucoup d'harmoniques, il « passe » dans les étages MF et HF.

\* Utilité des touches 1, 2, 4 :

Touche 1 :

En enfonçant, on met un condensateur de 50 nF en parallèle sur le sortie H.I. Ceci a pour effet de modifier le son en supprimant les harmoniques de fréquences élevées.

Touche 2 :

Elle permet de mettre le transfo de sortie hors-circuit.

Le générateur débite alors seulement sur Ps s'il n'est pas au zéro.

En mettant Ps à zéro, le générateur ne débite sur rien du tout. On peut alors brancher un transfo de sortie aux douilles H.I. et vérifier ainsi son fonctionnement. On peut aussi utiliser le transfo local pour un autre usage puisqu'il est connecté aux douilles TS.

Touche 4 :

En enfonçant cette touche, le transformateur To est mis hors-circuit. On peut en brancher un autre aux douilles « Transfo BF » et obtenir ainsi un autre son.

Cette troisième version se prête particulièrement bien aux bruitages électroniques.

Par exemple, on peut imiter à la perfection une péniche en couplant (fig. 14) deux générateurs.

On peut les mettre tous deux sur 30 Hz ou l'un sur 30 Hz, l'autre sur « Tops » avec un condensateur en circuit de 50 nF ou 0,1  $\mu$ F. L'effet est saisissant.

#### Remarques

\* 1. L'impédance des transformateurs de sortie n'est pas critique. Cette impédance peut être comprise entre 1 et 10 k $\Omega$ .

\* 2. Branchement du transformateur To. Choix de ce transfo.

Tout transfo ayant au moins deux enroulements d'impédance moyenne (500  $\Omega$  environ) peut convenir.

Il y a plusieurs manières (fig. 15) de brancher ces transfos :

a) Transfo de liaison (au transfo driver).

On peut en trouver sur d'anciens récepteurs. Si le montage n'oscille pas, inverser un enroulement.

b) Secondaire de transfo driver : le montage oscille toujours.

c) Primaire de transfo de sortie pour push-pull : le montage oscille toujours.

d) Transfo d'alimentation.

En utilisant le primaire et un enroulement HT, on obtient un transfo de rapport 1/3 environ. Avec le répartiteur de tension, on peut obtenir diverses gammes de fréquences car le son varie si on change le répartiteur. Là aussi, il faudrait inverser un enroulement si le montage n'oscillait pas.

De toute façon, tout transfo BF de rapport 1/3, 1/4, etc., peut convenir. Un transfo de sortie ne convient pas car le rapport est trop élevé (1/30 à 1/50).

\* 3. Sur ces générateurs, il existe, lorsqu'on les alimente sous 9 V, des surtensions assez élevées entre le collecteur du transistor et le + de la pile. Ces surtensions sont suffisantes pour alimenter une petite lampe au néon s'allumant sous 65 V. On peut ainsi utiliser ces générateurs comme stroboscopes électroniques et faire des expériences spectaculaires.

En effet, la fréquence d'allumage du néon est la fréquence du signal BF produit. On possède ainsi une gamme de fréquences étendue et on peut observer tous les phénomènes courants.

Ces surtensions n'apparaissent qu'au début de la gamme (10 Hz à 600 Hz env.) mais cela est largement suffisant pour la stroboscopie.

L'existence de ces surtensions dépend des transfos Ts et To. Il se pourrait qu'elles n'existent pas sur tous les types de générateurs construits.

\* Pour les bricoleurs désirant utiliser les mêmes pièces, voici la liste et les références du matériel disponible utilisé :

— Interrupteurs : (utilisés sur toutes les versions).

Demandeur Boîte de commutation à quatre switches. (Made in England.)

— Constructeur à touches : (utilisé sur la 3<sup>e</sup> version).

Demandeur : Contacteur à 5 poussoirs dont 3 indépendants et 2 à retour automatique, 1, 2, 4 circuits. 2 positions.

— Transfo de sortie (utilisé sur la troisième version).

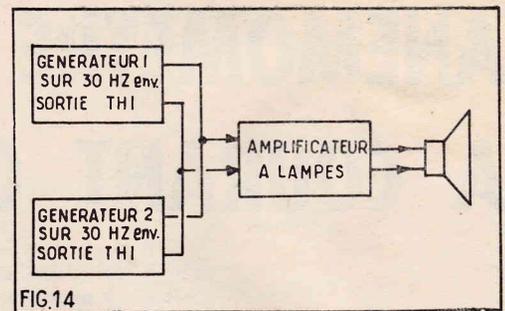


FIG. 14. — Montage pour imiter une péniche

Demandeur : Transfo de modulation type n° 8. Primaire 5 000  $\Omega$ . Sec : 2,5  $\Omega$  - 100  $\Omega$ .

— Transfo driver (utilisé sur la deuxième version).

Demandeur : Jeu de transfos driver et sortie pour transistors.

— Transfo de liaison (utilisé sur une autre première version).

Demandeur : Transfo de liaison rapport 1/2 type n° 12.

#### Conclusion

L'amateur radio qui aura réalisé un de ces appareils sera en possession d'un outil de travail intéressant puisqu'il permet, par exemple, de localiser une panne dans un étage quelconque d'un récepteur et de vérifier ensuite les éléments de cet étage.

Le premier modèle convient très bien à un enfant désirant apprendre la lecture au son. Un musicien pourra utiliser un des ces appareils comme métronome... L'heureux possesseur d'un magnétophone pourra réaliser des bruitages intéressants qui feront, par la suite, beaucoup d'envieux.

De plus, la fabrication d'un de ces appareils est à la portée de tous les bricoleurs et ne nécessite aucun outillage important.

La confection des coffrets est laissée au goût du réalisateur car il n'y a aucune disposition critique.

J'espère donc que l'universalité de ces appareils intéressera beaucoup de confrères bricoleurs qu'ils seront satisfaits du fonctionnement de l'un ou de l'autre de ces générateurs.

J.-P. REISER.

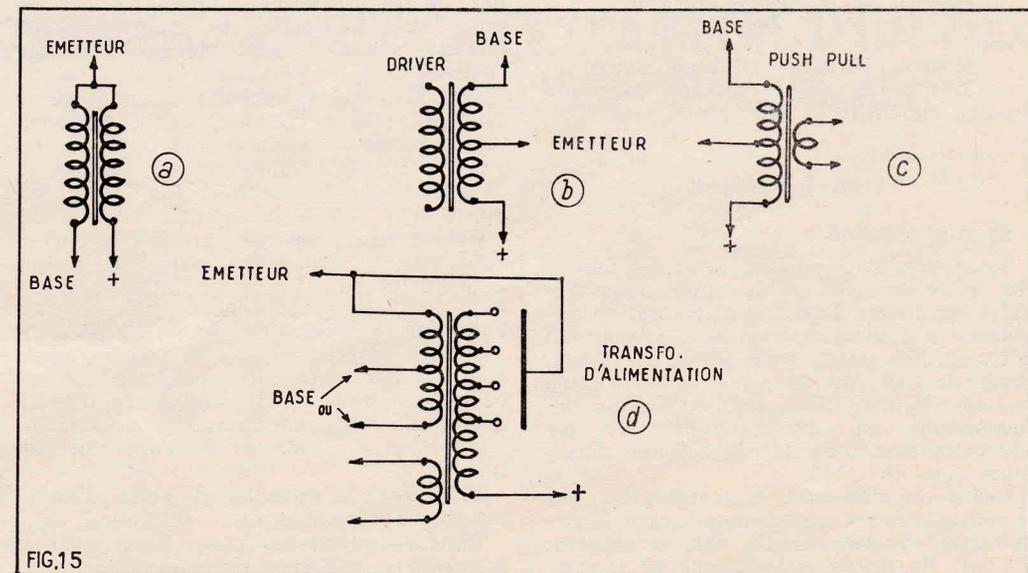


FIG. 15. — Branchement de TO

# ANEMOMETRE A FIL CHAUD A COURANT CONSTANT

par Guy PAUTTE

Il s'agit d'un montage anglo-américain « revue et corrigé ». Beaucoup de nos lecteurs seront sans doute surpris par la conception de ses circuits, assez complexes, il faut bien l'avouer, à première vue.

La réalisation pratique d'un tel ensemble peut n'attirer que peu de lecteurs en raison du caractère assez particulier de son utilisation. Par contre, l'étude de son principe, du point de vue purement technique, fait apparaître des circuits classiques en eux-mêmes, sans pour cela être rencontrés bien souvent et présente de ce fait un intérêt documentaire et instructif certain.

C'est pourquoi nous le présentons à nos lecteurs.

## Utilisation de l'appareil

L'étude de la « mécanique des fluides » est bien trop complexe, et sortirait du cadre de cette revue. D'autre part, elle n'intéresserait que fort peu de lecteurs, car c'est un domaine bien spécial, quoique très vaste, et dont les ramifications s'étendent sur plusieurs branches de la science moderne.

Sans donc entrer dans les détails, sachons qu'il s'agit de l'étude du comportement des fluides (à l'état liquide ou gazeux).

Comme tout ce qui « bouge », un fluide en mouvement produit une énergie. Cette énergie peut être : bénéfique, stérile ou nuisible.

Bénéfique, encore faut-il pouvoir apprécier ce qu'elle est en mesure de fournir.

Stérile, cela implique une perte, et il peut être utile de pouvoir l'évaluer.

Nuisible, alors, dans ce cas, pour la combattre, il faut mieux la connaître, par conséquent la déceler d'abord et définir ensuite ses caractéristiques.

Le mouvement d'un fluide, ou plus exactement son action énergétique, s'appelle la « turbulence ». Notre appareil est destiné à déceler et à mesurer cette grandeur physique.

Quelques exemples d'utilisation pratique :

— Des phénomènes de turbulence risquent, dans certains points de conduites de vapeur ou de fluide sous pression, ayant un tracé non rectiligne, de provoquer, soit une usure prématurée de la paroi interne, soit même son éclatement.

— Mesure de l'énergie fournie par une soufflerie ;

— Mesure de la vitesse du vent ;

— Mesure de la force d'un courant d'eau ;

— Mesure de l'énergie d'une marée ;

— Mesure du débit dans un pipe-line ou une canalisation, etc., etc...

## Etude de l'appareil

### a) Alimentation :

Vous avez déjà pu lire, dans des numéros antérieurs de cette revue, deux articles décrivant, l'un une alimentation régulée « à hautes performances », pouvant délivrer 250 volts, sous un débit maximum de 250 mA (n° 209), l'autre, une seconde alimentation, régulée également, fournissant une tension négative de 140 volts, sous un débit de 250 mA maximum aussi (n° 211).

Ces deux alimentations, construites sur le même châssis, sont connectées à l'anémomètre (monté sur un châssis séparé), à l'aide de prises et bouchons de raccordement. L'ensemble (avec blindage complets individuels) pouvant être posé sur

une table (les deux châssis côte à côte), montés sur rack, ou dans un coffret ou une armoire, avec ventilation.

L'alimentation 250 volts fournit la haute tension, quant à celle de 140 volts, elle a une double utilité que nous allons examiner plus en détail. Ces deux alimentations ont une connexion commune, reliée au châssis (donc à la masse de l'anémomètre) : le négatif 250 V, d'une part, et le positif 140 V d'autre part.

Des impératifs extrêmement sévères ont conduit à prendre toutes les précautions afin de n'introduire aucun trouble dans le fonctionnement de cet appareil. C'est pourquoi l'alimentation régulée fournissant la haute tension a été particulièrement soignée. Il en a été de même, du reste, pour la source 140 volts.

En conséquence, le taux d'ondulation résiduelle superposé à l'une comme à l'autre de ces deux alimentations est négligeable.

De plus, quelles que soient les variations de la tension du secteur d'une part, ou de la charge, d'autre part, nous sommes assurés d'avoir toujours des valeurs de tensions constantes, égales respectivement à 250 volts et 140 volts.

Cette dernière valeur nous permet de disposer de fortes valeurs de tension négatives de polarisation, dont certains tubes du montage ont besoin.

Mais, cela n'exigerait pas une alimentation pouvant débiter jusqu'à 250 mA. En fait, cette seconde source de tension régulée, est employée tout bonnement, au chauffage des filaments des tubes électroniques utilisés dans l'appareil.

Que de complications, direz-vous ! Il serait si facile, en choisissant d'autres tubes, de les alimenter en parallèle sur un secondaire 6,3 volts du transformateur d'alimentation, comme cela se fait habituellement.

Où, bien sûr, mais voilà, notre appareil est très, très pointilleux et, la moindre petite ronflette, apparaissent, ici ou là, voici notre galvanomètre qui s'affole et devient, à son tour... turbulent ! Même en atmosphère des plus calmes.

Croyez-moi, aucune précaution n'est superflue, ici, pour éliminer tout résidu à 50 ou 100 Hz, et tout « ramassage » venant de l'extérieur. D'autre part, à quoi bon une alimentation haute tension à « hautes performances », si l'on introduit par les filaments cette ronflette indésirable ? Et puis, cela permet de n'avoir rigoureusement aucune source de tension alternative à l'intérieur de l'appareil par lui-même.

Voici donc le pourquoi de cette alimentation des filaments en « continu ».

Dans l'appareil lui-même, vous pourrez constater la présence de condensateurs et de tubes stabilisateurs renforçant les précautions déjà citées.

Puis-je insinuer que, tant le choix de l'implantation des éléments de ce montage, que le câblage par lui-même, et à plus forte raison la mise au point ne peuvent être réalisés par un débutant, même si celui-ci fait preuve de beaucoup de goût, de soin et de patience ?

Gare aux voisinages scabreux, aux soudures sèches, défauts de blindages, mauvais retour de masse, capacités de câblage, vibration d'éléments et autres « gentillesse de ce genre ». Je plains l'amateur au moment de la mise au point ! Et pour cause ! Je me souviens avoir pas mal transpiré pour un tout petit brin de gaine blindée qui frôlait le fond du châssis.

Comme vous pouvez le constater, rien n'a été laissé au hasard et, malgré l'énorme différence de prix, les tubes utilisés ici sont du type « professionnels », dits sécurité (indice « S » ou « WA »). Le fonctionnement correct de cet appareil exige une multiplicité de précautions que l'on rencontre relativement rarement.

Puisque nous avons abordé le « chauffage des filaments », étudions la question de plus près, car cela pose pas mal de problèmes.

1° Les tensions de chauffage ne sont pas identiques pour tous les tubes.

2° Les courants de chauffage diffèrent aussi pour certains tubes.

3° Rappelons-nous l'alimentation-série des filaments des postes radio dits « tous-courants », dont il ne reste plus que quelques vestiges ! Certains tubes devaient être alimentés en fin de « chaîne » et non au début, afin de ne pas subir la surtension produite à l'allumage du poste, les filaments étant froids.

Ici, l'emplacement des filaments dans la chaîne n'est pas dicté par cet impératif. En effet, celui-ci a été résolu par l'adjonction d'une résistance de « préchauffage », que l'on court-circuite dix bonnes minutes après avoir mis l'ensemble alimentations-appareils sous tension, à l'aide d'un interrupteur unipolaire genre tumbler ou tip-top. (Cet interrupteur pouvait d'ailleurs être remplacé, avantageusement par un relais retardé.)

Ce n'est qu'après cette manœuvre que l'on peut « envoyé » la haute tension + 250 volts (nous avons déjà mentionné l'interrupteur prévu à cet effet dans le retour à la masse du secondaire haute tension du transformateur d'alimentation).

Non, l'implantation de tel filament plutôt que tel autre, dans la « chaîne », est dicté par l'impératif « tension d'isolement filament-cathode » des tubes utilisés.

En effet, si nous examinons attentivement le schéma de principe de l'appareil, nous nous apercevons que certains tubes sont polarisés à une forte valeur de tension positive par rapport à la masse, d'autres ont leur cathode à la masse, d'autres enfin ont une polarisation très négative par rapport à la masse.

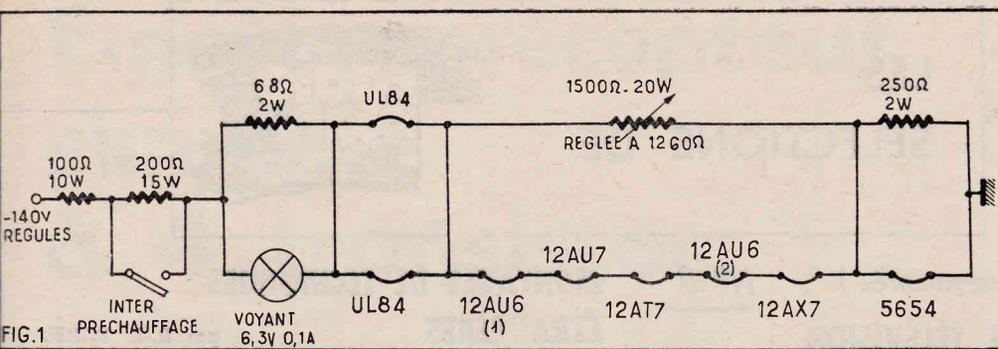


FIG.1

4° Enfin, à tensions d'isolement filament-cathode voisines, il a été pris en considération le « voisinage » des tubes sur le châssis, afin de ne pas obliger le circuit chauffage filaments à faire de trop longs parcours (risques de récolter en chemin quelques ondulations parasites). Il est bien évident qu'il était difficile de choisir l'implantation des tubes sur le châssis, uniquement en fonction de la ligne de chauffage; d'autres impératifs plus importants déterminant leur emplacement, tels le raccourcissement des connexions de grille de commande et d'anode, ou au contraire l'éloignement de zones propices aux troubles par induction ou capacité. Il valait donc mieux transiger avec le circuit de chauffage, tout en restant dans les limites d'isolement imposées par le constructeur des tubes.

Tous ces problèmes ont conduit à adopter, pour l'alimentation des filaments, le schéma de la figure 1, circuit série parallèle, inspiré de la loi d'Ohm, qui nous a dicté la valeur des résistances que nous y avons insérées. Nous y trouvons aussi le voyant lumineux, qui nous indique, d'une part si l'appareil est ou non sous tension, et d'autre part, suivant son éclat (à condition que son cabochon soit assez transparent) s'il est en position de préchauffage ou de marche normale.

#### b) La sonde

Elle dépend du milieu ambiant de travail, milieu dans lequel elle doit être plongée, et aussi d'autres facteurs, tels que la sensibilité attendue, l'effet corrosif du fluide ou sa conductibilité électrique, sa température, son énergie, etc...

Elle peut être constituée par une résistance moulée sous verre ou bien avoir l'aspect de celle représentée sur la figure 2 (cette figure nous montre un fort agrandissement de la sonde réelle dont l'entre-pointes ne dépasse pas quelques millimètres). Ce dernier type de sonde est très fragile, car le fil peut être rompu, soit sous l'effet de la chaleur produite par le courant qui le traverse, soit par la force énergétique du fluide en mouvement. Par contre, cette sonde a l'avantage de pouvoir être facilement réparée, par simple remplacement du fil brisé. Il est toutefois difficile d'obtenir une résistance importante et, si cette condition nous est imposée, nous serons amenés à choisir la formule sous verre, bien que pour certaines applications cet isolant constitue un handicap sérieux temps de réponse dû à l'inertie thermique).

La sonde de la figure 2 est donc constituée d'un fil de cuivre tendu bien droit et soudé entre deux pointes de cuivre ou de laiton aux extrémités libres desquelles est soudé un fil blindé BF. La figure représente un fil blindé à deux conducteurs isolés, alors que pour cette application il vaut mieux utiliser du fil à un seul conducteur, la tresse blindée constituant le second conducteur.

Nous comprenons parfaitement que de l'épaisseur du fil tendu dépendra la sen-

sibilité de l'appareil. Il est possible d'utiliser un fil de tungstène, d'argent, de nickel-chrome, etc.

Les deux pointes dépassent de 20 à 30 cm du gainage isolant, enrobant et protégeant électriquement et mécaniquement le reste de la sonde côté raccordement au fil blindé.

Pour certaines applications nécessitant l'emploi de sondes sous verre, on peut être amené à utiliser des fils résistants ne suivant pas la loi d'Ohm, quant à leur variation de résistance en fonction de la température ambiante (C.T.N. par exemple). Il serait évidemment trop long d'indiquer ici toutes les possibilités d'utilisation et les modèles des sondes employées.

#### c) Principe de fonctionnement

Le schéma de principe de l'appareil est représenté à la figure 3. Nous voyons que le fonctionnement du système est basé sur le déséquilibre d'un pont de Wheatstone, pont dans lequel est insérée la sonde.

Ce pont est formé de deux résistances bobinées de précision 1 %, ayant pour valeurs respectives : 50 et 500 ohms, d'un potentiomètre linéaire bobiné de 100 ohms et de la sonde.

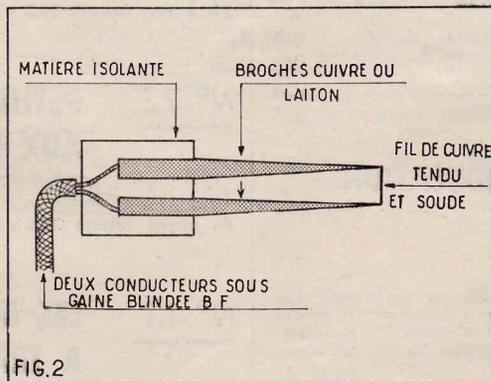


FIG.2

Lors de la première maquette, il a été utilisé, pour le potentiomètre, un type « Véritable Alter 1515 »; cette formule a dû être abandonnée, ne donnant pas la précision suffisante pour l'équilibrage du pont, et nous avons été obligé de recourir au modèle « hélypot ». Ce dernier couvre l'excursion totale de la piste en dix rotations complètes de chacune 360°. Le support de la résistance bobinée constituant ce potentiomètre est en forme hélicoïdale à dix spires, et le curseur suit cette piste de la même façon; le bouton comporte, en plus d'un cadran gradué en degrés, un vernier indiquant le nombre de rotations complètes effectuées. Nous obtenons ainsi une très grande précision de réglage, une facilité remarquable de repérage et de reproductibilité, un encombrement beaucoup plus réduit. Par contre, le prix de revient en a été considérablement augmenté.

Le pont est alimenté (entre la jonction des résistances de 50 ohms et 500 ohms d'une part, et la masse d'autre part, où aboutissent une extrémité de la sonde,

côté blindage du conducteur d'amenée, et une extrémité du potentiomètre de 100 ohms) par une source de courant commandée par le déséquilibre du pont lui-même.

Il s'agit donc en quelque sorte d'un circuit fermé (« qui se mord la queue »), puisque partant de deux extrémités du pont nous revenons aux deux autres après avoir suivi tous les circuits électroniques de l'appareil!

Au départ, nous équilibrons le pont en fonction de la résistance ohmique de la sonde en « milieu calme », c'est-à-dire le milieu dans lequel doivent s'effectuer les mesures avant que tout phénomène de turbulence y prenne naissance. Il est bien évident, en effet, que le réglage du point 0 dépend de la température ambiante du fluide au repos. On pourrait d'ailleurs pour cette raison utiliser cet appareil pour la mesure des variations de température. Il suffirait d'étalonner l'instrument de lecture en conséquence. Au moment où le pont est exactement équilibré, aucun courant ne parcourt le pont, et par conséquent la sonde.

Toute fluctuation du milieu ambiant va modifier la température de la sonde. Ces variations thermiques entraîneront des variations correspondantes de la valeur de sa résistance ohmique et le pont sera déséquilibré.

Ce déséquilibre peut être constaté en insérant un appareil entre les bornes marquées « sortie ampli différentiel ». Cet appareil peut être, à la convenance de l'utilisateur, et surtout, suivant l'utilisation de l'appareil (à condition de respecter l'adaptation des impédances bien entendu), un voltmètre mesurant la différence de potentiel entre les deux anodes du tube 12AT7WA, ou un enregistreur à plume ou à ruban, ou un galvanomètre à miroir traçant sur papier sensible la courbe du ou des phénomènes constatés, en fonction du temps, ou par rapport à un préétalonnage, ou encore un amplificateur précédant un voltmètre différentiel.

Ce préétalonnage pourrait consister à plonger la sonde dans plusieurs milieux dont on connaît la « turbulence », et à tracer ainsi une courbe d'étalonnage, qui permettrait, comparée aux résultats obtenus en fonctionnement normal, de chiffrer ces derniers.

Pour l'équilibrage préliminaire du pont, il est nécessaire de passer le commutateur « mesure/contrôle », commutateur à 7 circuits et 2 positions sur la position « contrôle », et d'insérer dans les douilles marquées « pont » un appareil de contrôle permettant de « dégrossir l'équilibrage ». En effet, le galvanomètre prévu pour l'équilibrage du pont, galvanomètre de 5 microampères de déviation totale, et à zéro central, verrait souvent son équipement mobile disloqué par des variations trop importantes et trop brutales. Ce n'est qu'au moment de parfaire le zéro que l'on utilise ce galvanomètre, en appuyant sur le bouton-poussoir à plusieurs reprises, tout en manœuvrant le potentiomètre de 100 ohms du pont.

Il est bien évident que si la résistance de la sonde ne nous permet pas d'équilibrer le pont, il nous faudra, soit modifier la valeur de l'une des deux résistances, soit adjoindre une résistance adéquate en série ou en parallèle sur la sonde.

Le milliampèremètre est à deux sensibilités, l'une, en position « contrôle » du commutateur, permet d'ajuster le courant cathodique des UL84 à l'aide du potentiomètre linéaire de 10 000 ohms, inséré dans la cathode du tube 12AU6 (1). Ne pas oublier de régler le « zéro » de l'amplificateur symétrique, constitué par la

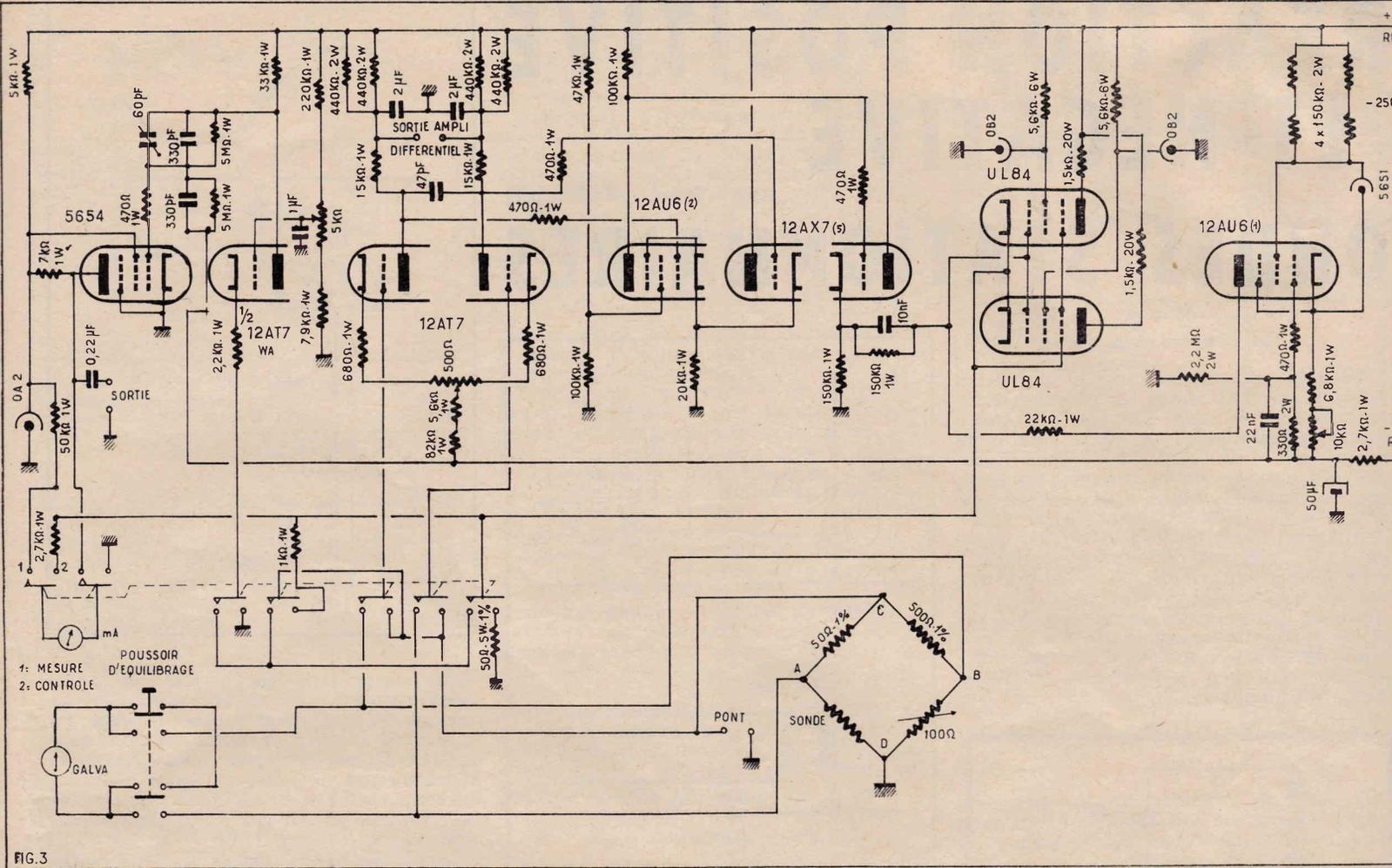


FIG. 3

12AT7WA, grâce au potentiomètre de 500 ohms, bobiné linéaire.

En position mesure, le milliampermètre, transformé en voltmètre, indique la tension de sortie de la pentode « 5.654 ». Une sortie, avec un 0,22 microfarad en série, est prévue sur l'anode de ce tube, afin de prélever les fluctuations amplifiées du système, et de les envoyer sur un appareil de lecture au choix de l'utilisateur, voire sur un oscilloscope, ou de commander un circuit d'alarme fonctionnant à partir d'un certain seuil, ou un système d'auto-régulation, asservissant le dispositif dont on veut contrôler les effets, etc..

Le déséquilibre du pont, recueilli aux points A et B, en position « mesure », est appliqué sur les grilles des triodes du tube 12AT7WA, monté en amplificateur symétrique.

Les variations, amplifiées, sont dirigées sur une double triode, une 12AX7S, après déphasage par le tube pentode 12AU6 (2), afin de dissymétriser le signal obtenu à la sortie de la 12AT7. Enfin, par une cellule de couplage formée d'une résistance de 150 000 ohms, shuntée par un condensateur de 10 nF, le signal est appliqué aux grilles de commande des UL84 montées en parallèle, en amplificateur cathodique. La sortie cathodique de cet amplificateur est appliquée entre le point C du pont et la masse.

Les grilles de commande des UL84 sont polarisées par l'espace anode-cathode de la pentode 12AU6 (1), montage dit à « courant constant », dont le potentiomètre de cathode de 10 000 ohms, en mo-

difiant la contre-réaction de cet étage, renforce ou diminue l'effet de cette constance.

La sortie cathodique des UL84 est également appliquée, toujours à l'aide du commutateur en position « mesure », sur la cathode de la 1/2 12AU7WA dont la sensibilité est ajustée par le potentiomètre linéaire de 5 000 ohms, dont le curseur est découplé par un condensateur de 1 µF.

Recueilli sur son anode, le signal est transmis à la grille de commande de la « 5.654 », à travers une cellule de linéarisation formée des résistances de 5 mégohms, des condensateurs de 330 pF, et du condensateur ajustable de 60 pF. Le réglage de ce dernier ne peut être fait qu'à l'oscilloscope à double trace (à double canon), en excitant la sonde à des fréquences croissantes et en comparant la forme des signaux recueillis entre les points A et B d'une part, et aux bornes de « sortie », d'autre part. Une telle observation par l'intermédiaire d'un commutateur électronique ne serait guère possible puisque nous ne pouvons pas avoir de points communs à ces deux signaux.

Certaines dispositions, ou l'utilisation d'éléments « en double », peuvent étonner. Soyez persuadés qu'ils ont leur utilité. Exemples :

1° Les quatre résistances de 150.000 ohms (2 watts), dans le circuit potentiométrique alimentant la 12AU6 (1), et aussi les quatre résistances de 440 000 ohms, 2 watts, deux à deux dans les circuits anodiques de la 12AT7WA sont nécessaires parce que plus stables et dissipant moins de chaleur qu'une seule résistance (meilleure altération).

2° La polarisation des grilles-écrans des deux UL84, aurait pu se faire à l'aide d'une seule résistance et d'un seul tube stabilisateur, mais cela aurait demandé trop de courant à l'OB2 unique et la résistance aurait été d'un volume prohibitif ici. Par contre, cela oblige à régler les deux résistances de 5 600 ohms environ, grâce au collier dont elles sont munies.

Dans le câblage, on limitera au maximum la longueur des connexions, on soignera tout particulièrement les masses. Il est à signaler que nous avons été obligés de raccorder toutes les masses à une tresse, et de ne mettre cette tresse au châssis par une excellente soudure qu'en un seul point qu'il nous a fallu trouver par tâtonnements.

Guy PAUTTE

**VOTRE AVANCEMENT  
PROFESSIONNEL  
EST ASSURÉ !**

grâce aux Cours par Correspondance de  
**L'Institut Technique Suisse ITEC**

- Mécanique appliquée
- Bâtiment
- Electricité
- Radio + Télévision

Demandez la documentation gratuite RP à  
**ITEC - 8, rue de Bâle - 68/SAINT-LOUIS**

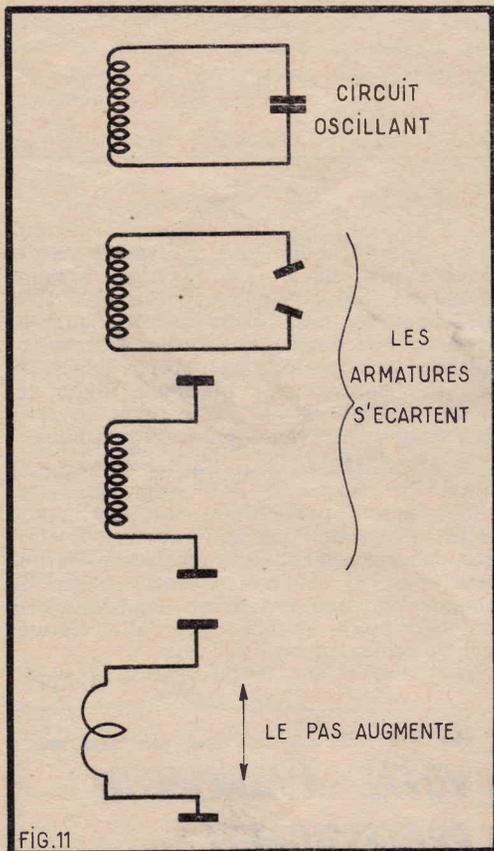
# RÉACTION POSITIVE ET NÉGATIVE

## ONDES STATIONNAIRES

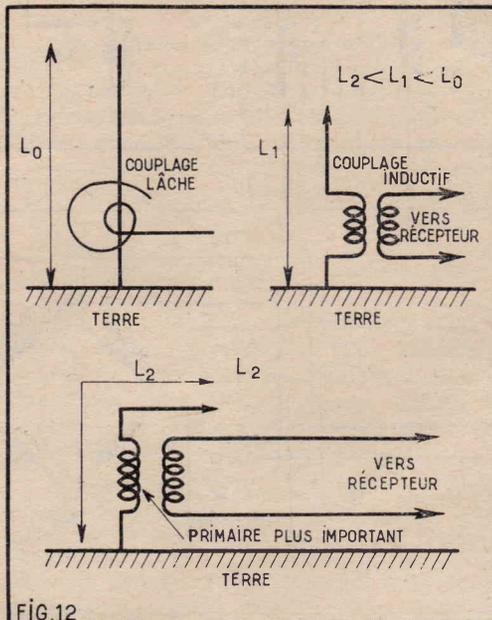
par Fred KLINGER

### Les antennes accordées

Véritable pléonasme que ce sous-titre, puisque, en fait, toutes les antennes sont accordées en ce sens que l'on peut toujours les assimiler à un circuit oscillant, comportant une self, une capacité et même une résistance haute-fréquence propre. On peut même leur appliquer la distinction habituelle, d'une part, entre oscillations libres ou forcées, d'autre part, entre les versions ouvertes ou fermées : sera fermé tout circuit dont les organes ont des « dimensions » exprimées en fractions de henrys et de farads proches de celles qui interviendraient dans la formule de Thomson pour la détermination de la fréquence — unique de résonance du circuit.



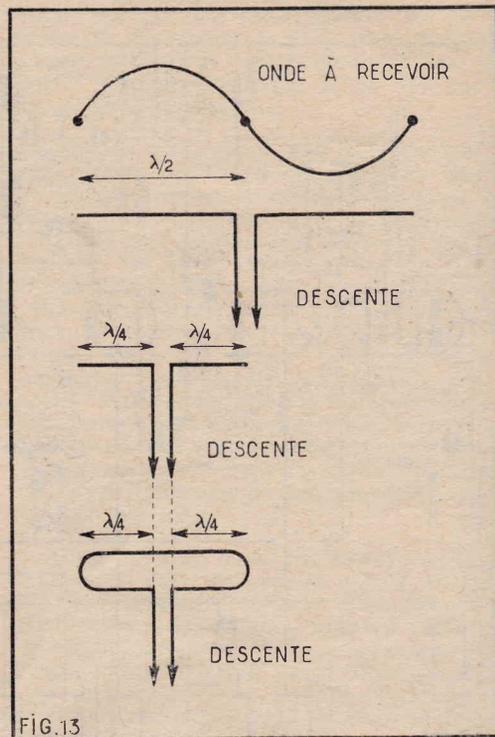
Dans les circuits ouverts, par contre, cas tout de même le plus répandu parmi les antennes, les éléments constitutifs semblent souvent jouer un rôle théorique, puisqu'il est, en effet, relativement difficile de distinguer une self ou un condensateur dans un simple bout de fil, même dans un trombone (dipôle replié) et là, ce sont des facteurs, dits souvent parasites, qui prennent le dessus : capacités réparties de la bobine, des connexions et des câbles de liaison, ainsi que, inversement, l'effet de self-induction du condensateur d'accord.



Tout se passe, en fait (figure 11), comme si une première étape avait partagé en deux le diélectrique du condensateur, dont chaque armature serait venue se placer à une extrémité différente de la self et, en une deuxième étape, celle-ci aurait augmenté le pas de ses spires jusqu'au point de pouvoir négliger le diamètre de ces dernières devant la longueur de l'enroulement : c'est enfin cette disposition qui confère à ce genre de circuits, disons maintenant d'antennes, leurs propriétés rayonnantes ou réceptrices (caprices) de rayonnements.

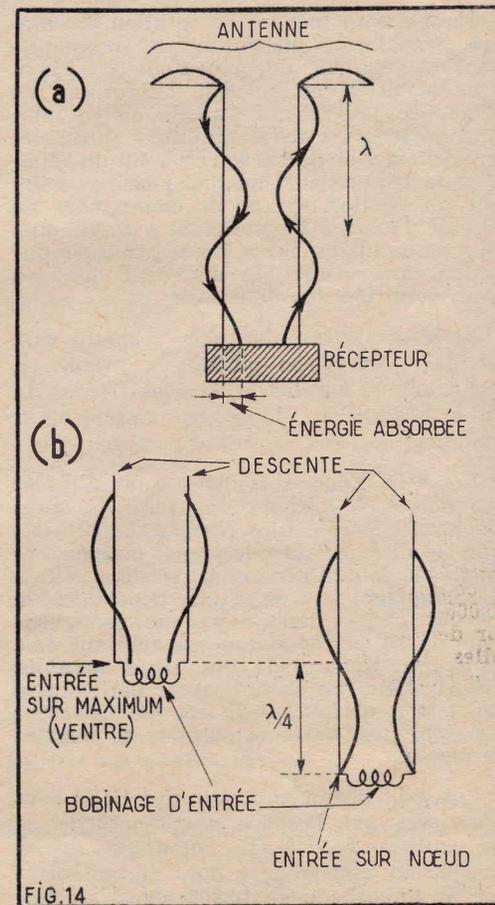
Deux facteurs viennent corroborer ces considérations théoriques : la longueur effective, disons même géométrique, d'un collecteur d'ondes peut être modifiée par l'insertion à la base, donc obligatoirement en série avec l'une des branches du circuit oscillant, soit d'un condensateur, soit d'un bobinage : ce dernier (fig. 12) est effectivement traditionnel dans tout récepteur, bien que l'on ne ramène pas toujours son rôle à celui de complément d'antenne.

Deuxième confirmation de cette ressemblance, sinon de cette identité : si l'antenne est en mesure de transmettre, vers la suite du récepteur, des signaux sous la forme de tensions ou d'intensités, c'est qu'elle applique encore la loi de Lenz. Le rayonnement électro-magnétique, qui vient frapper l'antenne, induit en elle des tensions variables qu'elle n'est en mesure de délivrer valablement aux circuits suivants que si des relations de phase précises ont été respectées. C'est pour cette raison que l'on cherche le plus possible, d'abord (fig. 13) à déterminer les dimensions d'antenne en rapport direct avec la longueur d'onde de l'émission à recevoir : on obtient essentiellement ainsi des mo-



dèles en quart d'onde ou en demi-onde, dénominations qui se suffisent à elles-mêmes et qui nous ramènent vers les réactions. Ensuite, le but recherché n'est cependant atteint qu'à moitié, si l'on n'oriente pas de telles antennes convenablement, pour que ses deux extrémités soient atteintes par des elongations symétriques.

Enfin, la bonne phase peut fort bien exister en haut d'une antenne sans pour autant se répercuter aussi parfaitement à la base et là, ce sont les lignes de transmission qui jouent un rôle essentiel et



qui, à leur tour, nous dirigent en droite ligne vers les ventres et nœuds des ondes stationnaires.

### Adaptateurs d'impédance

La réalité des parfaites similitudes existant entre des antennes et des circuits résonnants trouve une confirmation éclatante, à la fois, dans les considérations — hautement — mathématiques et dans les propriétés de lignes, longues d'un quart d'onde ou d'une demi-onde : bien entendu, il est avant tout indispensable de se cantonner dans une seule et unique fréquence, à la rigueur dans une étroite bande de fréquences. A un quart d'onde « ouvert », on peut ainsi attribuer la relation  $LC\omega^2 = 1$  qui l'assimile pratiquement à un circuit résonnant-série (fig. 15) et il serait de même pour une demi-onde fermée par un court-circuit, dans laquelle donc tous les signaux reviendraient et se refermeraient sur eux-mêmes. Les situations inverses (1/4 d'onde fermé sans impédance ou 1/2 onde ouvert) conduiraient, par contre, aux propriétés des circuits-bouchons et on peut alors associer les deux possibilités à l'ensemble antenne, descente en quart d'onde, dispositif d'entrée.

Ce sont deux formules extrêmement simples, dont la démonstration nous mènerait cependant trop loin qui permettent de déterminer les éléments pratiques (fig. 16).

Impédance de l'élément adaptateur :

$$Z_{(adapt)}^2 = Z_{ant} \times Z_{ent}$$

Longueur de cet élément (dans un cas précis, mais valable) :

$$L = \frac{\text{longueur d'onde}}{6}$$

Cela donnerait, dans le cas relativement fréquent, d'une antenne de 300 ohms, destinée à recevoir une émission de 200 mé-

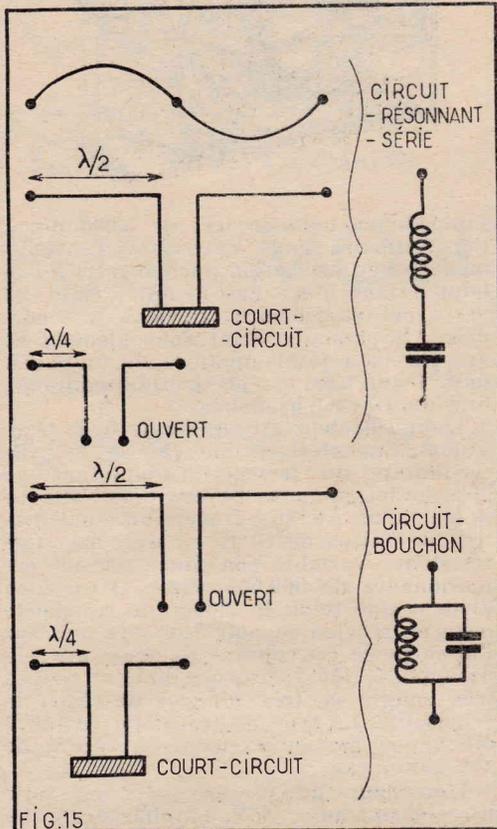


FIG. 15

### Lignes de transmission

Si nous admettons que tout se passe on ne peut mieux (bonne longueur, bonne position) du côté de l'antenne, nous pouvons assimiler celle-ci à un véritable générateur de signaux alternatifs à haute et même très haute fréquence lequel aurait pour mission de délivrer ses signaux vers le circuit d'attaque et, lequel le ferait encore par la création, puis par la progression d'une sinusoïde. On peut également assimiler le circuit d'entrée à une véritable résistance, dans laquelle une partie de l'énergie incidente (fig. 14-a) se dissiperait ; une partie, si l'impédance, présente à cet endroit, ne correspond pas rigoureusement à celle de l'antenne et, dans ce cas (tout comme nous l'avons vu pour la réflexion des ondes, au bout d'une corde fixée) le reste de l'énergie parcourt la ligne en sens inverse et engendre encore un train d'ondes stationnaires.

Puisque nous avons ramené le problème aux valeurs relatives qui interviennent dans cet échange, il est normal que le taux de ces ondes, ainsi que même leur position, dépendent de la valeur de l'impédance, présente à la base du système et il nous semble logique que la longueur de la ligne puisse, elle aussi, revêtir une grande importance, surtout pour la réflexion près de l'entrée (fig. 14-b), donc près de l'antenne des signaux déjà réfléchis une première fois. Comme c'est ici, dans le seul cadre des réactions que nous envisagerons le problème, nous ne nous prononcerons ni sur les avantages, ni sur les inconvénients de lignes accordées (nombre entier de quarts d'onde), mais nous citerons tout de même leur emploi possible en tant que véritables...

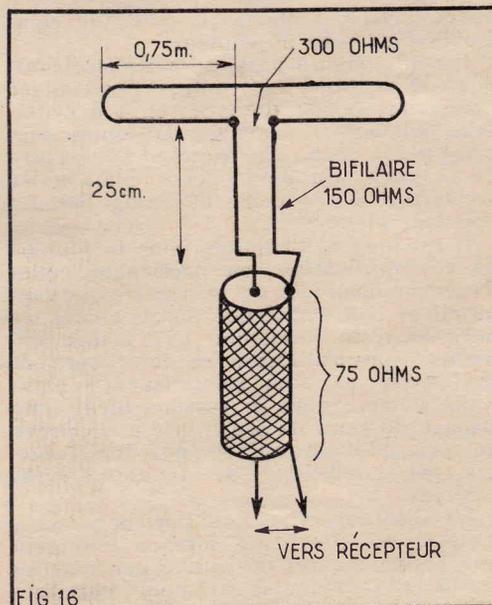


FIG. 16

gacycles avec un récepteur dont l'entrée présente une impédance de 75 ohms d'abord

$$Z_{adapt} = \sqrt{75 \times 300} = 150 \text{ ohms}$$

$$\lambda = \frac{V}{F} = \frac{300\,000 \text{ Kilomètres}}{200\,000 \text{ Kilocycles}} = 1,50 \text{ mètre}$$

enfin, la longueur du câble adaptateur à choisir :

$$L = \frac{1,50}{6} = 25 \text{ centimètres}$$

Pour terminer, enfin, et pour mieux justifier encore, si vraiment besoin était, la

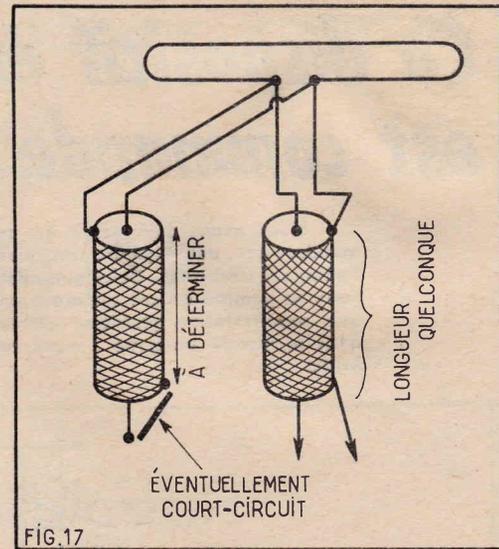
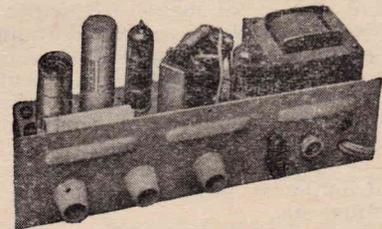


FIG. 17

parfaite exactitude de ces phénomènes, que nous avons tout juste pu frôler ici, signalons deux autres applications directes : les *trappes* (fig. 17) destinées à éliminer des émissions ou des interférences indésirables et qui consistent à placer en dérivation sur l'entrée du récepteur une longueur parfaitement déterminée de câble de descente ; les *turners* destinés plus particulièrement à la deuxième chaîne, qui font appel à ce principe pour leurs oscillateurs proprement dits et dont l'accord s'effectue précisément par le déplacement des positions relatives de ces nœuds et de ces ventres qui sont le propre des ondes stationnaires.

## HAUTE FIDÉLITÉ



## AVR 4,5 W

Pour électrophone 3 lampes : 1 x 12AU7 - 1 x EL84 - 1 x EZ80.

3 potentiomètres : 1 grave, 1 aigu, 1 puissance - Matériel et lampes sélectionnés - Montage Baxandall à correction établie. Relief sonore physiologique compensé. En pièces détachées 78,00

Câblé en ordre de marche. 128,00  
Prix ..... 7,00  
Port en sus .....

★ Autres modèles d'amplis et tuners FM.

★ Enceintes acoustiques.

## RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin, PARIS (11<sup>e</sup>)

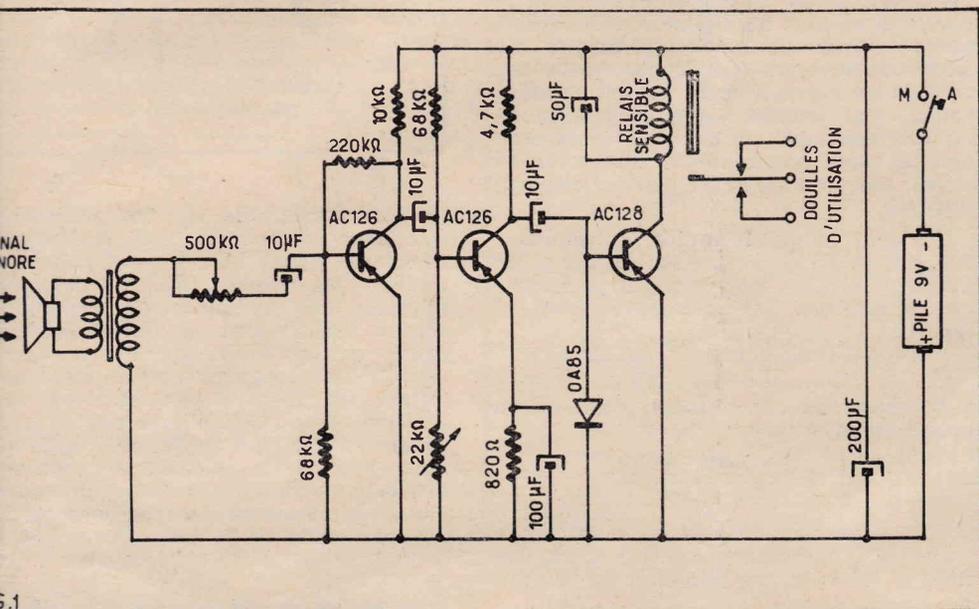
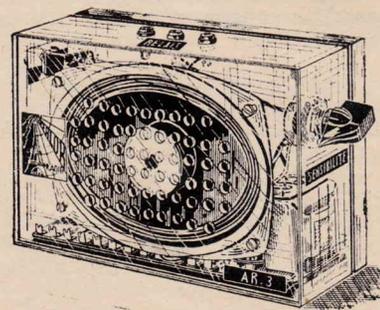
ROQ. 98-64 - C.C.P. 5608-71 - PARIS

PARKING ASSURE

RAPY

# Ce dispositif électronique est commandé par des sons

Nous avons déjà décrit de nombreux dispositifs électroniques commandés par des signaux les plus divers : ondes hertziennes, rayon lumineux, ultra-sons. Celui que nous allons examiner complète en quelque sorte la gamme de ces appareils en utilisant comme signal d'information une manifestation physique extrêmement répandue dans la nature et dans le monde moderne ; nous voulons parler des sons audibles et des bruits.



## Principe et applications

Le principe est simple. L'organe capteur est, sur l'appareil que nous allons décrire en détail, un haut-parleur utilisé en microphone. Comme vous le savez ce capteur transforme les vibrations acoustiques en signaux électriques de même forme et de même fréquence. Ces signaux sont amplifiés à l'aide d'un amplificateur incorporé à l'appareil. Ils sont détectés de manière à obtenir une composition continue susceptible d'actionner un relais électromagnétique. A partir de ce relais on peut alors actionner des dispositifs de signalisation ou de commande : voyants lumineux, sonnerie, klaxon, moteur électrique, etc...

On peut dans ces conditions concevoir un grand nombre d'applications de notre dispositif. En premier lieu la surveillance locale, comme une chambre d'enfant. Dans le même ordre d'idée il constitue un excellent système d'alarme pour la surveillance de nuit d'un atelier, d'un entrepôt ou d'une boutique, puisqu'il réagit aux bruits de pas sur un plancher et aux paroles prononcées en conversation courante dans un rayon de 3 à 4 mètres environ.

En raison de sa réaction à la parole il peut être utile lorsque l'on veut enregistrer une bande magnétique une conversation intermittente. Il permet en effet de déclencher le magnétophone dès le début de l'émission et de l'arrêter à la fin et le cas échéant de renouveler cette opération si de nouvelles paroles sont prononcées après une silence plus ou moins long.

Il peut être aussi utilisé pour la télécommande, à courte distance, d'une voiture ou d'un jouet quelconque car il se met en marche à la réception d'un coup de sifflet ou obéit à la parole. Une application particulièrement intéressante et spectaculaire consiste dans l'animation d'un automate dans une vitrine lorsqu'un

passant qui y a été invité lance un commandement près du capteur.

Il peut constituer un « portier électronique » infaillible. Le capteur étant placé près d'une porte, un appel émis à proximité immédiate provoque le fonctionnement d'une gâche électrique et l'ouverture de la porte. On peut encore commander l'ouverture d'une porte de garage sur un appel de klaxon.

Il est bien évident que pour la plupart de ces applications en particulier celles de télécommande il est nécessaire que l'appareil ne soit excité que par le signal sonore et reste insensible aux bruits ambiants. Son utilisation se fera donc de préférence en lieu relativement calme. Enfin comme nous le verrons bientôt un réglage du seuil de sensibilité a été prévu de sorte qu'il est toujours possible d'obtenir les conditions de fonctionnement désirées.

L'utilisation d'un haut-parleur comme capteur est excellente lorsque l'on veut que l'appareil soit déclenché par tous les bruits environnants. Si pour certaines utilisations on désire un effet nettement plus directif on peut remplacer le HP par un microphone à grenaille. Dans ce cas seuls les bruits produits en face du capteur provoquent le fonctionnement du dispositif. Nous indiquerons plus loin comment effectuer cette substitution. On peut dans ce cas réduire les dimensions de l'appareil qui peut être de  $12 \times 9 \times 5$  cm contre  $18 \times 12 \times 7$  cm pour la version avec haut-parleur.

### Le schéma - Fig. 1

Le capteur est un haut-parleur à aimant permanent à membrane elliptique de  $10 \times 14$  cm. L'impédance de sa bobine mobile est de 2,5 ohms. Pour permettre une adaptation correcte de cette impédance à celle d'entrée de l'amplificateur on utilise un transfo de sortie de HP dont

l'impédance primaire est de 5 000 ohms. Par primaire nous entendons l'enroulement qui en utilisation normale sert à l'attaque. Dans notre cas l'emploi étant inversé cet enroulement devient le secondaire, le primaire étant l'enroulement en gros fil et à faible nombre de tours. De toute façon c'est sur lui que la bobine mobile du HP est branchée.

L'amplificateur est équipé de trois transistors alimentés par une pile de 9 V. Le secondaire du transfo d'adaptation du capteur tel que nous l'avons défini attaque la base d'un AC126 à travers un condensateur de liaison de  $10 \mu\text{F}$  en série avec une résistance variable constituée par un potentiomètre de 500 000 ohms. Il est bien évident que selon la valeur de résistance mise en service ce potentiomètre agit sur l'importance du courant BF transmis à la base de l'OC126. Il procure donc un moyen très souple et très efficace de régler la sensibilité. Le type de transistor AC126 a été choisi particulièrement en raison de son gain élevé.

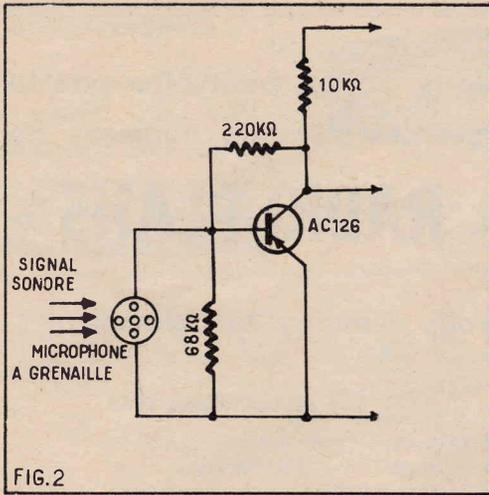
L'émetteur de ce transistor est relié directement au + 9 V. La charge du collecteur est une résistance de 10 000 ohms. La polarisation de la base est obtenue par un pont dont une branche est constituée par une résistance de 68 000 ohms allant au + 9 V et l'autre branche par une de 220 000 ohms aboutissant au collecteur. Ce raccordement au collecteur, au lieu du - 9 V, procure un effet de contre-réaction qui notamment stabilise l'effet de température.

Le second étage met encore en œuvre un AC126 dont la base est attaquée par le collecteur du précédent à travers un condensateur de  $10 \mu\text{F}$ . Le pont qui fixe le potentiel continu de cette base comprend une résistance ajustable de 22 000 ohms coté + 9 V et une fixe de 68 000 ohms coté - 9 V. Le réglage de la 22 000 ohms ajustable permet de choisir le point de fonctionnement de cet étage procurant le maximum de gain et de là le maximum de sensibilité à l'ensemble de l'amplificateur.

La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 820 ohms. Elle est découplée par un condensateur de  $100 \mu\text{F}$ . La charge du circuit collecteur est une résistance de 4 700 ohms.

La détection du signal BF amplifié est assurée par une diode OA85 montée entre la base d'un AC128 qui équipe l'étage final et la ligne + 9 V. Remarquons que l'émetteur de l'AC128 est également réuni à la ligne + 9 V. En l'absence du signal et en raison du sens de branchement de la diode la base est pratiquement au même potentiel que l'émetteur. On peut considérer que par suite du courant de fuite Emetteur-Base, la base est polarisée positivement, ce qui a pour effet de bloquer le transistor dont le courant collecteur est pratiquement nul ; par conséquent, le relais dont l'enroulement est inséré dans ce circuit collecteur n'est pas excité.

Lorsqu'un signal BF atteint la diode les alternances qui polarisent cette diode en sens direct ne font qu'accentuer le blocage du transistor. Par contre les alternances inverses provoquent, en raison de la forte



résistance que leur oppose la diode, une polarisation négative de la base. Cela a pour effet de débloquent l'AC128 dont le courant collecteur suffisamment important excite le relais.

Le relais possède un contact travail et un contact repos. Son enroulement est shunté par un condensateur de 50  $\mu\text{F}$  qui par sa charge absorbe les ondulations du courant collecteur et évite ainsi que le relais batte sur de la parole par exemple. De toute façon, pour obtenir un effet durable de sonnerie d'alarme, par exemple, il faut faire suivre cet appareil d'un relais à enclenchement ou à immobilisation de position comme celui que nous avons indiqué dans la description d'un dispositif de télécommande par rayon ultra-sonore (n° 211).

La figure 2 montre le schéma de la modification à apporter pour remplacer le

haut-parleur par un microphone à grille. En raison de l'effet très directif de ce capteur il n'est pas nécessaire de prévoir à l'entrée un réglage de sensibilité et le potentiomètre de 500 000 ohms a été supprimé. Si malgré tout un ajustement du gain s'avérait nécessaire on l'obtiendrait par la résistance ajustable de 22 000 ohms. Vous pouvez voir que le transformateur d'entrée et le condensateur de liaison de

10  $\mu\text{F}$  sont aussi supprimés. Le microphone est alors branché en parallèle sur la 68 000 ohms du pont de base. Etant donné que sa résistance varie au rythme des sons produits devant lui ce microphone agit par modification de la polarisation de base du transistor d'entrée. En dehors de cette modification qui, d'ailleurs, se traduit par une simplification, le reste du montage est inchangé.

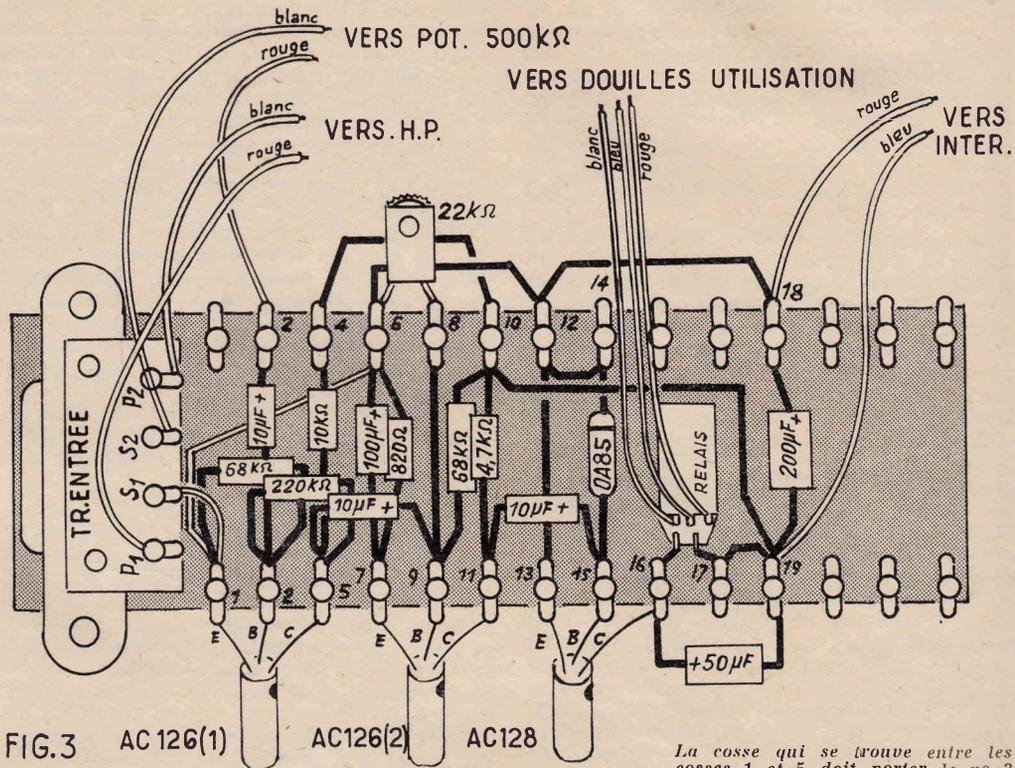
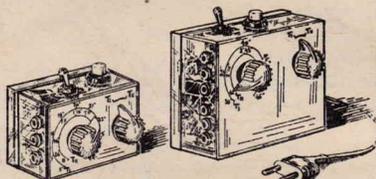


FIG. 3

La cosse qui se trouve entre les cosse 1 et 5 doit porter le n° 3

**Minuterie Electronique ou Compte-Pose ou Temporisateur**



(Décrit dans « Le Haut-Parleur »)

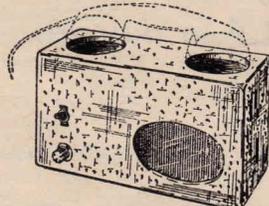
Appareil à transistors, permettant d'obtenir au bout d'un temps que l'on fixe soi-même à l'avance, le déclenchement d'un relais qui coupe un circuit et établit un contact. Nombreuses applications.

Trois modèles :  
T.E.P. autonome sur pile.  
**COMPLET, en pièces détachées. 49,60**  
(Tous frais d'envoi : 3,00)

T.E.S.1 sur secteur à fort pouvoir de coupure.  
**COMPLET, en pièces détachées 102,40**  
(Tous frais d'envoi : 4,00)

T.C.2 Minuterie cyclique, qui se remet en route elle-même après un certain temps que l'on peut également régler d'avance.  
**COMPLET, en pièces détachées. 80,00**  
(Tous frais d'envoi : 4,00)

**Ampli Téléphonique 4.TAT**



Permet de recevoir une communication téléphonique sur haut-parleur, pour écouter par plusieurs personnes.

**COMPLET, en pièces détachées. 80,00**  
(Tous frais d'envoi : 3,50)

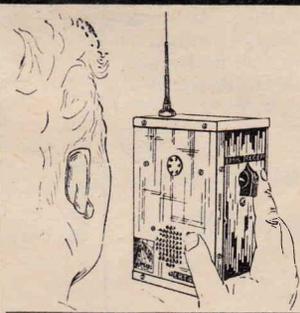
DEVIS DES PIECES DETACHEES ET FOURNITURES NECESSAIRES AU MONTAGE

DE L' **AUDIO-ALARME** DECRIE CI-CONTRE

TYPE AR.HP sur haut-parleur. Complet, en pièces détachées. Prix .....	93,30	TYPE AR.3CM, sur micro charbon. Complet, en pièces détachées. Prix .....	71,90
Frais d'envoi : 4,00			

**EMETTEUR-RECEPTEUR ERT.4**

(décrit dans « Radio-Plans » novembre 65)



Petit Emetteur-Récepteur radiophonique de faible puissance, destiné à être construit dans un but purement expérimental. Emission pilotée par quartz. Réception par super-réaction. 4 transistors. Portée de plusieurs centaines de mètres suivant les conditions géographiques.

**Complet, en pièces détachées, avec piles ..... 182,00**

Tous frais d'envoi :  
Pour 1 appareil 5,50. Pour 2 appareils 8,50

**Déclencheurs Photo-Electriques** (Appareil décrit dans « Radio-Plans ».)

Fonctionnement par cellule photo-électrique. La coupure du faisceau lumineux qui frappe la cellule provoque le déclenchement d'un relais inverseur qui peut couper un circuit ou établir un contact. Nombreuses applications à l'industrie, 2 modèles : D.P.E.P., autonome sur piles.

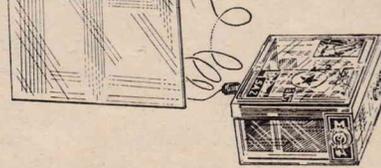
**Complet, en pièces détachées** (Tous frais d'envoi : 3,00) ..... **50,00**

**D.P.E.S.**, sur secteur, à fort pouvoir de coupure.  
**Complet, en pièces détachées** (Tous frais d'envoi : 4,00) ..... **116,10**

Tous nos prix sont nets, sans taxes supplémentaires. Frais de port et emballage en sus. Des schémas et plans de câblage sont joints gracieusement à tous nos montages ; ils peuvent être expédiés préalablement contre 2 timbres

POUR VOTRE DOCUMENTATION, NOUS VOUS PROPOSONS :  
Catalogue spécial « **RADIOCOMMANDE** », contre 2 timbres  
Catalogue spécial « **Appareils de Mesures** », contre 2 timbres  
Catalogue spécial « **Petits Montages** », envoi contre ..... 2 timbres  
« **Catalogue Général** », qui contient les documents ci-dessus et en sus : pièces dét., récept., amplific., outillage, librairie, etc., envoi ctre **10 timbres**

**Détecteur d'Approche et de Contact SA.2**



(Appareil décrit dans « Radio-Plans »). Egalement appelé « relais capacitif » parce qu'il fonctionne par variation de capacité. A l'approche d'une personne ou d'un objet par simple voisinage avec une plaque métallique ou un fil quelconque, cet appareil déclenche un relais qui, à son tour, peut actionner une sonnerie ou mettre en marche un moteur, un éclairage, etc. **COMPLET, en pièces détachées ..... 73,50**  
(Tous frais d'envoi : 4,00)

**BUZZER ELECTRONIQUE**

Le Buzzer est un petit système électromécanique, à lame vibrante, qui permet de se contrôler en entraînement à la lecture au son. Ici le buzzer à transistor ne comporte aucune pièce mécanique en mouvement, d'où un fonctionnement très sûr.  
**Complet, en pièces détachées .. 22,00**  
(Tous frais d'envoi : 3,00)

**HYDRO-ALARME RA.1**

ou **Signalisateur de pluie et de liquides ou Déclencheur par contact liquide** (décrit dans « Radio-Plans », oct. 1965) Cet appareil déclenche un relais dès que ses sondes sont influencées par un liquide. Nombreuses applications de surveillance et d'automatisation.  
**COMPLET, en pièces détachées. 39,30**  
(Tous frais d'envoi : 2,50)

Ces appareils et beaucoup d'autres montages à transistors, sont décrits dans la 3<sup>e</sup> édition de notre ouvrage : « **PRATIQUE DES TRANSISTORS** », franco ..... **20,80**

**PERLOR - RADIO**

Direction : L. PERICONE

25, r. Hérold, PARIS (1<sup>er</sup>) - Tél. CEN. 65-50

C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions  
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE  
CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT

Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 à 12 h. et de 13 h. 30 à 19 h.

### Réalisation pratique

L'ensemble de l'amplificateur est réalisé selon la figure 3 sur une plaquette de bakélite dont chaque côté est garni d'une rangée de 17 cosses doubles. A une extrémité 3 cosses de chaque rangée sont dépliées et on y soude, par son étrier, le transformateur d'entrée puisqu'il s'agit de la version avec haut-parleur.

On commence par relier par des connexions isolées les cosses 1, 6, 12, 13, 14 et 18 de la plaquette de manière à constituer la ligne + 9 V. Toujours avec du fil isolé mais de préférence de couleurs différentes, on exécute la ligne - 9 V en reliant les cosses 4, 10 et 19. On met en place le relais en soudant les picots de sortie de la bobine d'excitation sur les cosses 16 et 17. En même temps on réunit les cosses 17 et 19.

On connecte la borne S1 du transfo d'entrée à la cosse 1 de la plaquette. On soude une résistance de 68 000 ohms entre les cosses 1 et 3, une de 220 000 ohms entre les cosses 3 et 5, une de 10 000 ohms entre les cosses 4 et 5. On soude ensuite un condensateur de 10  $\mu$ F en respectant les polarités entre les cosses 2 et 3 et un autre de même valeur entre les cosses 5 et 9. On dispose une résistance de 820 ohms et un condensateur de 100  $\mu$ F entre les cosses 6 et 7. On réunit par une connexion les cosses 8 et 9 et on soude une résistance ajustable de 22 000 ohms entre les cosses 6 et 8. Entre les cosses 9 et 10 on dispose une résistance de 68 000 ohms. On soude ensuite une résistance de 4 700 ohms entre les cosses 10 et 11 et un condensateur de 10  $\mu$ F entre les cosses 11 et 15. En respectant les sens indiqués on met en place la diode OA85 entre les cosses 14 et 15. On soude encore en respectant les polarités un condensateur de 50  $\mu$ F entre les cosses 16 et 19 et un de 200  $\mu$ F entre les cosses 18 et 19. On termine avec la plaquette en mettant en place trois transistors. Pour le AC126 (1) on soude : le fil émetteur sur la cosse 1, le fil base sur la cosse 3, le fil collecteur sur la cosse 5. Le second AC126 a son fil émetteur soudé sur la cosse 7, son fil base sur la cosse 9 et son fil collecteur sur la cosse 11. Enfin l'AC128 a son fil émetteur soudé sur la cosse 13, son fil base sur la cosse 15 et son fil collecteur sur la cosse 16.

L'ensemble est contenu dans un boîtier en matière plastique selon la disposition indiquée à la figure 4. On fixe tout d'abord le haut-parleur par quatre boulons et écrou sur la face avant du coffret. Sur un des petits côtés on monte le potentiomètre de sensibilité de 500 000 ohms tandis que sur

l'autre on dispose l'interrupteur. Sur la face supérieure on fixe les trois douilles destinées au raccordement avec le circuit d'utilisation. L'amplificateur câblé sur la plaque à cosses prend place contre la face inférieure. Elle y est maintenue par deux boulons.

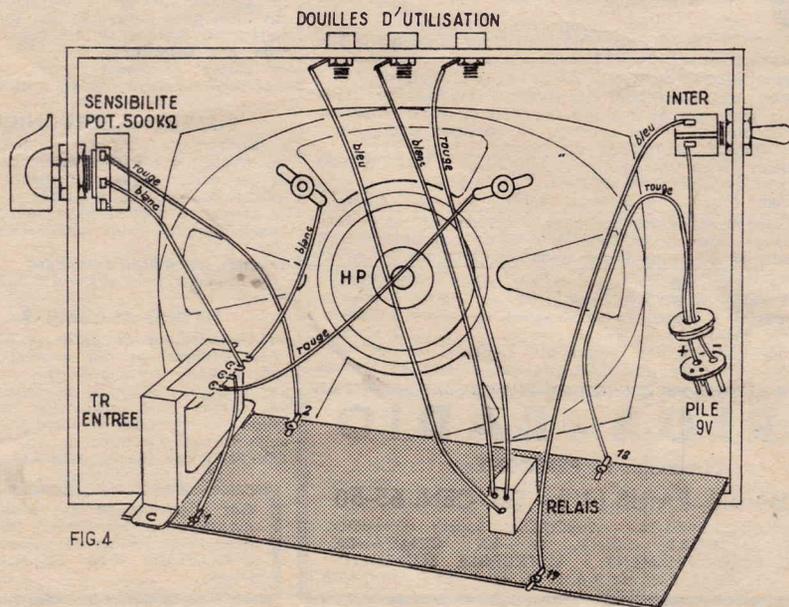
Le raccordement de ces différents éléments ne présente aucune difficulté. Par un cordon torsadé à deux conducteurs on relie une extrémité et le curseur du potentiomètre de sensibilité à la cosse 2 de l'amplificateur et à la borne S2 du transfo d'entrée. Par un cordon de même nature on branche le haut-parleur sur les bornes P1 et P2 de ce transformateur. On prend ensuite un cordon dont les conducteurs sont de couleurs différentes (bleu et rouge par exemple). On soude une extrémité du fil rouge sur la cosse 18 de l'amplificateur et l'autre extrémité sur la broche + du bouchon de branchement de la pile. On soude une extrémité du fil bleu sur la cosse 19 de l'ampli et l'autre sur la broche - du bouchon. On sectionne ce fil à environ 10 cm du bouchon et après les avoir dénudées on soude les deux extrémités ainsi obtenues sur l'interrupteur. Enfin à l'aide d'un cordon à trois conducteurs on connecte les douilles « Utilisation » aux picots de raccordement des contacts du relais.

Nous n'entreprendrons pas de description spéciale pour la seconde version de cet appareil, étant donné que dans son ensemble le travail est le même. Bien entendu on remplace sur la face avant du coffret le HP par le microphone. On supprime le potentiomètre de sensibilité et le transfo d'entrée et on raccorde le micro aux cosses 1 et 3 de la plaque supportant l'ampli. La diminution d'encombrement du microphone et la suppression des organes que nous venons d'indiquer permettent de loger l'ensemble dans un boîtier plus petit ainsi que nous l'avons déjà mentionné.

### Réglage

Il est très simple et se déduit d'ailleurs des explications données lors de l'examen du schéma. Pour une position déterminée du potentiomètre de sensibilité on règle la résistance ajustable de 22 000 ohms de manière que l'appareil réagisse à un son le plus faible possible. Ensuite lorsque tout le dispositif est en place on règle le potentiomètre de sensibilité pour que le fonctionnement se produise soit pour l'intensité sonore soit pour la distance désirée.

A. BARAT.



**Vous n'avez peut-être pas lu tous les derniers numéros de**

## « RADIO-PLANS »

**Vous y auriez vu notamment :**

### N° 218 DE DECEMBRE 1965

- ⊕ Clignoteur pour triangle routier.
- ⊕ Poste auto radio à transistor.
- ⊕ Ensemble portatif pour dépannage.
- ⊕ Alimentation d'un poste à transistor.

### N° 217 DE NOVEMBRE 1965

- ⊕ Initiation à la musique électronique.
- ⊕ Emetteur-récepteur à transistor.
- ⊕ Electrophone stéréo changeur de disque.
- ⊕ Dépannage des téléviseurs à transistors.

### N° 216 D'OCTOBRE 1965

- ⊕ Nouveaux circuits à transistors.
- ⊕ Téléviseur 59 cm longue distance.
- ⊕ Deux dispositifs électroniques simples.
- ⊕ Récepteur super-réaction.

### N° 215 DE SEPTEMBRE 1965

- ⊕ Posemètre électronique pour agrandisseur photographique.
- ⊕ Electrophone stéréophonique.
- ⊕ Petit ampli 1 Watt.
- ⊕ Emetteur radio-commandé.

### N° 214 D'AOUT 1965

- ⊕ Récepteur original.
- ⊕ Contrôleur universel.
- ⊕ Emetteur expérimental.
- ⊕ Ampli universel 5 watts.
- ⊕ Trois modules électroniques.

### N° 213 DE JUILLET 1965

- ⊕ Ensemble récepteur-émetteur pour télécommande.
- ⊕ Téléviseur bistandard.
- ⊕ Valise de dépannage.
- ⊕ Nouveautés électroniques.
- ⊕ Système Secam.

**1,50 F le numéro**

Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X<sup>e</sup>, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10. Votre marchand de journaux habituel peut se procurer ces numéros aux Messageries Transports-Presses

# LE DÉPANNAGE DYNAMIQUE DES TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS

## INTRODUCTION

par N. D. NELSON

Les méthodes de dépannage des téléviseurs dont les deux les plus importantes sont la méthode statique et la méthode dynamique sont, non seulement les mêmes pour les téléviseurs à lampes et ceux à transistors, mais elles s'appliquent de la même manière aux radiorécepteurs PO, GO, OC et aux tuners FM.

Dans le cas du dépannage dynamique des téléviseurs à transistors, la méthode conduit à l'examen des signaux. Dans de nombreux circuits TV à transistors, les signaux ont des formes différentes de celles que l'on relève dans les appareils à lampes en raison des particularités des montages à transistors et du fonctionnement différent de certains circuits, comme par exemple : la CAG, la CAF, la VF, les étages de séparation et ceux des bases de temps, les alimentations.

On relèvera souvent des amplitudes plus faibles des tensions variables et des amplitudes plus élevées des courants.

Le fonctionnement du tube cathodique ne diffère pas de celui du tube de l'appareil à lampes mais la manière dont il est alimenté dans un téléviseur à transistor est différente.

L'emploi de circuits imprimés dans presque toutes les parties des appareils TV modernes, rend plus difficile leur examen. Il est indispensable de suivre textuellement les instructions et les conseils de la notice de dépannage du constructeur sans laquelle, non seulement le dépannage durera plus longtemps et sera moins soigné, mais on risquerait aussi

d'endommager l'appareil par suite d'une fausse manœuvre.

### Méthodes de mesures pour dépannage dynamique

Après avoir tenté le dépannage par la méthode statique qui consiste dans la mesure des tensions et des courants continus et après avoir remédié aux défauts relevés par cette méthode, si l'appareil ne fonctionne pas correctement on passe à la méthode dynamique.

Le plus souvent la méthode statique suffit pour permettre la réparation de l'appareil. Lorsque celui-ci fonctionne, en apparence normalement, rien ne prouve qu'il a retrouvé, après dépannage, ses qualités premières se traduisant par le maximum de performances. La principale performance est le gain des étages amplificateurs, caractéristique qui détermine la sensibilité et la transmission correcte des signaux qui est de deux sortes :

a) Amplification sans déformation dans certains étages comme par exemple UHF, VHF, MF, VF et BF ;

b) Transmission avec modification de la forme des signaux conforme aux prévisions, dans d'autres circuits par exemple circuits séparateurs, bases de temps, alimentations, etc.

Après le gain, on vérifiera, dans les deux cas a et b ci-dessus, que chaque circuit contribue normalement à ce gain global.

Ainsi, dans un amplificateur MF image, on peut trouver 3 étages (3 transistors) entre le bloc HF-changeur de fréquence et la détectrice image. Si le gain en MF est insuffisant et si le réglage de contraste est disposé dans la partie VF, on peut retrouver le gain global en augmentant au-dessus de ce qui est prévu, le gain de la partie vidéo-fréquence. L'image obtenue sera sensiblement aussi bonne que si la partie MF était au maximum de rendement mais ceci ne sera vrai qu'avec des émissions puissantes donc ne donnant pas lieu à l'influence du souffle et des parasites.

Le manque de sensibilité en MF et bien entendu en HF, provoquera des images troublées pour les émissions faibles et le

contraste rattrapé grâce à la VF n'apportera pas une amélioration de l'image. La synchronisation sera mauvaise.

Enfin, dans une partie déterminée de l'appareil à plusieurs étages, il ne suffit pas que l'ensemble des étages donne le gain prévu, il faut que chaque étage ait le gain normal.

Le dépannage dynamique permet une vérification minutieuse du gain des étages, c'est-à-dire de l'amplitude des signaux des étages successifs.

### Indicateurs de signaux

La mesure fondamentale du dépannage dynamique est l'examen des signaux à la sortie des circuits.

Il faut, par conséquent, disposer d'appareils de mesure mettant en évidence une ou plusieurs caractéristiques du signal analysé.

Ces caractéristiques sont principalement, dans le cas des signaux périodiques : l'amplitude, la fréquence et la forme du signal.

La mesure de l'amplitude uniquement, est possible avec des appareils de mesure de la catégorie des voltmètres : voltmètres type contrôleur universel, voltmètres électroniques, voltmètres simplifiés à indicateur cathodique (œil magique).

La mesure des trois caractéristiques : amplitude, fréquence et forme nécessite l'emploi de l'oscilloscope cathodique, appareil indispensable dans toute installation moderne de dépannage.

Les appareils pour le relevé des signaux se nomment indicateurs : voltmètres ou oscilloscope.

Pour connaître le défaut de l'appareil on procède par comparaison. En confrontant les caractéristiques du signal relevé avec celles qu'il devrait avoir en fonctionnement normal de l'appareil, on déduit par raisonnement la cause qui a provoqué la différence relevée par l'appareil indicateur.

Ainsi, une amplitude plus faible que prévu indique un gain insuffisant, une forme différente montre que le circuit ne transmet pas correctement le signal, une fréquence différente indique un manque de synchronisation ou un mauvais réglage.

Vient de paraître

LES CAHIERS DE  
**SYSTÈME "D"**

Numéro 39

POUR FABRIQUER  
VOUS-MEMES

**10 MACHINES-OUTILS**

- Un petit tour de précision
- Une ponceuse à disque
- Un dégauchisseuse
- Une combinée à bois
- Une scie à ruban etc...

Prix : 2,50 F

En vente partout et à **Système « D »**, 43, rue de Dunkerque - Paris-X<sup>e</sup> - C.C.P. 259-10.

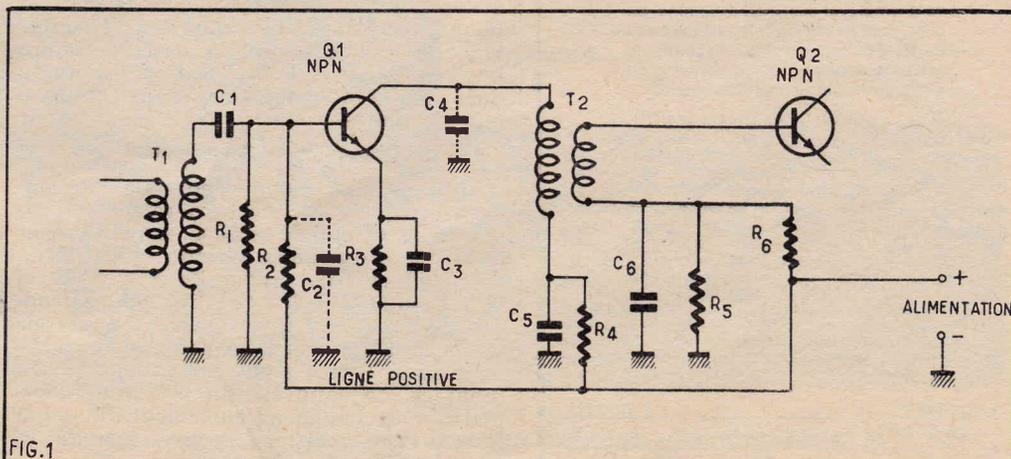


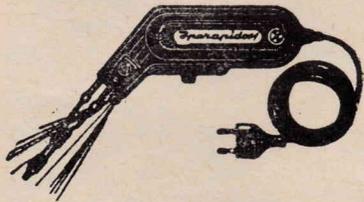
FIG.1

# UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL

## PISTOLET SOUDEUR IPA 930

au prix de gros

# 25% moins cher



### à souder à chauffe instantanée

utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays  
Fonctionne sur tous voltages altern. 110 à 220 volts - Commutateur à 5 positions de voltage, dans la poignée - Corps en bakélite renforcée - Consommation: 80/100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement - Chauffe instantanée - Ampoule éclairant le travail interrupteur dans la manche - Transfo incorporé - Bonne fine, facilement amovible, en métal inoxydable - Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévision, téléphone, etc. - Grande accessibilité - Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an, dans un élégant sachet en matière plastique à fermeture éclair. Poids: 830 g.

Prix: 99,00 ..... NET **78 F**

Les commandes accompagnées d'un mandat postal, ou chèque postal C.C.P. 5608-71 bénéficieront du franco de port et d'emballage pour la Métropole

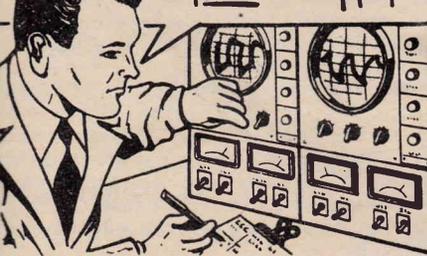
# RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI<sup>e</sup>  
ROQ. 98-64

RAPY

## Pour RÉUSSIR dans l'électronique

### il faut des MATHS



... vous les apprendrez sans peine grâce à MATH'ELEC, méthode pratique de Fred KLINGER

Devenez plus rapidement agent technique ou sous-ingénieur en électricité ou électronique.

Suivez ce cours fait pour ceux qui doivent employer les maths comme un outil. Fred KLINGER, à la fois praticien de l'électronique et professeur de mathématiques vous en donnera en quelques mois la maîtrise totale.

(Essai gratuit. Résultat garanti). Retournez-lui ce bon à l'

ECOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES  
20, rue de l'Espérance - PARIS XIII<sup>e</sup>

GRATUIT

sans frais ni engagement, notre notice explicative n° 924 concernant MATH'ELEC

NOM \_\_\_\_\_

PRÉNOM \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

## Appareils générateurs

Pour obtenir un signal à la sortie d'un circuit transmetteur de signaux (amplificateur sans distorsion, ou avec distorsion voulue (par exemple les séparateurs), il faut évidemment appliquer un signal à l'entrée du circuit considéré.

Ce signal doit autant que possible avoir la fréquence, l'amplitude et la forme du signal qui lui est appliqué en fonctionnement normal.

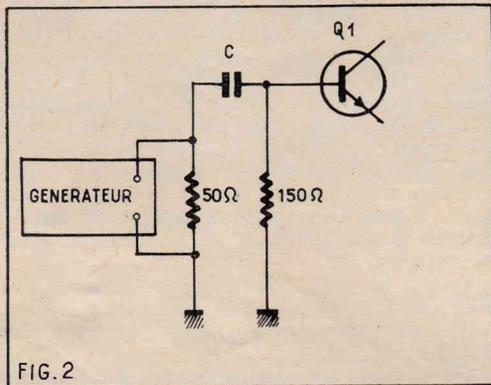
On l'obtient, évidemment, d'un générateur de signaux. Ce générateur peut être selon les cas :

- a) L'émission elle-même.
- b) Un appareil fournissant des signaux semblables à ceux de l'émission, pratiquement il s'agit de générateurs de mires ou de générateurs HF, VF ou BF de signaux sinusoïdaux.

c) Un générateur incorporé dans le téléviseur lui-même : oscillateur HF du bloc d'entrée du téléviseur (tuner UHF ou rotacteur VHF), oscillateurs de relaxation des deux bases de temps.

Dans le dernier cas toutefois, ces générateurs ne peuvent servir que pour la vérification des circuits qui les suivent et il est également nécessaire que le fonctionnement des oscillateurs soit lui-même normal.

Ainsi, dans le cas des oscillateurs HF, pour produire les signaux MF il ne suffit



pas que l'oscillateur local fonctionne, il faut aussi qu'il y ait le signal incident fourni soit par l'émission soit par un générateur la remplaçant.

De même, les oscillateurs de relaxation des bases de temps (ils sont tous des blockings dans la plupart des téléviseurs actuels à transistors) doivent être commandés convenablement par les signaux de synchronisation. Ceux-ci peuvent être fournis soit à partir du signal VF soit à partir d'un générateur de signaux de ce genre.

On notera que dans la plupart des téléviseurs à transistors, la synchronisation de la déviation verticale s'effectue en appliquant les signaux synchro directement à l'oscillateur de relaxation de la base de temps verticale tandis que pour l'oscillateur de relaxation de la base de temps horizontale, la synchronisation est appliquée par l'intermédiaire d'un comparateur de phase.

### Dispositifs de branchement

Il n'est pas toujours possible de connecter directement, le générateur à l'entrée d'un circuit à vérifier et l'indicateur à la sortie du même circuit, si ces deux éléments sont des appareils de mesure et non uniquement les circuits qui se trouvent avant ou après le circuit à analyser.

En effet, lorsqu'on branche un appareil de mesure directement sur une partie du montage, on connecte sur ce circuit l'impédance de l'appareil autrement dit, selon les cas une résistance, une capacité et parfois une self-induction.

Le branchement de cette impédance peut troubler considérablement le fonctionnement du circuit à vérifier.

Considérons le montage de la figure 1 qui représente deux étages d'amplificateur MF dont nous avons simplifié le schéma notamment en ce qui concerne le neutrodynamage et le circuit de CAG.

Supposons que l'on veuille mesurer le gain de l'étage à transistor Q<sub>1</sub>.

Le montage de mesures consiste évidemment, à première vue, dans le branchement d'un générateur de signaux sinusoïdaux sur la base de Q<sub>1</sub> et d'un indicateur de tension sur la base de Q<sub>2</sub>.

On voit immédiatement que des précautions doivent être prises.

En effet, l'impédance de sortie d'un générateur HF est généralement de faible valeur, par exemple 50 Ω. D'autre part la base de Q<sub>1</sub> est polarisée par le diviseur de tension R<sub>1</sub> - R<sub>2</sub> qui détermine la tension positive (transistor NPN) qui doit exister entre la base et la ligne négative (masse) de l'alimentation. Si, par exemple R<sub>2</sub> est égale à 500 Ω et si on shunte R<sub>2</sub> par une résistance de 50 Ω, la polarisation de la base sera profondément modifiée et le transistor fonctionnera d'une manière très différente de celle prévue. Dans certains cas, un montage de ce genre peut même être dangereux pour la vie du transistor. Dans le cas présent, la tension de la base sera beaucoup plus faible que prévu (ce qui n'est pas dangereux, dans ce cas particulier) mais le gain du transistor sera extrêmement réduit et sa mesure donnera un résultat très erroné, ainsi au lieu de trouver un gain de tension de 20 fois on trouverait un gain de 1,5 fois ou moins encore.

Le remède est simple : il suffira de disposer entre le point de sortie du générateur, opposé à la masse, et la base de Q<sub>1</sub>, un condensateur isolateur de continu et de valeur telle qu'il transmette sans atténuation le signal HF fourni par le générateur.

Il est très facile de calculer la valeur minimum de ce condensateur. Ce calcul est d'ailleurs indispensable.

Supposons que R<sub>1</sub> = 3 kΩ et R<sub>2</sub> = 500 Ω et que la résistance d'entrée du transistor à la fréquence du signal (de l'ordre de 30 MHz en MF image) est de 300 Ω. On voit immédiatement que la résistance globale d'entrée est la mise en parallèle de 3 000, 500 et 300 Ω ce qui donne :

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{500} + \frac{1}{300} + \frac{1}{3000}$$

On trouve R<sub>e</sub> = 170 Ω environ. En tenant compte de diverses pertes prenons R<sub>e</sub> = 150 Ω.

Le montage de branchement du générateur sur la base du transistor Q<sub>1</sub> se présente comme le montre la figure 2. C'est une liaison par résistance-capacité. La tension aux bornes de la résistance de 50 Ω de sortie du générateur doit être transmise sur la résistance de 150 Ω presque intégralement ce qui oblige à choisir C tel, que sa réactance soit très faible devant 150 Ω autrement dit, que la tension HF aux bornes du condensateur soit négligeable devant celle aux bornes de la résistance de 150 Ω.

Pratiquement on écrira que la réactance :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

est 100 fois inférieure à la résistance de 150 Ω ce qui donne X<sub>c</sub> = 1,5 Ω.

Comme la fréquence f est d'environ 30 MHz, il vient :

$$\frac{10^6}{6,28 \cdot 30 \cdot C} = 1,5 \text{ ohm}$$

d'où l'on tire, C en picofarads :

$$C = \frac{10^6}{6,28 \cdot 30 \cdot 18,84} = 5\,500 \text{ pF}$$

environ.

En prenant C = 6 000 pF on obtiendra une bonne transmission de la tension HF du générateur sur la base de Q<sub>1</sub>.

On voit, grâce à cet exemple numérique que si la méthode de mesure est la même qu'avec des lampes, les valeurs numériques de certains éléments importants d'un montage de mesures d'un circuit à transistors, peuvent être très différentes.

Ainsi, si Q<sub>1</sub> était une lampe, R<sub>e</sub> serait de l'ordre de 5 000 Ω, la réactance de C devrait être de 50 Ω soit 50/1,5 = 33 fois plus grande ce qui donne C, 33 fois plus faible : 5 500/33 = 165 pF environ. La pratique du dépanneur l'aurait conduit à monter 200 pF, valeur très insuffisante dans le montage à transistors.

Passons au circuit de sortie de Q<sub>1</sub> sur lequel on mesurera l'amplitude du signal amplifié par ce transistor.

La mesure du signal de sortie se fera à l'aide d'un voltmètre électronique, par exemple, ou d'un oscilloscope cathodique utilisé comme voltmètre électronique s'il fonctionne correctement à 30 MHz, cas rare avec les oscilloscopes mis à la disposition des dépanneurs dont l'amplificateur « vertical » n'est linéaire que jusqu'à 10 MHz et parfois beaucoup moins.

Le voltmètre se branchera, selon les conseils de la notice de dépannage, sur le primaire de T<sub>2</sub> ou sur le secondaire, c'est-à-dire sur la base de Q<sub>2</sub>.

Dans les deux cas, après avoir prévu un condensateur de sécurité isolant en continu (par exemple 10 000 pF) on constatera que l'accord de T<sub>2</sub> sera dérégulé par que la résistance d'entrée du voltmètre pourrait modifier l'amortissement du transformateur T<sub>2</sub> donc sa courbe de réponse, même si les capacités qui l'accordent n'étaient pas modifiées.

La mesure serait ainsi faussée. Pour l'effectuer sans erreur il est nécessaire de trouver un moyen de connecter l'indicateur sur T<sub>2</sub> sans que sa résistance et sa capacité puissent influencer sur les caractéristiques de ce transformateur.

La résistance d'entrée d'un voltmètre est généralement élevée par rapport aux résistances d'amortissement des enroulements d'un transformateur MF image associée à des transistors.

On a vu plus haut, que la résistance d'amortissement du secondaire est de quelques centaines d'ohms. Celle du côté primaire est de quelques milliers d'ohms, par exemple 3 000 Ω.

La résistance d'entrée d'un voltmètre électronique pouvant mesurer des tensions HF est de l'ordre du mégohm et ne peut être gênante.

Par contre la capacité d'entrée d'un voltmètre électronique qui est de l'ordre de 2 pF, peut désaccorder le bobinage sur lequel cette entrée est branchée.

Il convient, par conséquent, avant d'effectuer la mesure, de réaccorder l'enroulement avec l'indicateur branché. Après l'opération de mesure, il faut encore rétablir l'accord, avec l'indicateur débranché.

On peut aussi utiliser des circuits spéciaux de branchement à faibles capacités.

Le plus important élément de branchement est la tête (ou sonde) de mesure de tensions HF à diode, dite aussi « probe » que l'on monte, entre la sortie du circuit dont on veut mesurer la tension et l'entrée « mesures en continu » du voltmètre électronique.

Considérons le montage de mesures de la figure 3. Le voltmètre électronique possède deux entrées, l'une pour la mesure des tensions continues et l'autre pour la mesure des tensions alternatives dans la gamme des fréquences f<sub>1</sub> à f<sub>2</sub>, f<sub>1</sub> étant la limite inférieure, par exemple, 50 Hz et f<sub>2</sub> la limite supérieure, par exemple, 100 kHz.

La mesure en alternatif s'effectue en réalité en redressant la tension alternative à l'aide d'une diode et en mesurant la tension continue obtenue par redressement. Dans le cas du voltmètre électronique représenté en A et B, figure 3, la diode de redressement est incorporée. On voit, en B, que pour effectuer une mesure de tension alternative E on est obligé de réaliser une connexion par câble à deux conducteurs dont la longueur serait de 20 cm au moins d'où introduction d'une capacité importante.

Par contre, si l'on ne se sert pas de l'entrée « alternatif » du voltmètre mais de celle en « continu » en intercalant la tête de voltmètre, autonome et de petit volume, celle-ci sera branchée directement près des points de mesure de la tension E tandis que le câble, qui transmet la tension redressée par la tête, peut avoir n'importe quelle longueur sans que la mesure en soit affectée.

Il en résulte également que la limite supérieure f<sub>2</sub> des fréquences des signaux mesurables avec précision sera beaucoup plus élevée que dans le cas du redresseur incorporé et peut monter aisément à 250 MHz et plus.

En pratique, on n'utilisera l'entrée directe « alternatif » que pour des mesures en BF et VF à des fréquences inférieures à 100 kHz et à des fréquences supérieures on adoptera l'emploi d'une tête (probe) à faibles dimensions, faible capacité d'entrée, spécialement étudiée pour la mesure des signaux à fréquence élevée. Le schéma d'une tête de ce genre est donné par la figure 4. La diode redresseuse est montée en dérivation avec

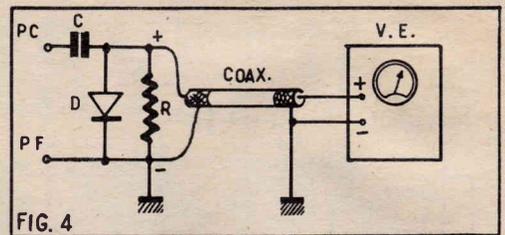


FIG. 4

l'anode vers la ligne « chaude » et la cathode à la ligne de masse.

Avec ce branchement le + apparaît sur l'anode et le - à la masse. Pour obtenir des signes opposés, il suffira de monter la diode avec l'anode à la masse et la cathode vers la ligne chaude qui serait alors la ligne négative après redressement.

Les éléments à utiliser dans ce montage sont : diode 1N60, OA56, OA72, OA85, etc. (toutes diodes fonctionnant jusqu'à la limite supérieure désirée) C = 1 000 pF de la meilleure qualité possible, R = 10 à 20 MΩ, valeur non critique mais la résistance doit être de haute qualité, ne pas produire du souffle et être de faibles dimensions.

La figure 5 montre une disposition possible des éléments dans un blindage métallique de lampe miniature.

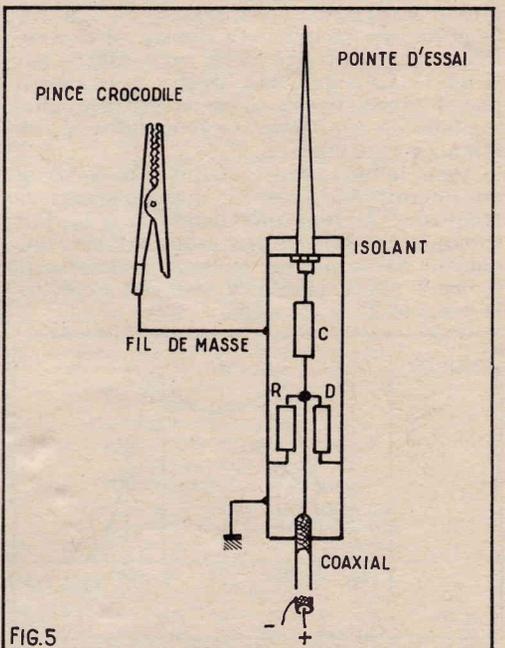


FIG. 5

#### Mesures avec relevé des formes des signaux

Dans ces mesures plusieurs cas sont à considérer dans le dépannage TV :

1° Courbes de réponse des circuits HF, MF, VF, BF.

2° Signaux fournis par les oscillateurs de relaxation, par les amplificateurs des bases de temps ; signaux de synchronisation.

Pour les courbes de réponse on peut adopter l'une des deux méthodes suivantes : relevé de la courbe point par point ; relevé direct de la courbe par voltmètre et oscilloscope.

Pour les signaux fournis par les oscillateurs du téléviseur lui-même, l'oscilloscope cathodique suffit.

L'interprétation des courbes permet de trouver le défaut de l'appareil en panne.

Les courbes de réponse construites point par point sont longues à obtenir. La méthode adoptée est classique : un générateur est réglé successivement sur un grand nombre de fréquences de la bande correspondant à la courbe. Il est branché à l'entrée du circuit tandis qu'à la sortie

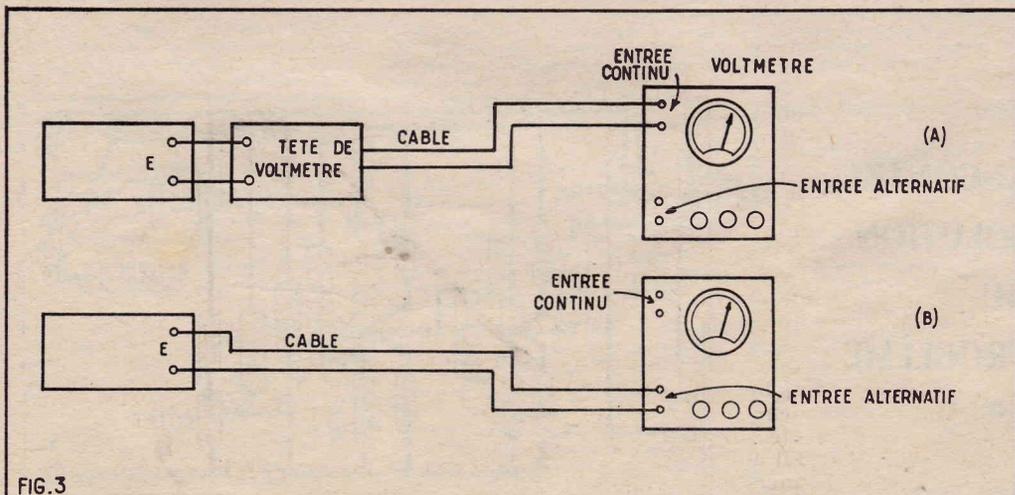
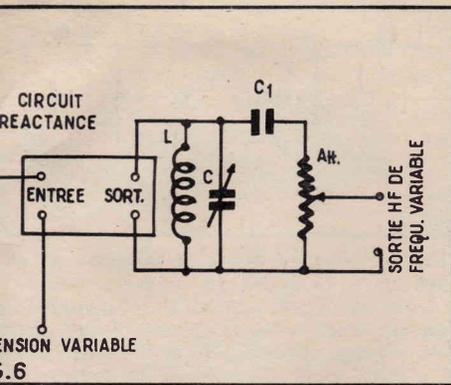


FIG. 3

# NOS PROBLÈMES DE CABLAGE

## PROBLÈME N° 10

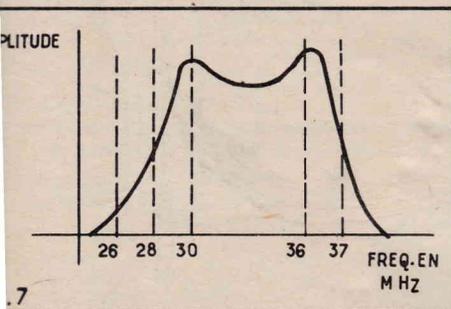


Le circuit se trouve un indicateur. Pour une fréquence on obtient une tension de sortie différente, celle d'entrée étant maintenue constante. La courbe donne l'amplitude de la tension de sortie en fonction de la fréquence.

Avec l'emploi du vobulateur, la courbe apparaît directement sur l'écran de l'oscilloscope associé au vobulateur.

Le principe de fonctionnement du vobulateur dans son emploi pour relever la courbe de réponse est indiqué sur la figure 6. Le montage de l'oscillateur lui-même, à lampe ou à transistor n'est pas détaillé. L et C sont la bobine et la capacité d'accord de l'oscillateur, ce qui détermine une fréquence  $f$  du signal d'oscillation qui peut être réglé en agissant sur L ou C. Ce signal est obtenu à la sortie de l'intermédiaire d'un dispositif atténuateur de conception convenant aux fréquences considérées.

Avec la méthode « point par point » on devrait faire varier manuellement la fréquence  $f$ , dans une bande  $f_a$  à  $f_b$ . Par exemple en MF image pour obtenir une courbe de réponse comme celle de la figure 7 par exemple, il faudrait explorer la gamme 22 à 42 MHz.



au lieu de tourner à la main le cadran du condensateur C on peut utiliser un moteur ou un vibreur.

Actuellement, la variation de C s'obtient électroniquement à l'aide d'un circuit nommé réactance variable dont le principe simplifié est le suivant : à l'entrée on applique une tension variable ; la sortie se présente comme une capacité dont la valeur varie au même rythme presque suivant la même loi que la tension. L'emploi des diodes à capacité variable est tout indiqué pour réaliser un circuit réactance.

La capacité C' se branche en parallèle avec C, l'accord du circuit composé de L et C + C' varie au même rythme que la tension variable appliquée à l'entrée du vobulateur.

La tension HF à fréquence variable est appliquée à l'entrée du circuit dont on veut relever la courbe de réponse. La sortie de ce circuit est branchée à l'entrée de l'amplificateur « vertical » de l'oscilloscope. Le pot est également soumis à une dérivation de la tension d'entrée appliquée au circuit réactance. La courbe de réponse apparaît ainsi sur l'écran de l'oscilloscope.

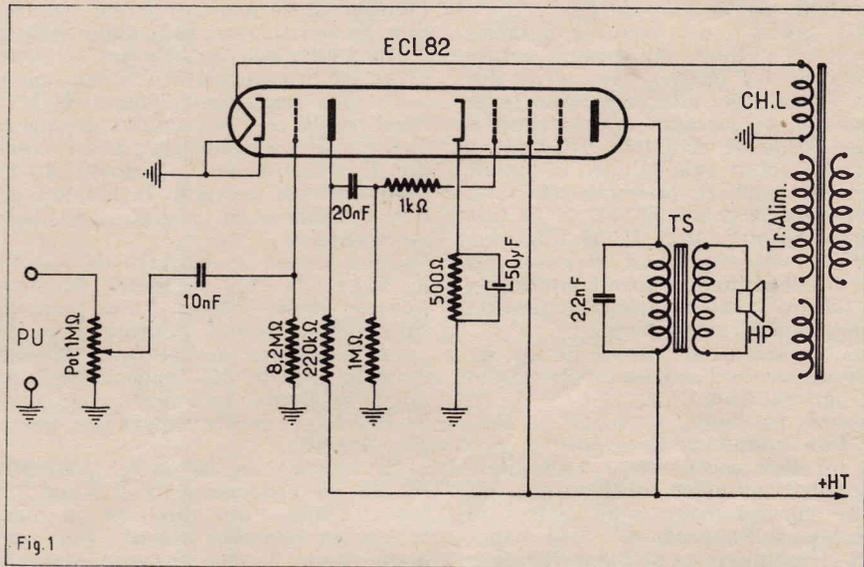


Fig.1

Le schéma de la figure 1 représente un amplificateur BF équipé d'une triode pentode. La section triode entre dans la composition de l'étage préamplificateur et la section pentode dans celle de l'étage final de puissance.

La figure 2 donne le plan d'implantation

des différentes pièces. Nous vous proposons de dessiner sur ce plan le câblage — connexions, résistances et condensateurs — correspondant au schéma de la figure 1. Les points de masse seront obtenus par soudure au châssis.

La solution au prochain numéro.

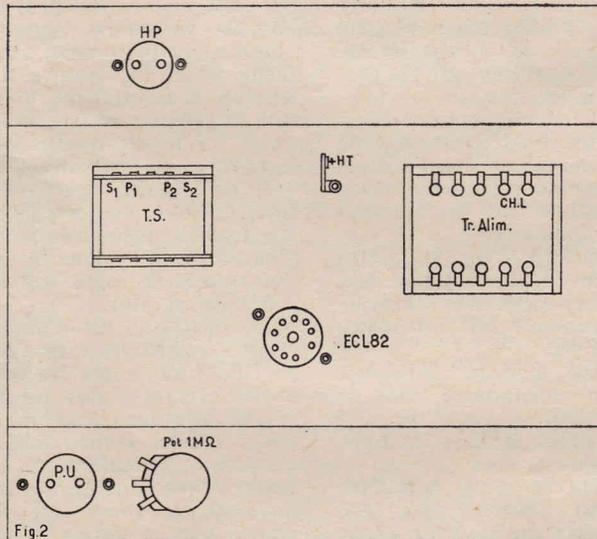
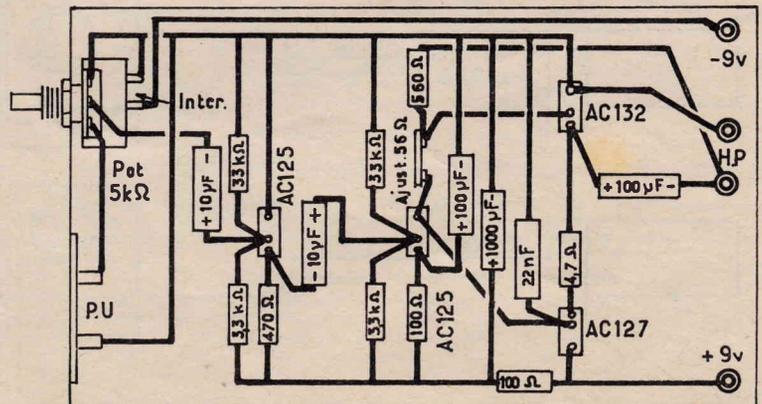


Fig.2

## CI-CONTRE SOLUTION DU PROBLÈME N° 9



# PETITE INTRODUCTION A LA MUSIQUE ÉLECTRONIQUE

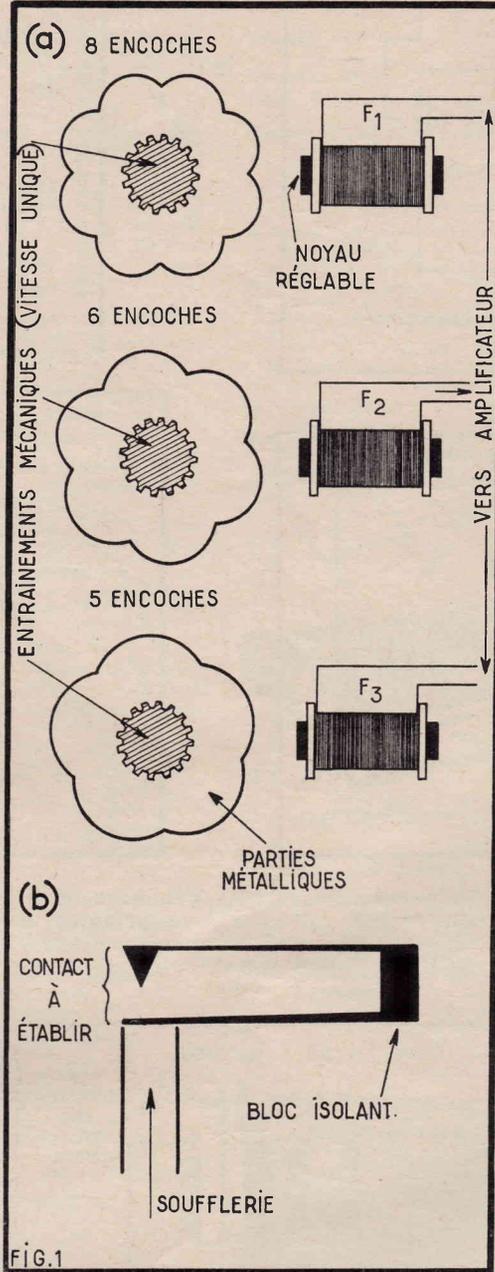
## LES DIVISEURS

Peut-être ne serait-il pas tout à fait inutile de bien circonscrire, en premier lieu, le vrai domaine de la musique électronique. Si l'intervention de l'électron est, de toute évidence, indispensable dans tous les cas, au moins à la reproduction des signaux engendrés, elle ne saurait suffire à elle seule et il y aura autant de différence entre la guitare, même électrique, qu'entre un musicien et l'utilisateur d'un pick-up, même si celui-ci est assorti d'une chaîne stéréo, de haute fidélité. Par contre, nous n'hésiterons pas à y inclure de plein droit un mirliton ou un pipeau pour peu qu'ils utilisent, tous deux, un oscillateur équipé d'un système électrique, à transistors ou à tubes. Bref, pour avoir droit à ce titre, il semblerait qu'il suffise de *produire* des sons musicaux électroniquement et non pas seulement de les *reproduire*.

Et pourtant, ce ne serait là qu'une apparence relativement restrictive, puisqu'elle exclurait des instruments commerciaux, parmi les plus évolués et les plus complets, tels le fameux Hammond et le Wurlitzer (d'origine, encore fabriqué, bien que les versions purement électroniques fassent également partie de la gamme de cette marque), tous deux pratiquement synonymes d'orgue électrique, tout court.

L'un exploite (fig. 1-a) la simple induction créée par des disques métalliques de dimensions variées, tournant à différentes vitesses, l'autre fait même appel à une soufflerie (fig. 1-b), ce qui le rapproche singulièrement des orgues à tuyaux et nous ajouterons à ces francs-tireurs parmi les meilleurs, les systèmes, proches du principe du cinéma parlant (fig. 2). Les sons fondamentaux, et parfois même les harmoniques (donc l'imitation de la plupart des instruments de l'orchestre) sont pré-enregistrés sur des porteurs transparents — disques, bandes ou tambours — d'où les notes désirées sont extraites par des lecteurs à cellules photo-électriques, ou maintenant souvent à photo-transistors.

Bien que les uns et les autres fassent suivre les générateurs de systèmes amplificateurs plus ou moins complexes, ce



par E. LAFFET

n'est donc pas à eux que ces ensembles doivent leur qualité d'électroniques et ce ne sont pas davantage les particularités de ces générateurs qui risquent de les en exclure.

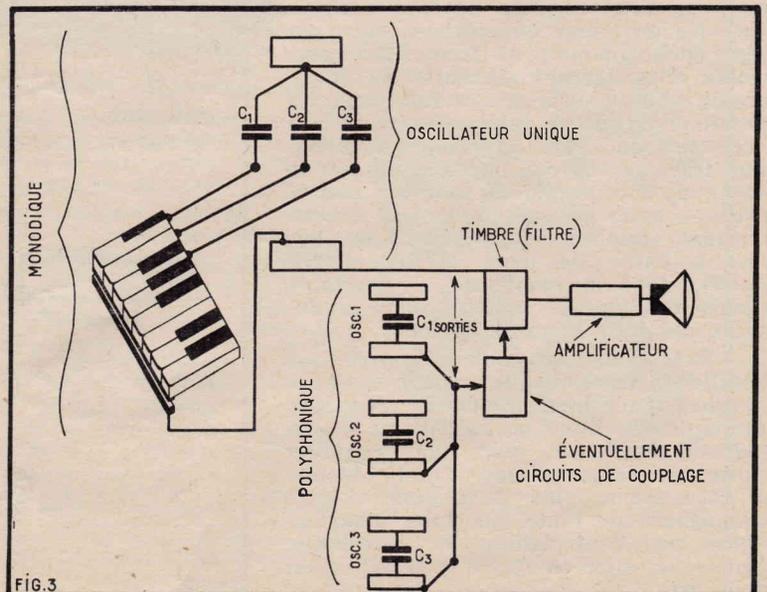
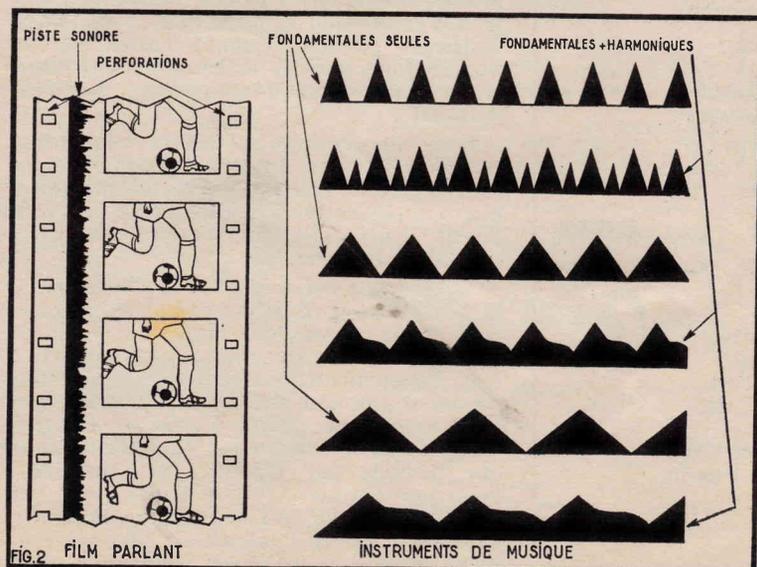
### Monophonie

Mais il est une autre division bien plus importante et plus juste qui sépare les instruments de musique électroniques en deux grands groupes, dont l'un contenu dans notre sous-titre, d'ailleurs souvent impropre, bien qu'universellement retenu et employé. Aux instruments monophoniques que nous qualifierons plus volontiers de monodiques, et dont on ne peut actionner à la fois qu'une seule touche pour ne produire qu'une seule note (fig. 3), on opposera les réalisations polyphoniques qui, très logiquement, équivaudront, par leurs multiples combinaisons *simultanées* aux pianos normaux, sinon aux orgues traditionnels eux-mêmes.

Pourtant — et c'est là que le nom attribué aux premiers nous choque — eux aussi, permettent évidemment la production d'une gamme de notes d'autant plus vaste et de faire résonner sans difficulté plusieurs octaves à la fois (fig. 4) et en tout état de cause, ce sont bien eux qui conviennent le mieux aux premières étapes des réalisations d'amateurs.

Et nous ne les considérons nullement comme des pis-aller, puisque malgré la simplicité des moyens mis en ligne (donc aussi malgré la modicité de la dépense) les résultats obtenus sont proprement remarquables, tant pour l'utilisation séparée que comme accompagnement d'instruments normaux existants : généralement, ce sont d'ailleurs eux qui « fournissent » la mélodie, alors que le piano contribue essentiellement par le rythme et la mesure (fig. 5).

Cette simplicité, cette simplification, dirions-nous même, s'étend — argument supplémentaire — aux réalisations elles-mêmes, mais avant d'en montrer le principe qui fait appel précisément aux circuits diviseurs de fréquences, objet essen-



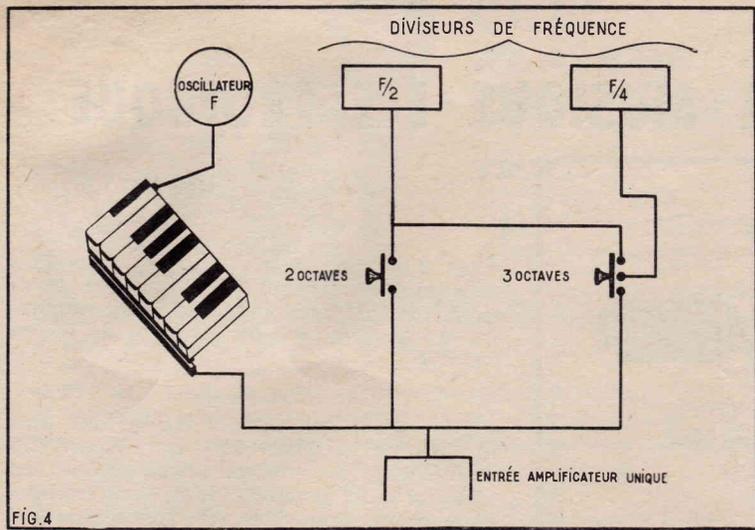


FIG. 4

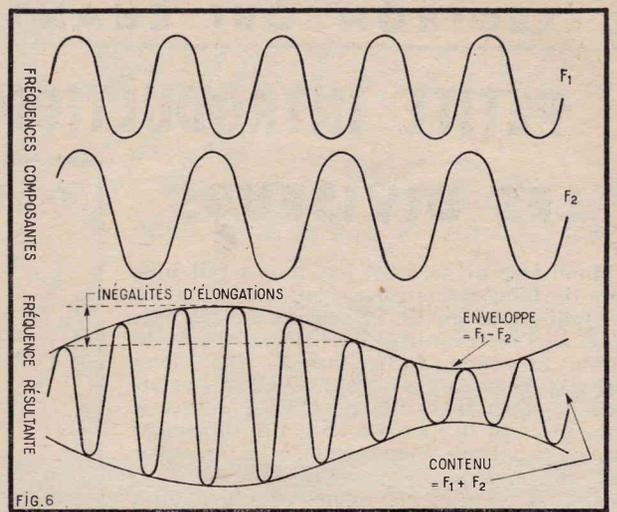


FIG. 6

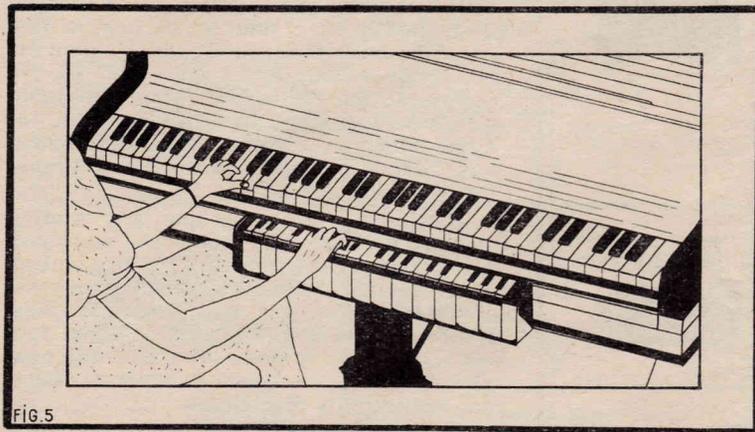


FIG. 5

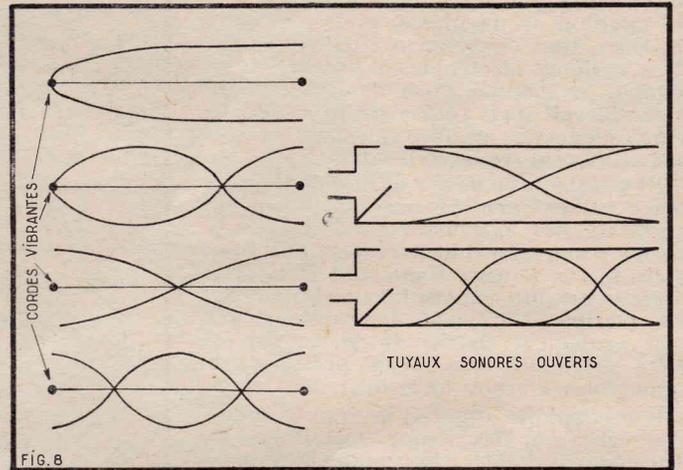


FIG. 8

tiel des présentes lignes, revoyons brièvement le rôle de chacune des fréquences composantes, ainsi que le résultat de leurs combinaisons.

#### Battements

On sait — et nous l'avons rappelé — que deux signaux de fréquences différentes peuvent « battre » entre eux pour produire un troisième signal, nouveau et ce, à une fréquence qui pourrait être la somme ou la différence des fréquences incidentes (fig. 6). Il en résulte deux servitudes — ou au contraire il faut respecter celles-ci :

— Les signaux composants doivent être mis en présence l'un de l'autre : acoustiques, les deux sources devront pouvoir atteindre un même observateur, voire un même microphone ; de fréquences plus hautes, elles devront alimenter un même circuit, comme cela se produit dans les circuits à fréquence intermédiaire de nos récepteurs de radio ou même de télévision. Rien ne pourrait mieux confirmer la réalité de ces propriétés que les instruments — assez anciens, il est vrai et relativement simplistes qui produisaient les sons à l'aide de deux oscillateurs-HF (fig. 7), dont la résultante — véritable superhétérodyne — tombait dans le domaine des fréquences acoustiques.

— Il semble, par contre, prouvé que l'oreille ne percevra plus chacun des sons initiaux, mais bien plutôt la fréquence résultante et comme ces battements se distinguent également par une variation continue des amplitudes, l'onde obtenue sera même plus sinusoïdale et s'accompagnera de toute une suite d'harmoniques peu contrôlables. Bref, difficulté sérieuse de mise en forme et d'utilisation sérieuse.

On pourrait, sans trop s'éloigner de la stricte réalité, rattacher à ce principe, à la fois le fading du rayonnement électromagnétique, lequel entraîne des modifica-

tions périodiques de l'importance du signal reçu, et l'effet Doppler, qui modifie la hauteur de la note — donc de la fréquence — perçue, suivant les mouvements relatifs d'un observateur et de la source du signal ; l'un des deux pouvant d'ailleurs rester fixe, ce qui équivaut à un déplacement nul.

Et voici en quoi cette notion — nullement nouvelle — des différentielles semble différer des battements, auxquels on avait l'habitude de les inclure.

#### Différentielles

Ce petit passage, sans vouloir être prétentieux, met à profit des recherches tout à fait récentes dans cette branche en pleine évolution qu'est l'Acoustique, comme le prouve, entre autres, l'essor pris par la Stéréophonie ; et nous nous permettons d'attirer particulièrement l'attention de nos lecteurs sur les distinctions introduites ici, dans un domaine qui semblait définitif.

Bien que l'on puisse effectivement ramener — nous l'avons déjà montré — les propriétés essentielles de la Musique à des considérations mathématiques (voir Bach), il ne s'agit nullement ici d'extraits de Calcul Intégral.

Nous avons évoqué, pour les battements, la possibilité d'additionner des fréquences réellement produites, mais, on constate que c'est la soustraction qui l'emporte : très logiquement, la fréquence résultante ira en diminuant au fur et à mesure que les fréquences composantes se rapprochent l'une de l'autre. Si la seule et unique période par seconde reste parfaitement perceptible — sinon audible — c'est le battement nul qui constituera la limite évidente : on ne l'entendrait plus au moment précis où les deux fréquences sont

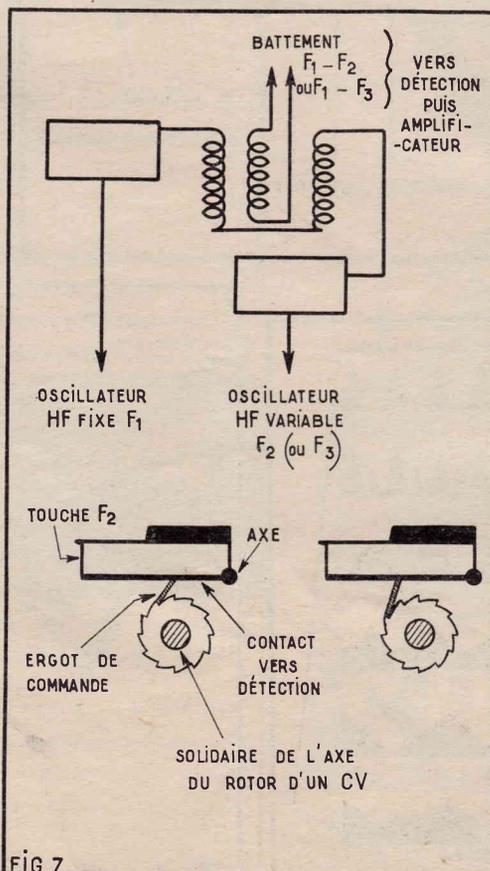


FIG. 7

RECEPTEUR VU DE DOS

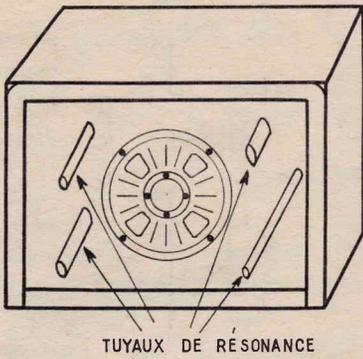


FIG. 9

rigoureusement égales et ce sera même là une méthode recommandée et efficace pour le réglage final de notre instrument, comme de bien d'autres.

C'est en diminuant l'écart des fréquences jusqu'à l'annuler, que nous avons atteint le battement nul, donc d'ailleurs aussi, une seule et unique fréquence. Si nous refaisons maintenant l'expérience en sens inverse, nous constaterons, après avoir retraversé la zone déjà envisagée (donc pour des écarts de fréquences plus importants), l'apparition d'une nouvelle sorte de fréquences résultantes, correspondant numériquement encore à la différence des fréquences produites, mais qui se distinguent des battements, essentiellement par le fait qu'elles coexistent avec celles-ci.

On pourrait dire encore qu'au lieu de supprimer les fréquences génératrices, comme le font les battements, les différentielles — c'est leur nom — enrichissent au contraire le produit final et ce, d'autant plus, que le nombre des fréquences initiales est lui-même plus élevé. Si l'on veut effectivement attribuer à ce phénomène la sensation d'ampleur que donne l'audition d'un orchestre, on aurait tort — résultat précisément des expériences et des réalisations récentes, auxquelles nous avons fait allusion plus haut — de ne pas les faire intervenir également dans les qualités mêmes de tel ou tel instrument utilisé séparément.

Aujourd'hui, on aurait tendance à ramener les performances de tel Stradivarius à deux causes : les cordes elles-mêmes qui autoriseraient un grand nombre de fréquences harmoniques (fig. 8), d'où le timbre et la caisse de résonance qui communique leur richesse aux sons par le bois qui la compose, par — découverte récente — un produit qui imprègne ce bois, par la colle même, mais aussi par la « masse » — toute relative — d'air qu'elle emprisonne. C'est ce milieu qui ferait apparaître toute une vaste gamme de ces différentielles, comme certaines marques l'avaient déjà exploité il y a une vingtaine d'années, dans des récepteurs de ra-

dio pourvus intérieurement de quelques tuyaux (fig. 9) de grandeurs différentes, autant d'éléments de résonance, destinés alors surtout à l'extrémité « basse » du spectre des fréquences acoustiques.

**Données physiologiques**

Si les différentielles enrichissent la sonorité, si le timbre caractérise les divers instruments, toutes ces qualités se ramènent, sur un plan technique, à des fréquences des plus différentes, mais pour autant, il ne s'agit nullement de les employer, à tort et à travers. Vouloir réaliser un instrument de musique qui soit autre chose qu'un simple guide-chant, c'est bien, mais donner satisfaction à l'oreille, c'est mieux et nous ne connaissons pas d'exemple où une oreille se serait laissée impressionner par des considérations théoriques ou par la vue — nous nous excusons pour cette détestable comparaison — d'un splendide oscillogramme.

Nous retrouvons là les problèmes posés dans certaines installations de très haute fidélité qui ne parviennent cependant pas à séduire les auditeurs : une courbe de réponse théoriquement parfaite peut fort bien aller à l'encontre des désirs de l'oreille ; les mêmes désagréments se rencontrent d'ailleurs, aussi, dans les émissions faites en modulation de fréquence, où les textes *lus*, surtout par des voix féminines, finissent par créer une sensa-

prendre position dans cette nouvelle que- relle des Anciens et des Modernes, nous ramènerons tout de même à cette dernière propriété la difficulté qu'éprouvent tant et tant d'auditeurs à trouver harmonieuse la musique concrète ou ultra-moderne.

Même si ces valeurs absolues se rappro- tent surtout au médium, c'est-à-dire aux environs de ce LA-3 (que nous avons déjà cité, comme représentant un étalon possi- ble) et si nous admettons environ 54 périodes d'écart avec le SI suivant, cette tolérance représente, soit 6 % de l'inter- valle, soit même 0,64 % de la fréquence même de cette dernière note.

Or, un oscillateur quel qu'il soit ne pro- duit pas un intervalle de fréquences, mais bien, au moins, une fréquence et il en ré- sulte que cette fraction de % doit bel et bien représenter sa précision propre sous peine de ne plus conduire à aucun accord possible. Et, au fond, tant que nous res- tons dans un domaine que nous qualifie- rons encore de purement technique, bien que l'oreille n'en soit évidemment pas exclue, il importe moins que le LA-3, fourni par l'instrument, corresponde bien à 440 p/s (conservons cet exemple et adop- tons cette valeur) que d'en tirer un LA-4 à une fréquence double et un LA-5 à une fréquence triple (fig. 11). Ce après quoi, on risquera, bien entendu, de sursauter, dès que l'on cherchera à tirer un air de cet instrument et on hurlerait que tout cela sonne faux.

De cette double situation, dont nous avons volontairement exagéré l'import- tance, nous tirerons la conclusion que les risques — et les difficultés de réglage — seront limités, si l'on établit un oscillateur unique pour tous les LA, seul élément deman- dant un réglage, et que l'on passe d'octave en octave par des systèmes élec- troniques purs, donc pratiquement indé- réglables (fig. 12).

**Principe de la division**

Une fois que nous avons retenu ce prin- cipe pour une réalisation, seule se pose la question de savoir si nous allons faire appel à des multiplicateurs ou, au con- traire, à des diviseurs de fréquences, bien que ce sous-titre laisse déjà prévoir « notre » préférence (et celle de la majorité des réalisateurs, amateurs, commerciaux ou industriels).

Dans un domaine où, malgré la dénomi- nation générique, tous les appareils ne sont pas entièrement de nature électro- nique, on pourrait fort bien envisager une solution mécanique pour l'un ou l'autre de ces systèmes et il suffirait par exemple, d'actionner un moteur synchrone qui porterait un dispositif comparable à notre figure 1-a : les « bonnes » fréquences appliqueraient encore la loi de Lenz et dépendraient uniquement de la précision d'ajustage des disques métalliques.

Faisons l'aveu que, profondément ac- quis à l'Électronique, nous n'aurions guère envisagé une telle solution, qui reste probablement unique à se prêter aussi

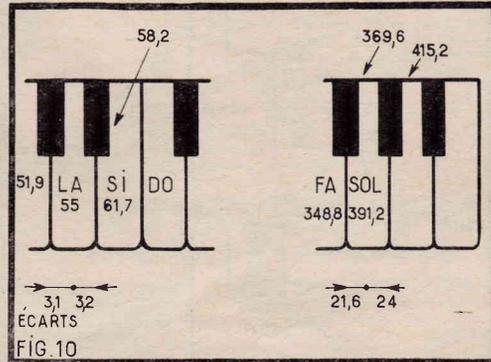


FIG. 10

tion très désagréable, tant sont montées en épingle les fréquences aiguës.

A la question « que demande l'oreille ? » notre réponse concise, donc forcément in- complète, serait « l'accord ».

Des expériences et des mesures obliga- toirement subjectives, malgré toutes les précautions que l'on pourrait être amené à prendre, ont conduit récemment à la conclusion que l'oreille « moyenne » (donc non-musicienne), était d'une part, parfaitement capable de distinguer deux notes qui ne diffèrent entre elles que par 3,2 périodes (seuls les sujets excep- tionnels poussaient jusqu'à un quart de période) et, qu'elle éprouvait, d'autre part, une sensation quasi douloureuse, lorsque cet écart atteignait 22 périodes (fig. 10) pour deux notes produites et transmises simultanément ; sans vouloir

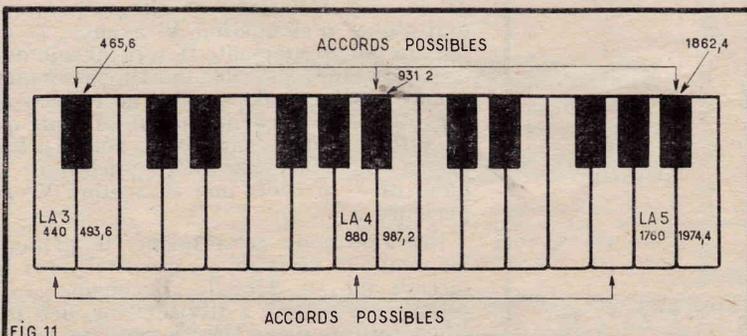


FIG. 11

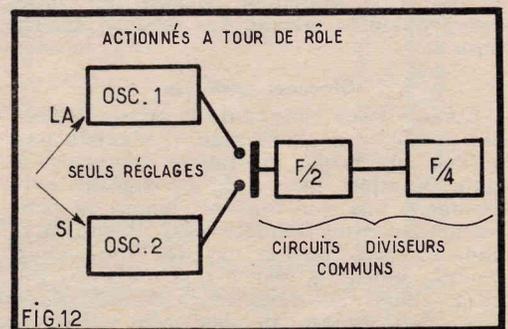


FIG. 12

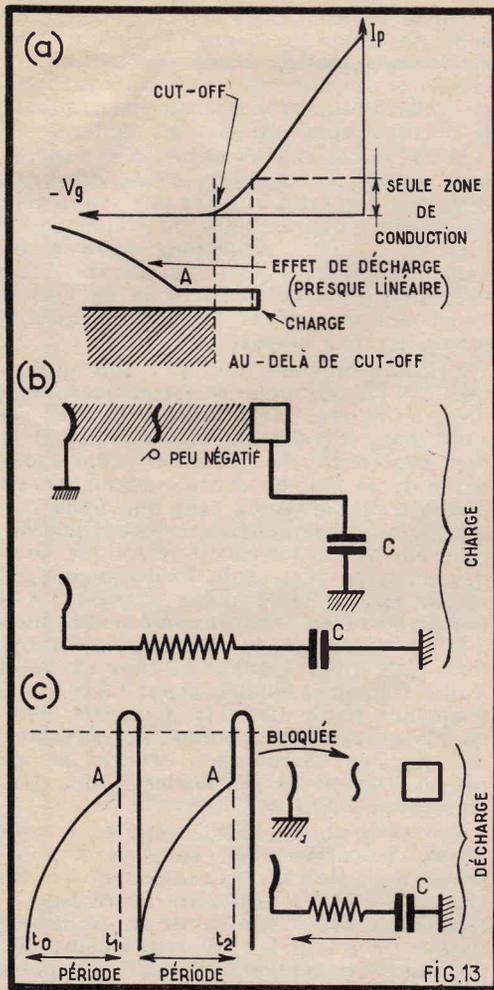


FIG. 13

facilement à la multiplication qu'à la division : électroniquement, seule cette dernière sera retenue, pour des raisons que nous allons voir et comprendre incessamment.

Dans la très grande majorité de ces systèmes, on part d'un signal produit par une sorte de « maître »-oscillateur que rien n'empêche, mais que tout conseille, de stabiliser tant en fréquence qu'en alimentations continues et mêmes en fonction des variations possibles des conditions ambiantes avec, en tête, la température.

Utilisable seul, en tant que fréquence fondamentale, ce signal synchronisera à sa façon toute une suite de relaxateurs, assez spéciaux, de telle sorte que chaque cycle incident détermine une seule période de conduction sur les deux états, dans lesquels le montage peut se trouver, soit encore une fréquence deux fois moindre. D'étage en étage, on peut ainsi diviser la fréquence appliquée et, conséquence directe de notre façon d'aborder ce principe, absence de toute autre limite que le domaine des fréquences audibles. Cependant, bien que cadrant dans le groupe général des diviseurs, les circuits présents ne permettront que des divisions suivant des puissances de 2 (2, 4, 8, etc.) ce qui n'est nullement gênant par suite des propriétés mêmes des octaves acoustiques.

**Diviseurs pratiques**

Comme nous venons de le laisser entendre et même de l'affirmer, il n'existe pas de relaxateur qui ne puisse convenir à cette fonction, mais cela ne signifie évidemment pas que tous atteignent la perfection avec un bonheur égal. Parmi eux, nous envisagerons le cas de l'oscillateur bloqué, blocking, parce que d'emploi général dans des téléviseurs, donc censé être bien connu, il n'est pas tellement

courant dans les instruments électroniques.

La raison de cette trop fréquente absence ? A notre avis, probablement le fait que, vers les fréquences basses, il devient difficile de conserver la forme des signaux sans avoir recours à des transformateurs lourds, encombrants et — toutes proportions gardées — coûteux, mais, ce n'est pas une raison suffisante — toujours à nos yeux — pour les éliminer complètement, car, dans la mesure où toute l'action se ramène souvent à la détermination d'une tension correcte, l'opération y serait particulièrement aisée.

De façon générale (fig. 13-a) on ne bénéficie pas de la totalité du cycle d'un blocking et cela précisément, parce que le propre de ce type de relaxateurs est de devenir — et de rester — conducteur uniquement pendant une toute petite fraction de sa période. On considère généralement le cut-off comme une limite en-deçà de laquelle rien ne se passe et, en restant sur cette position par trop absolue, on y concevrait mal toute une suite de variations, autant de la tension, que des intensités.

C'est là oublier le rôle prépondérant des condensateurs, dotés d'une sorte de mémoire, qui leur fait restituer, pendant des intervalles de temps relativement

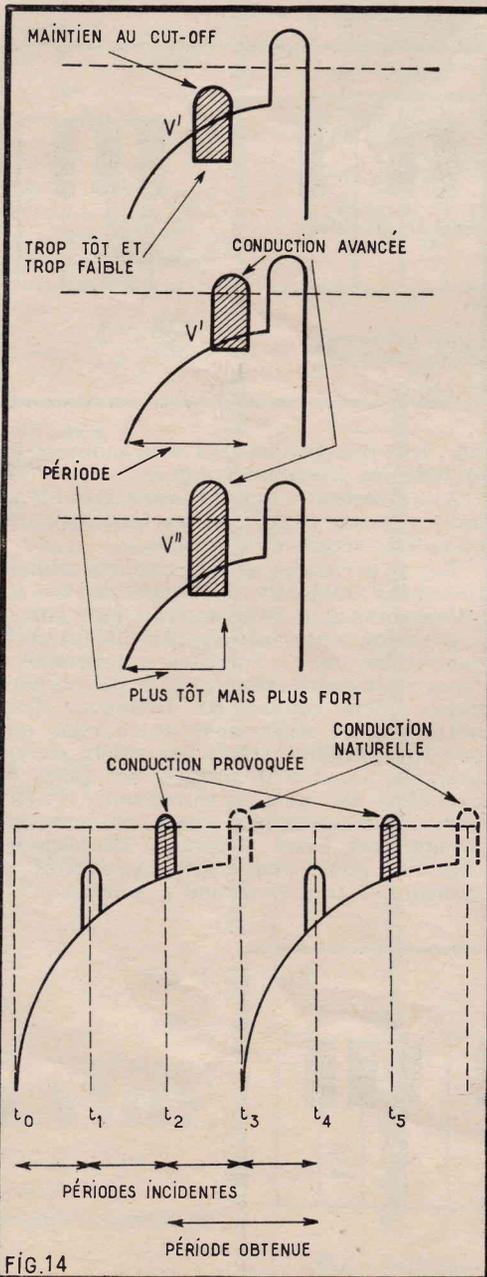


FIG. 14

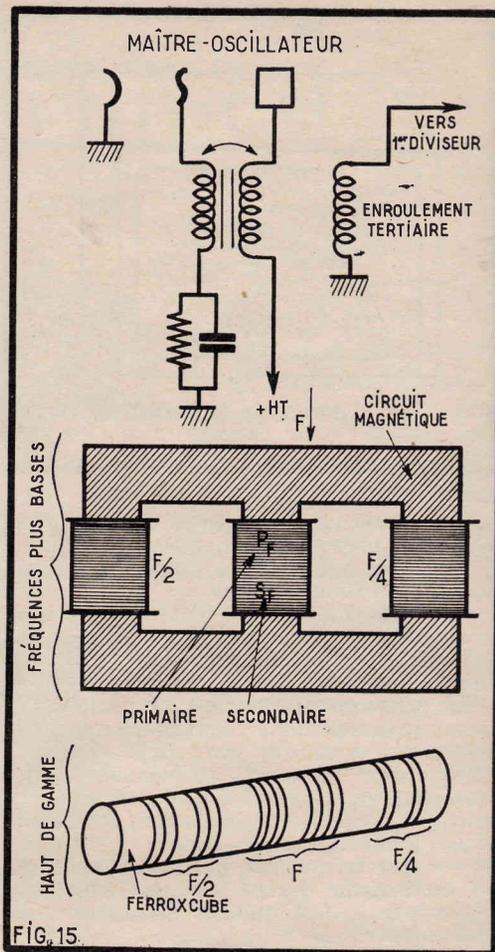


FIG. 15

longs, des impressions fugitives, les charges dont ils ont pu être le siège ; si donc effectivement l'espace interne du tube préposé à la fonction relaxatrice perd momentanément sa faible résistance ohmique qui le rendrait conducteur, il la remplace (fig. 13-b) par une autre nettement plus élevée qui participe à la détermination de la constante de temps, lors de la décharge.

La charge acquise s'écoulera donc à travers les enroulements, couplés convenablement, de telle sorte que la grille, après avoir été rendue brusquement très négative, puisse, petit à petit, acquérir à nouveau un potentiel suffisamment proche de la valeur nulle pour ne plus s'opposer au transit électronique : le tube reconduit brutalement recharge le condensateur et... rebloque le système. Tels seraient les événements spontanés, si on abandonnait le montage à son sort, mais puisque le moment de la conduction, donc finalement la durée du phénomène, ne dépendent que du potentiel alors atteint par la grille de commande, on dispose là d'un véritable « convertisseur » tension-fréquence.

Normalement (fig. 13-c) le passage au-dessus du cut-off, donc le début de la conduction, se ferait aux temps  $t_1$  ou  $t_2$ , situés à l'extrémité A de la partie inclinée de la caractéristique et si, en principe, tout signal d'élongation  $V'$  avance, le début de cet événement, il sera absolument indispensable, soit de choisir le moment précis où la courbe, propre au relaxateur, sera déjà assez proche du cut-off pour que  $V'$  suffise, soit — sans pour autant négliger complètement le choix parfait de ce moment — prévoir une élongation  $V''$  supérieure à  $V'$ .

Présenté sous cette forme, le principe du montage diviseur — qui seul nous intéresse ici — découle directement : ne retenir du signal à diviser que des tensions suffisamment faibles pour qu'une sur

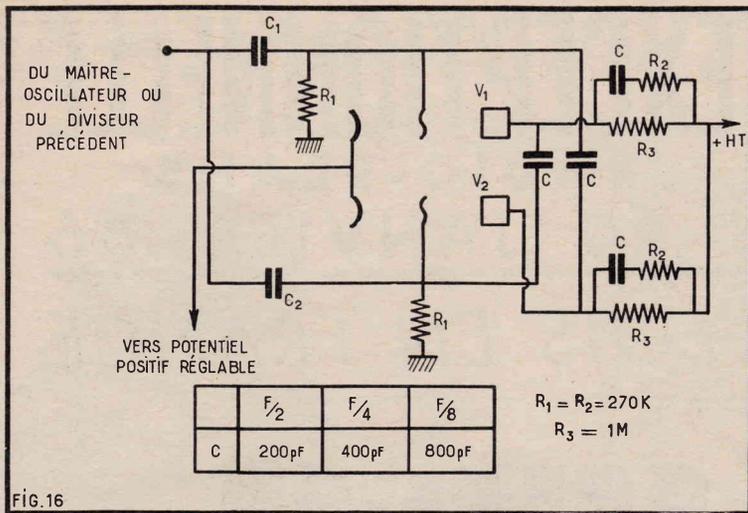


FIG. 16

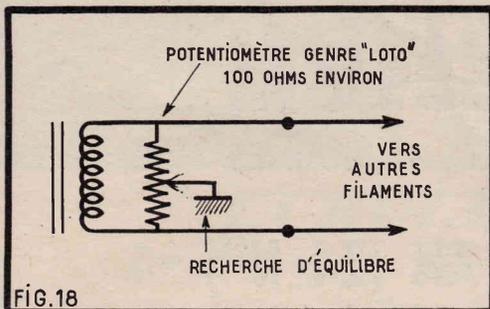


FIG. 18

deux seulement (fig. 14) puisse avancer le moment où le blocking quitterait de lui-même la zone de non-conduction.

Le maître oscillateur (fig. 15), lui-même un blocking, pourrait, soit comporter un enroulement spécial, soit prolonger le circuit magnétique de son propre transformateur et c'est sur ce circuit que l'on disposerait toute la suite des primaires qui alimenteraient — directement ou indirectement — les grilles de chacun des étages diviseurs.

A ce cas, absolument typique d'une réalisation où tout le réglage se ramène, en fait, à l'établissement et la détermination d'organes parfaits, nous ferons succéder l'un de ces multivibrateurs qui sont tout de même d'un emploi assez fréquent, probablement encore, parce qu'ils ne présentent aucun des inconvénients signalés plus haut. Et pourtant tout doit bien y commencer, soit par la connaissance parfaite de la forme des signaux appliqués, soit par des circuits de mise en forme : intégrateurs et différentiateurs conviendraient en principe aussi bien que de simple écrêteurs, car, en fait, et dans la pratique, nous approcherons là de très près des conditions de travail mêmes d'un montage similaire inclus dans un récepteur de télévision.

Les deux tubes  $V_1$  et  $V_2$  forment (fig. 16) l'un de ces diviseurs et nous admettrons comme position de repos le moment où  $V_1$  ne conduit pas. Le signal incident, de forme généralement rectangulaire (sinon l'un des montages cités à l'instant effectuera la métamorphose) et d'élongation plutôt négative atteindra, à travers  $C_1$  et  $C_2$  cette grille, aussi bien que celle de  $V_2$ , actuellement seule à pouvoir bénéficier de son influence ; il s'ensuivra une variation du courant anodique et l'apparition à la plaque de  $V_2$  d'un signal tel que, transmis à la grille de  $V_1$ , encore au cut-off, il lui fasse franchir ce seuil : toute la situation se renverse, le tube  $V_2$  cessera, à son tour, de conduire et c'est la grille de commande de ce dernier que l'impulsion suivante

actionnera. Si nous faisons le bilan de l'opération dans son ensemble, nous constatons qu'il faut disposer de deux impulsions pour voir le multivibrateur revenir à la grille de  $V_1$  bloquée et le signal délivré finalement par l'anode de  $V_2$  se renouvellera effectivement à une fréquence deux fois moindre.

Un peu plus difficile à mettre au point, peut-être (bien que tout puisse se ramener au fond, au choix convenable des condensateurs et à la détermination précise de la polarisation cathodique), cet autre montage (fig. 17-a), assez proche du multivibrateur, tout en ne comportant qu'un seul élément. Pourtant, ici encore, le premier effet du courant anodique consiste à charger un condensateur, dont la valeur est choisie de telle sorte qu'il suffise d'une demi-période du signal appliqué à la grille pour lui faire atteindre sa pleine charge et que celle-ci, transmise à la cathode, provoque le blocage total du tube pendant la deuxième demi-période. Ici encore, on le comprend, division de la fréquence incidente, quoique avec un automatisme moindre : les circuits différencieront, d'une part, d'un maître-oscillateur à un autre et, d'autre part, dans le cadre même de l'octave d'un diviseur au suivant. Mais, au fond, quel est le montage électronique qui ne demanderait pas un alignement, souvent plus complexe encore ?

Fidèle au principe de ces exposés, nous croyons avoir fourni suffisamment de détails sur chacun de ces montages, et nous les avons suffisamment séparés les uns des autres, pour que nos lecteurs puissent considérer chacun d'entre eux comme un véritable module incorporable ou adaptable, sans précautions particulières. Si ! Tout de même, en dehors des règles générales (ne pas trop rapprocher les circuits les uns des autres, ni l'entrée d'un même circuit de sa sortie), il pourrait se révéler nécessaire de porter une attention particulière aux circuits de chauffage et ce, surtout, pour les étages à très basse fréquence, en dessous d'une certaine de périodes : parfois, la recherche d'un bon point-milieu (fig. 18) ne suffit pas à éli-

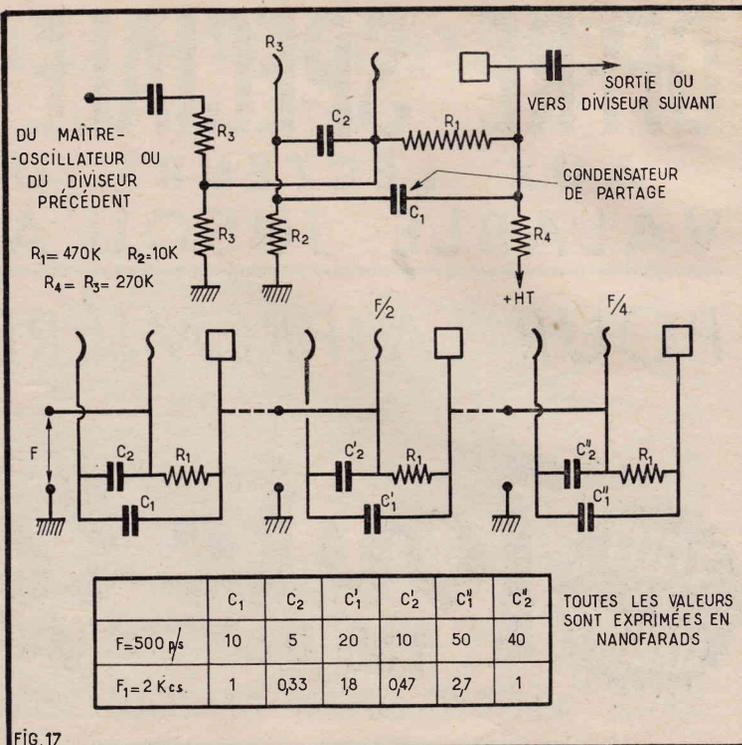


FIG. 17

miner des ronflements, légers peut-être, mais gênants tout de même et il faudrait se résigner à alimenter de tels filaments, même à chauffage indirect, à l'aide d'un courant redressé, sinon filtré.

## A NOS LECTEURS

Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

Nombre d'entre eux se livrent à des essais et à des expériences originales, d'autres, qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage de mesures nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou pour remplacer un organe qui vous faisait défaut, si vous avez imaginé une astuce pour faciliter un travail délicat faites-nous-en part.

En un mot, communiquez-nous (avec tous les détails nécessaires, tant par le texte que par le dessin, simples croquis qui n'ont besoin que d'être clairs) ce que vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

Selon leur importance, les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 10,00 à 50,00 F ou exceptionnellement davantage.

# LES ÉMISSIONS ÉTALONNÉES RÉCEPTION ET UTILISATION

par A. CHARCOUCHET

Les émissions étalonnées peuvent servir aux amateurs aussi bien qu'aux professionnels, qui ne font pas faute de contrôler leurs appareils ou leurs mesures sur ces étalons mis gratuitement à leur disposition.

Dans bien des domaines, elles sont le seul recours pour les gens éloignés qui peuvent ainsi vérifier ou étalonner leurs appareils de mesure. Même l'amateur qui possède un fréquencemètre sera très heureux de pouvoir le contrôler à l'aide de ces émissions de grande précision. Lorsque l'on se sert d'un tel engin, il ne faut pas croire qu'il ne peut être lui-même déréglé. Tout d'abord, le cadran peut avoir subi un glissement et ne plus être juste, ce défaut peut cependant être rattrapé par le fréquencemètre lui-même, à l'aide de l'étalon incorporé à l'appareil. A partir de cet instant, il faut supposer que l'étalon (la plupart du temps constitué par un oscillateur cristal) est juste. Si l'on désire une précision moyenne, l'étalonnage sera suffisant; mais si l'on travaille dans des fréquences élevées l'erreur initiale de l'oscillateur sera multipliée par le nombre qui représente le numéro d'ordre de l'harmonique que l'on utilise. Il faut donc pouvoir contrôler l'étalon lui-même avec une source qui possède une précision supérieure à la sienne, c'est ce qu'il est possible de faire à l'aide des émissions étalonnées.

Nous avons jusqu'à maintenant supposé utiliser les émissions étalonnées pour des mesures HF, mais il est aussi possible de procéder à des calibrages BF avec de telles émissions.

## Réception

Pour recevoir les stations diffusant les émissions étalonnées, il faut tout d'abord posséder un récepteur couvrant les gammes de travail.

Ce premier impératif est très facile à remplir du fait que l'on trouve dans le commerce des récepteurs allant au moins jusqu'à 18 MHz. Nous avons reçu à plusieurs reprises la station MSF sur un très bon récepteur à transistors qui, évidemment, était muni de plusieurs bandes d'ondes courtes assez bien étalées.

Il faut aussi, si le récepteur n'est pas très sensible, lui fournir une tension HF importante. Cette HF sera recueillie par une antenne suffisamment grande et dégagée. Il n'est pas nécessaire que cet aérien soit accordé sur la fréquence de travail, une bonne antenne d'émission fait très bien l'affaire, certainement mieux qu'un simple bout de fil plus ou moins bien isolé.

Une fois ces deux conditions réunies, il s'agit de trouver la station étalon. C'est un exercice relativement facile lorsque l'on a un peu de patience et quelques notions élémentaires de télégraphie. Il suffit, la plupart du temps, de connaître trois lettres qui composent l'indicatif de la station, encore que certaines diffusent leur indicatif en téléphonie, ce qui simplifie grandement les choses.

Nous verrons plus loin la liste de ces stations ainsi que leurs méthodes de transmission.

## Utilisation

### Étalonnage d'un générateur basse fréquence :

En général les stations étalons transmettent deux ou trois fréquences BF étalonnées qui peuvent permettre le calibrage des oscillateurs du même type. Pour une grande précision, il faut se procurer et utiliser un oscilloscope qui permettra de régler l'appareil à une fraction de période près suivant bien entendu la stabilité de l'appareil lui-même. Dans l'autre cas, il ne sera possible de faire un étalonnage correct que sur une ou deux fréquences transmises par la station.

Tout d'abord le cas le plus simple ; sans oscilloscope :

Il suffit de se munir d'un casque et d'écouter le battement produit par les deux fréquences ou encore de prendre un œil cathodique que l'on alimentera normalement en tension filaments et en HT et d'appliquer sur la grille la tension issue soit du haut-parleur soit de la première BF du récepteur. Pour réaliser le battement, il suffit que le récepteur soit connecté à une antenne et réglé sur la station désirée, appliquer alors la sortie du générateur à étalonner à la grille de la première BF en ayant soin de diminuer la tension de sortie de façon qu'elle ne soit pas supérieure à la tension BF fournie par le détecteur du récepteur. Au moment de la transmission de la fréquence sonore, il suffit de régler l'oscillateur pour obtenir un battement zéro, c'est-à-dire aucun son dans les écouteurs du casque ; on entend tout d'abord une fréquence qui correspond à la fréquence BF, puis lorsque l'on se rapproche de la fréquence exacte, le son diminue de hauteur pour ne plus être qu'un battement très lent ; quelquefois un battement à la seconde mais en général ce battement se perd dans les parasites de la réception. Cette mesure n'est pas très précise et nous préférons le système de l'œil cathodique qui permet une appréciation meilleure.

L'œil est alimenté normalement comme nous l'avons dit plus haut, la grille étant réunie, soit au HP ou à la plaque du premier étage BF (ne pas oublier dans ce cas que sur cette électrode se trouve la HT et qu'il y a lieu de recueillir la BF par un condensateur et de découpler la grille de l'œil par une résistance de 470 000 ohms environ) ; se rapprocher le plus possible de la fréquence étalon par une écoute préalable et au moment de la transmission rechercher une ouverture maximum de l'indicateur. Le fonctionnement est simple lorsqu'il y a battement important, la tension sur la grille du tube est importante, mais plus l'on se rapproche du battement zéro, plus la tension diminue et moins le tube a tendance à se tenir fermé ; on arrive par ce procédé à voir les battements très lents produits par le mélange des deux oscillations.

A l'aide d'un oscilloscope, le travail devient vraiment sérieux et l'étalonnage, si l'appareil a été bien conçu, peut être exact à une fraction de période près.

Il faut tout d'abord réaliser le montage de la figure 1. Le récepteur est réglé sur la fréquence de la station étalon, la sortie BF (le secondaire du transfo de HP ou une prise faite sur la détection) est reliée aux plaques horizontales de l'oscilloscope et la sortie de l'oscillateur BF aux plaques verticales. On attend la production de la fréquence BF et on cherche à obtenir une figure stable en faisant varier le réglage de l'oscillateur.

La figure 2, donne un aperçu des traces que vous pourrez observer sur l'oscilloscope. Si la fréquence de l'oscillateur est très éloignée de la fréquence étalon, la figure devient confuse et difficile à interpréter. Pour cette raison il faut chercher à obtenir en premier lieu la fréquence fondamentale.

Si par exemple la fréquence BF produite par l'étalon est de 400 périodes il faudra prérégler l'oscillateur sur une fréquence assez voisine, cette opération est assez facile à réaliser par l'écoute sur n'importe quel ampli BF, ne serait-ce que celui du récepteur.

On recherche à obtenir la trace de la figure 2 A. Celle-ci correspond au battement zéro dont nous avons parlé plus haut. Il se peut que la figure produite soit un rond parfait ou encore une ellipse plus ou moins aplatie. Il est d'ailleurs facile de changer la forme de cette figure en agissant sur les amplitudes de l'oscilloscope qui la transformeront soit en une ellipse très allongée ou en un rond presque parfait. De toute façon, si le réglage n'est pas exact, à une fraction de période près, la figure semblera tourner sur elle-même. Ces rotations donnent le décalage en périodes-seconde entre l'étalon et l'appareil en réglage. Il suffit de compter les tours ou les fractions de tour à la seconde pour connaître le décalage. Dans de très nombreux cas cette précision n'est pas nécessaire.

Une seule fréquence de réglage n'est pas suffisante dans la plupart des cas ; il faut donc utiliser un artifice pour étalonner les autres points du cadran de l'oscillateur. Cette possibilité est offerte par les figures de Lissajous. Si la courbe est celle

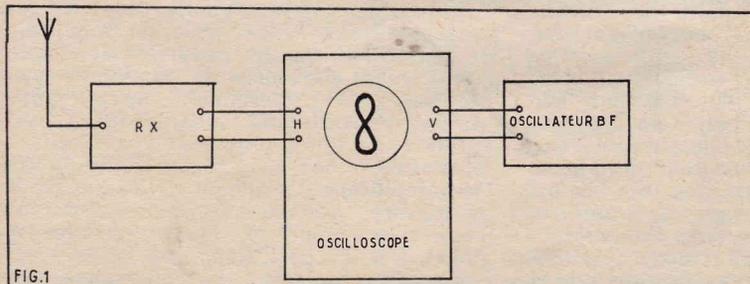


FIG. 1

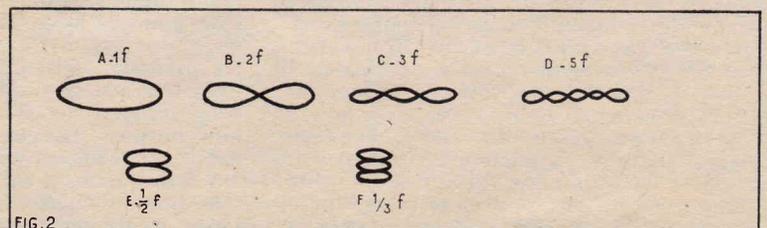
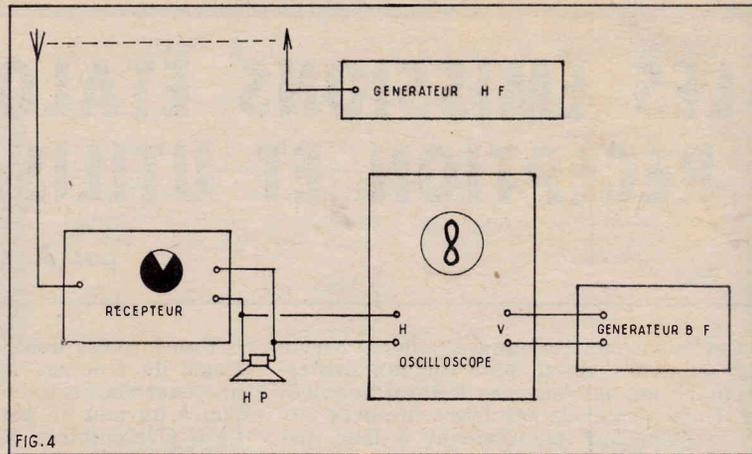
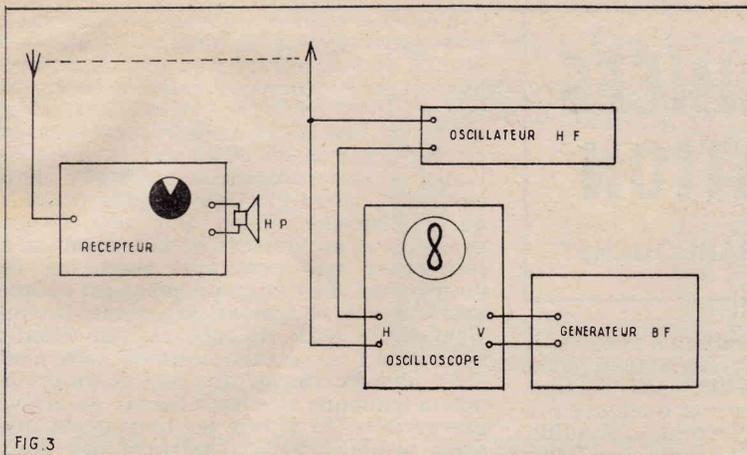


FIG. 2



de la figure 2 a nous avons la fréquence fondamentale, par exemple si l'étalon est à 400 périodes seconde, l'oscillateur sera sur 400 périodes lui aussi.

En tournant le réglage des fréquences, nous obtiendrons la figure 2 b qui correspond à deux fois la fréquence étalon, c'est-à-dire 800 périodes ; en continuant nous aurons encore la figure 2 c qui correspond à trois fois la fréquence donc 1 200 périodes, et ainsi de suite, 2 d étant cinq fois la fréquence, c'est-à-dire 2 000 périodes. En bref, il suffit d'immobiliser une trace sur l'oscilloscope et ceci par le réglage du bouton ou du cadran de fréquence de l'oscillateur et de compter les bosses supérieures ou inférieures pour avoir le nombre par lequel il faut multiplier la fréquence étalon et ainsi déterminer celle de réglage de l'appareil soumis au contrôle. Les fréquences plus basses que la fréquence étalon sont mesurées de la même façon, mais les boucles de la figure ne sont plus horizontales, mais verticales ; il suffit encore de compter les bosses d'un côté pour connaître le diviseur de la fréquence étalon et avoir ainsi le réglage générateur. Les figures 2 e et 2 f correspondent à 1/2 et à 1/3 de la fréquence, c'est-à-dire 200 et 133,333 périodes.

Il est à signaler que la fréquence du secteur, qui est très stable, peut permettre aussi des étalonnages, par les figures de Lissajous.

Lorsque l'on arrive vers les fréquences élevées, il devient difficile de compter les bosses, il faut à ce moment disposer sur le tube cathodique d'un quadrillage quelconque pourvu qu'il soit sérieux et régulier. D'ailleurs, les bons oscilloscopes possèdent tous cet accessoire. On compte alors les bosses dans l'intervalle d'un carreau et on multiplie par le nombre de carreaux.

#### Étalonnage d'un générateur HF

Pour accomplir ce travail il existe plusieurs méthodes.

La première qui vient à l'esprit est l'utilisation de la fréquence HF étalon pour opérer un battement audible au casque ou visible sur un œil cathodique, comme il a été fait pour l'étalonnage du générateur BF.

Cette fois il ne faut plus injecter les signaux du générateur BF dans le préampli BF du récepteur, mais en même temps que l'émission étalon, c'est-à-dire à l'entrée HF. Pour réaliser cette opération, il faut tout d'abord recevoir la station étalon et approcher le plus possible la fréquence du générateur de celle-ci. On règle le générateur sur la porteuse en ayant soin de doser la puissance de sortie du générateur pour ne pas saturer le récepteur et aussi couvrir la station. Pour obtenir un

battement audible, il faut que les deux tensions soient pratiquement égales en valeur. Attendre que la station étalon transmette une fréquence pure, sans modification d'aucune sorte, et obtenir le battement zéro dans les écouteurs ou encore au maximum d'ouverture de l'œil magique.

Cette fois encore nous n'obtiendrons qu'un calibrage et cela est assez pauvre. Mais comme il a été indiqué plus haut pour les fréquences BF, nous allons utiliser les harmoniques qui, en HF, s'obtiennent très bien surtout si le récepteur est tant soit peu sensible.

Prenons par exemple une station transmettant une fréquence étalon sur 20 000 kHz, cette fréquence est l'harmonique de 10 000 kHz, 4 de 5 000 kHz, 6 de 3333,333. Mais aussi l'harmonique 3 de 6666,666 kHz et 5 de 4.000 kHz.

Il est donc possible, en prenant la fréquence la plus haute, c'est-à-dire 20 000 kHz, de remonter très loin. Il suffit de compter le rang de l'harmonique et de diviser la fréquence étalon par le nombre représentant ce rang. Il faut évidemment retoucher la sortie du générateur, plus le rang de l'harmonique est élevé, puisque l'amplitude maximum est obtenue pour la fréquence fondamentale et qu'elle devient de plus en plus faible à mesure que l'on s'élève dans le rang des harmoniques.

Il ne faut pas croire que la variation suive une règle quelconque, tout dépend de la qualité du circuit oscillant et de la réalisation du circuit de sortie du générateur qui peut favoriser certaines fréquences au détriment des autres, mais ceci est une autre histoire.

La deuxième méthode consiste à régler un oscillateur à l'aide de la fréquence étalon (par exemple un oscillateur à quartz bien établi) et à utiliser cet oscillateur pour obtenir des figures de Lissajous comme il a été fait pour le générateur BF (fig. 3).

Mais cette opération est plus difficile parce que les oscilloscopes classiques ont des amplificateurs qui tout en étant excellents ne montent que très difficilement en fréquence et l'on risque de ne pas obtenir de trace suffisamment lisible sur l'écran. Il faut alors attaquer le tube directement sur les plaques, ou alors, monter un tube cathodique simplement alimenté en tension filament et en HT et attaquer ses plaques par les deux oscillateurs (l'un sur les plaques verticales l'autre sur les plaques horizontales). Pour obtenir une trace plus importante, il serait bon de placer aux bornes de ces plaques un circuit oscillant réglé sur la fréquence à étudier. De cette façon, il est possible d'obtenir de très bonnes figures de Lissajous permettant de calibrer l'appareil. Mais dans tous

les cas, il faut surveiller l'oscillateur étalon à l'aide du récepteur de trafic par la méthode du battement.

La troisième méthode consiste à réaliser le montage de la figure 4. Ce système, tout en permettant un calibrage du générateur, donne les points intermédiaires du cadran. Ces points étant situés entre les fréquences étalon seraient assez difficiles à trouver, surtout si la variation du cadran n'est pas linéaire.

Il faut tout d'abord avoir étalonné ou vérifié un générateur BF, à l'aide des figures de Lissajous, comme il a été indiqué plus haut.

On commence par repérer la fréquence fondamentale par le procédé classique ; une fois ce point obtenu, on tourne par exemple le condensateur du générateur HF vers une augmentation de fréquences (ouverture du condensateur), la trace sur le tube cathodique n'est pas lisible ou très difficilement. A ce moment, on cherche à obtenir, à l'aide du générateur BF, une trace simple, autrement dit un rond ou une ellipse. Il suffit alors de lire la fréquence du générateur BF et de l'ajouter à la fréquence fondamentale pour avoir la fréquence sur laquelle est réglé le générateur HF. Par exemple : la station étalon est située sur 5 000 kHz, le générateur BF est réglé sur 10 000 périodes ou 10 kHz, et générateur HF est donc réglé sur 5 010 kHz.

Il est possible de prévoir les points de calibrage. Il faut alors régler le générateur BF et chercher à obtenir sur le tube cathodique la figure correspondant au battement zéro. Encore un exemple : Générateur BF sur 20 000 périodes ou 20 kHz, station étalon sur 5 000 kHz = fréquence du générateur HF 5 020 kHz.

Pour obtenir d'autres points, on doit opérer comme précédemment en comptant les bosses des figures de Lissajous. Exemple : station étalon 10 000 kHz générateur BF 15 000 périodes ou 15 kHz, trois bosses sur l'oscilloscope, le générateur est donc sur  $10\,000\text{ kHz} + (15\text{ kHz} \times 3) = 10.045\text{ kHz}$ .

Toutes ces mesures ne seront valables que sous certaines conditions. Tout d'abord il est nécessaire que l'appareil à étalonner soit bien construit : que le châssis soit robuste, que l'oscillateur soit stable, ce qui implique des bobines rigides dont les fils sont bien immobilisés avec du vernis ou de la cire HF, que les capacités de l'oscillateur soient elles aussi de très bonne qualité (mica de préférence), que la lampe oscillatrice soit choisie pour sa faible température de fonctionnement et utilisée au minimum de ses possibilités. Enfin toutes les précautions d'usages pour les appareils de mesures doivent être prises en vue d'éviter les erreurs qui fausseraient les réglages. D'autre part, le cadran devra avoir une surface de lecture la plus grande possible.

TEMPS EN MINUTES

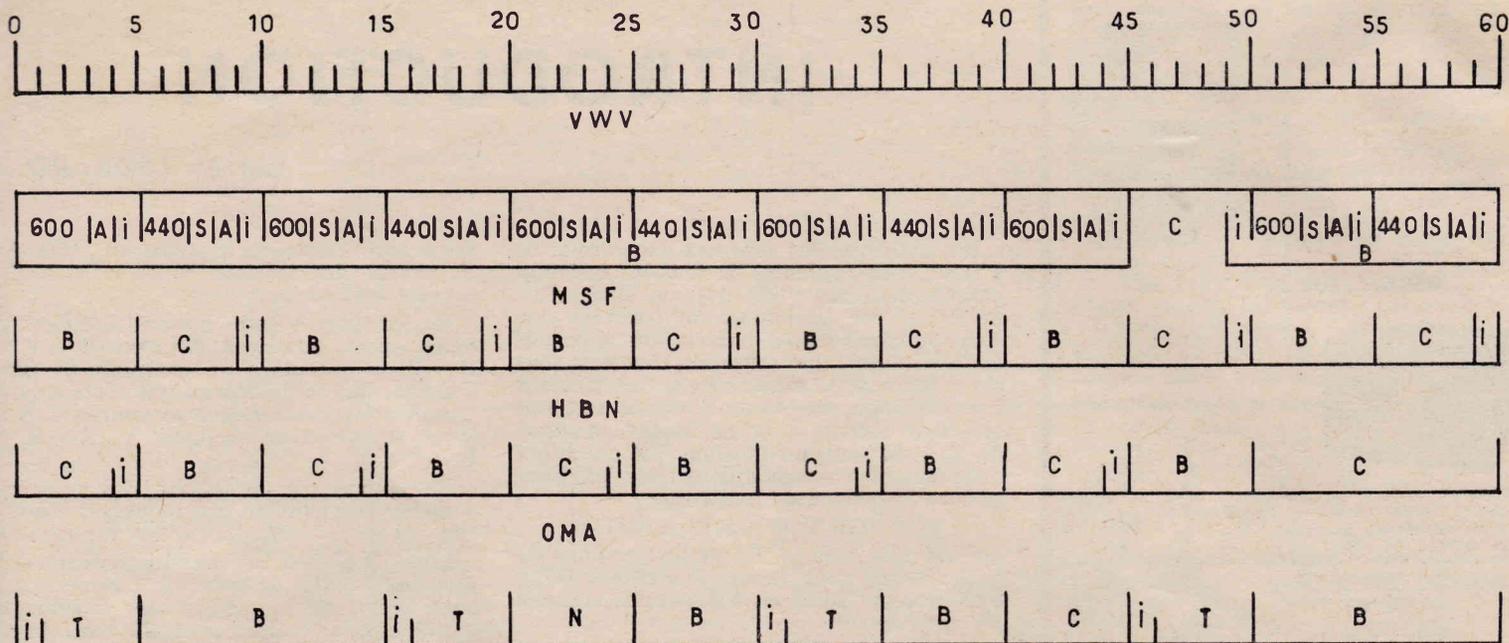


FIG. 5

sible et le démultiplicateur devra être sans jeu. Enfin, il ne faut pas oublier de faire chauffer l'appareil à étalonner pendant, au minimum, un quart d'heure avant de procéder aux mesures.

## Stations étalon

Plusieurs stations transmettent de par le monde, mais nous ne verrons que les principales.

WWV : Cette station est située à Beltsville, dans le Maryland, aux U.S.A.

MSF : Station située à Rugby, dans le Middlesex, en Grande-Bretagne.

HBN : Station située en Suisse, à Neuenburg.

OMA : Station située en Tchécoslovaquie, à Satalice.

JJY : Station située au Japon, à Tokyo.

WWVH : Aux îles Hawaï.

ZUO : A Johannesburg, en Afrique du Sud.

LOL : Située en Argentine, à Buenos Aires.

Voyons maintenant les caractéristiques personnelles de ces stations.

WWV : La précision de chaque fréquence est supérieure à  $5 \cdot 10^{-7}$ , c'est-à-dire 1 pour 50 000 000. Certaines corrections seraient nécessaires pour les besoins professionnels, mais en ce qui concerne le domaine amateur, nous pouvons nous contenter d'en tenir compte.

L'heure est donnée par l'observatoire national des Etats-Unis et est diffusée en télégraphie à intervalles de cinq minutes. C'est l'heure GMT ou TU, elle est donnée sous la forme de quatre chiffres : deux pour les heures, deux pour les minutes. Le temps EST, ou temps local, est diffusé en téléphonie en même temps que l'indicatif.

D'autres signaux horaires sont donnés sous la forme binaire ; ils expriment l'heure pour des fins scientifiques avec une très grande précision.

Un top d'une durée de 0,005 seconde est donné toutes les secondes. Ce top est constitué de cinq périodes d'un signal à 1 000 périodes. La minute est marquée par l'absence du 59<sup>e</sup> top et par l'émission d'un top plus long d'une durée de 100 millisecondes, et ceci exact à la soixantième seconde près.

Deux fréquences BF sont transmises, 440 et 600 Hz, le 440 Hz étant le LA de la 5<sup>e</sup> octave, la précision de ces deux fréquences est la même que pour les fréquences HF.

Les prédictions ionosphériques étant relevées quatre fois par jour pour la zone de l'Atlantique nord et ceci pour une durée de douze heures, ces prévisions sont transmises en télégraphie aux minutes 19 et 49 et ce pendant l'intervalle 1. L'information comprend une lettre et un chiffre, la lettre indique les conditions lors de l'observation et le chiffre les prévisions pour les douze heures à venir.

Les trois lettres utilisées sont : N = normale, U = instable ; W = perturbée. Elles vont de 1 à 9, les chiffres les plus bas correspondant à la plus mauvaise propagation. Exemple : U2 propagation normale, mais qui va en se détériorant au cours des douze heures à venir. Autre exemple : W9 = propagation perturbée mais qui va en s'améliorant dans les douze heures qui suivent.

Le relevé des observations est fait aux heures suivantes : 5 H, 12 H, 17 H, 23 H, en temps universel ou GMT, heure du méridien de Greenwich.

La station WWV transmet sans interruption sur les fréquences de 2,5, 5, 10, 15, 20, 25 MHz.

MSF : En vue de couvrir l'Europe d'une façon sûre pendant les périodes de mauvaise propagation, une autre station a été érigée en Grande-Bretagne.

Les signaux sont les mêmes que pour WWV, seul l'intervalle 1 se fait en télégraphie et aussitôt après l'indicatif, un chiffre qui indique la dérive par rapport à la fréquence nominale et qui est exprimé en  $10^{-10}$ .

Cette station transmet sur 2,5, 5 et 10 MHz.

HBN : Les signaux sont de même forme que ceux de MSF, seulement l'impulsion de la soixantième seconde est de 500 millisecondes et l'indicatif est transmis en télégraphie modulée.

La transmission s'opère sur 5 MHz.

OMA, station située en Tchécoslovaquie. La fréquence BF est de 1 000 périodes pendant l'intervalle T. Les intervalles sont donnés par des battements de 5 périodes, de 1 000 périodes, à chaque seconde. Le soixantième a une durée de 100 millisecondes et chaque minute de 500 millisecondes. Dans les dernières cinq minutes de chaque troisième heure en partant de 0 heure TU, les impulsions des secondes sont portées à 100 millisecondes et la soixantième à 500 millisecondes.

Cette station transmet sur 2,5 MHz seulement.

Dans la bande des grandes ondes, une station peut servir d'étalon, c'est la station de Droitwich, située sur 200 kHz très exactement et qui peut presque rivaliser avec les autres stations-étalon au point de vue stabilité de fréquence. Malheureusement la modulation gêne quelque peu. Il est possible cependant de procéder à des mesures, le matin, avant la mise en route officielle de la station.

Pour terminer, nous vous donnerons le code permettant d'utiliser les signaux émis par les stations-étalon.

A : Cet intervalle ne comporte pas d'autre modulation que les tops horaires marquant les secondes.

B : Même chose que A. mais la durée des impulsions change.

C : Pendant cet intervalle, la porteuse est coupée.

I : Intervalle d'identification ; indicatif de la station ainsi que les indications de l'heure ou de la propagation.

N : Cet intervalle ne comporte aucune modulation, la porteuse est pure.

S : Correspond à la transmission de signaux en code binaire.

T : Transmission d'une tonalité audible 1 000 Hz.

(F9RC)

A. CHARCOUCHET.

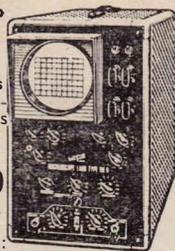
## INTRODUCTION

par M. LEONARD

### NOUVEAUX!

#### OSCILLO « LABO 99 V »

Tube de 16 cm  
(Décrit dans R.-P.  
de février 1965)  
6 gammes de fréquences  
Bande passante 4 MHz  
Sensibilités bases de temps  
de 10 Hz à 400 kHz.  
Relaxateur incorporé.  
Coffret, châssis,  
plaque avant, etc **295,00**



PRIX EN « KIT »  
**615,00**  
EN ORDRE DE MARCHÉ :  
**735,00** 470 x 430 x 270 mm.

#### GENERATEUR BF - TYPE 98

Réalisation : Radio-Plans d'octobre 1965  
Signaux sinusoïdaux 13 V  
de 20 à 200 000 pér./sec.  
Signaux rectangulaires 6 V :  
de 20 à 10 000 pér./sec.

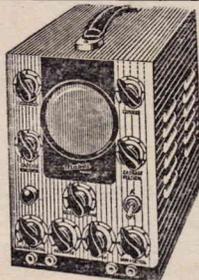


**SORTIE BASSE IMPEDANCE.**  
Alimentation 110/220 V -  
50 Hz - Dim. 290 x 205 x  
150 mm.

COFFRET châssis plaque avant, boutons, switch,  
voyant, bornes de sortie, thermistances  
et résistances de précision **185,00**  
EN ORDRE DE MARCHÉ **587,00**

#### OSCILLO PORTATIF MABEL 65

Tube 7 cm  
6 gammes de fréquences.  
Bande passante 2 MHz.  
Sensibilités bases de temps  
de 10 Hz à 120 kHz.  
Relaxateur incorporé.

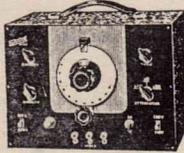


Coffret châssis,  
plaque avant, etc **91,90**  
En « KIT » ... **350,00**  
EN ORDRE DE MARCHÉ :  
**420,00**  
230 x 210 x 145 mm

#### MIRE PORTATIVE 819/625 LIGNES

(Décrite dans le H.-P. du 15 février 1965)

Sorties : VHF bande 3 -  
UHF bande 4 - Sorties vidéo :  
819/625 lignes - At-  
ténuateur 4 positions, si-  
gnaux blanking.



Coffret, châssis, plaque  
avant, oscillateur, câblé,  
réglés, avec  
lampes, etc. ... **156,00**  
EN « KIT » ... **385,00**  
EN ORDRE DE  
MARCHÉ ... **525,00**

290 x 205 x 150 mm.

Même modèle en valise, supplément .. **80,00**

Tous nos appareils sont livrés avec schémas  
et plan de câblage

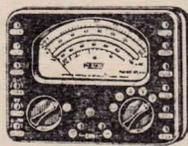
#### NOUVEAU MODELE DE POCKET TRACING

POUR TOUS VOS DEPANNAGES  
Analyseur dynamique pour BF - TRANSISTORS  
RADIO - FM  
TELEVISION



Dim. : 220 x 18 mm

Livré avec cordon et pointe de touche. **54,00**  
Complet, en ordre de marche



METRIX 460, 10 000 ohms par volt. **148,00**  
28 calibres

METRIX 462, 20 000 ohms par volt .. **187,00**

Housse cuir METRIX **27,00**

VOC CENTRAD miniature (indiquer le  
voltage 110 ou 220 V à la commande) **51,00**

CENTRAD 517 20 000 Ω/V avec housse **178,50**

HETERODYNE MINIATURE. Gammes couvertes :  
GO, PO, OC, MF. Double sortil HF. 110 V. Fonc-  
tionne en 220 V avec bouchon .. **132,00**

#### PIECES DETACHEES RADIO, TELE, LAMPES

DOCUMENTATION TECHNIQUE 66

contre 5 timbres à 0,30 F

TAXES, PORT ET EMBALLAGE EN SUS



35, rue d'Alsace  
PARIS (10°)

Téléphone : NORD 88-25, 83-21  
RADIO-TELEVISION, LA BOUTIQUE JAUNE  
Métro : Gares de l'Est et du Nord  
C.C.P. 3246-25 Paris  
CREDIT SUR DEMANDE

En analysant les schémas d'appareils de TVC (TV en couleurs) de tous les systèmes actuels, français : SECAM, ou étrangers : NTSC et ses variantes, on constate que dans de nombreuses parties des appareils on additionne, on soustrait diverses tensions selon de dosages précis. Ces tensions sont fonctions du temps. Ainsi, les tensions que l'on obtient à la sortie des caméras,  $E_r$ ,  $E_b$  et  $E_v$  sont des tensions VF, celles qui s'obtiennent à la sortie détectrice MF image sont la tension de luminance :

$$Y = 0,59 V + 0,3 R + 0,11 B$$

qui est une tension VF et les tensions de chrominance sous forme de signaux HF à 4,43 MHz modulés en VF par les signaux VF différence :

$$R - Y = R - 0,59 V - 0,3 R - 0,11 B \\ = 0,7 R - 0,59 V - 0,11 B \\ \text{et } B - Y = B - 0,59 V - 0,3 R - 0,11 B \\ = 0,89 B - 0,59 V - 0,3 R$$

D'autre part, après la démodulation des signaux HF différence, on obtient des signaux différence VF, R - Y et B - Y dont la composition est indiquée ci-dessus.

Des signaux VF, R - Y et B - Y il faut obtenir le signal VF différence V - Y.

La composition de ce signal est évidemment :

$$V - Y = V - 0,59 V - 0,3 R - 0,11 B \\ \text{ce qui donne}$$

$$V - Y = 0,41 V - 0,3 R - 0,11 B$$

Si ce signal V - Y doit être obtenu à partir des signaux différence R - Y et B - Y il est facile de voir que l'on a :

$$V - Y = 0,51 (R - Y) - 0,19 (B - Y).$$

En remplaçant R - Y et B - Y par leurs valeurs en fonction de R, B et V données plus haut, on trouve bien V - Y en fonction de R, V et B.

Les matrices sont des circuits à lampes, à transistors ou simplement à résistances permettant d'additionner avec un dosage déterminé deux ou plusieurs tensions.

Ainsi, grâce à une matrice on pourra obtenir la tension de luminance Y en additionnant les R, B et V dosées de façon que l'on ait :

$$Y = 0,59 V + 0,3 R + 0,11 B$$

On voit immédiatement que dans le cas de cet exemple, si l'on dispose des tensions V, R et B il faut, avant de les additionner les réduire préalablement aux valeurs respectives 0,59 V, 0,3 R et 0,11 B.

La matrice peut, d'ailleurs fonctionner comme élément d'addition des tensions dosées d'avance ou effectuer elle-même le dosage.

#### Cas général de matrices

Dans le cas général, on peut considérer la matrice comme un circuit à plusieurs entrées et à plusieurs sorties. Aux entrées on applique les tensions à additionner et aux sorties on obtient des combinaisons différentes de ces tensions.

Une matrice simplifiée est celle à plusieurs entrées et une seule sortie.

Ainsi dans le cas de la composition de la tension de luminance Y, la matrice aura trois entrées. Aux bornes de chacune on appliquera une des tensions R, B et V. A la

seule sortie de cette matrice on obtient Y, somme des tensions R, B et V dosées comme indiqué plus haut.

En joignant à cette matrice donnant deux autres matrices donnant R - Y, B - Y on obtiendra un ensemble de matrices qui comportera trois entrées par l'application des tensions primaires R, B et V et trois sorties donnant Y, R - Y, B - Y.

En somme, le problème des matrices conduit à rechercher des montages d'addition ou de « sommation » des tensions.

Lorsque toutes les tensions doivent être ajoutées il suffit de les réduire selon le dosage prévu de les additionner ensuite. Certaines des tensions sont affectées du signe négatif, il suffira de les inverser par un des dispositifs électriques ou électroniques convenant le mieux dans chaque cas.

La tension résultante que l'on désire obtenir :

$$E_0 = a_1 E_1 + a_2 E_2 + a_3 E_3$$

est souvent obtenue dans un rapport k :

$$E_0' = k E_0 = k (a_1 E_1 + a_2 E_2 + a_3 E_3)$$

k étant un facteur différent de 1, plus grand ou plus petit, positif ou négatif.

#### Circuits de sommation

Pour additionner plusieurs tensions, le montage le plus simple est le circuit passif est à « tubes » électroniques (lampes) ou transistorisés montés en amplificateurs avec gain inférieur ou supérieur à 1.

Dans d'autres dispositifs on utilise la contre-réaction qui est établie pour déterminer le gain de l'amplificateur considéré.

#### Sommation par lampes montage cathode commune

Les trois tensions appliquées à chacune des  $n = 3$  entrées sont désignées par  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$ . Elles représentent les tensions dosées ou non, obtenues à partir des tensions initiales à l'aide de diviseurs de tension ou par tout autre procédé « fidèle ».

La matrice de sommation avec lampes montées en cathode commune est réalisable selon le schéma de principe de la figure 1.

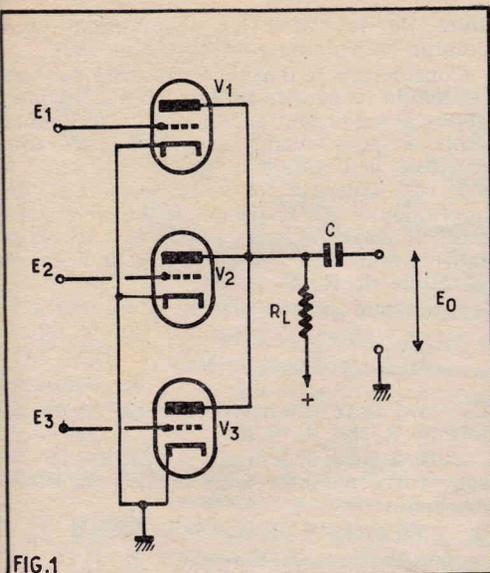
Les trois lampes peuvent être de montage identique. Dans ce cas leur gain de tension est  $A_v$ , le même pour les trois entrées. La tension de sortie  $E_0$  obtenue aux bornes de la résistance de charge  $R_0$  insérée dans la liaison entre les plaques réunies et HT d'alimentation est :

$$E_0 = A_v (E_1 + E_2 + E_3)$$

Cette relation très simple,  $A_v$  étant calculable selon les formules classiques donne le gain de tension d'une triode (ou d'une pentode éventuellement).

En réalité la simplicité n'est qu'apparente. Plusieurs considérations déterminent l'obtention de la tension  $E_0$ .

En premier lieu, il est évident que  $A_v$  est un nombre négatif si l'on tient compte de l'inversion effectuée par chaque lampe avec entrée à la grille et sortie sur la plaque. Cette inversion ne présente pas d'inconvénient dans la plupart des applications.



le palliatif étant d'ailleurs bien connu, il suffit si nécessaire, d'inverser la tension  $E_0$  à l'aide d'un montage inverseur, par exemple une lampe montée en cathode commune.

La seconde considération est l'influence des circuits d'entrée (grilles) de  $V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  sur les sources de tension  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$ . Avec les lampes, la résistance d'entrée sur la grille est élevée mais ceci n'est vrai que pour les basses fréquences. Il convient également de tenir compte des capacités d'entrée.

La troisième considération est celle du circuit de sortie, commun aux trois lampes. En désignant par  $r_b$  la résistance de chaque circuit de plaque, la résistance effective est  $r_b/3$  au point de vue du gain de tension de chaque lampe de sorte que ce gain est réduit d'environ trois fois. Pour les signaux à variation rapide ceci est un avantage car il y a moins de déformation des signaux ou, ce qui revient au même, meilleure transmission des signaux sinusoïdaux à fréquence élevée.

Pratiquement, le montage de la matrice de sommation sera inspiré de ceux des étages VF et comprendra si nécessaire des circuits de correction à bobines shunt, série ou shunt et série.

On pourra disposer les circuits de correction soit associés à  $R_L$  soit séparés.

Dans le premier cas, le circuit de correction devra convenir à celle des trois tensions dont la bande est la plus large tandis que dans le second cas, chaque circuit de correction sera adapté au signal à transmettre.

Un montage selon le deuxième cas peut être établi comme indiqué par la figure 2. Les valeurs des éléments se déterminent comme pour les étages amplificateurs à large bande (VF et oscilloscopes) et les circuits seront complétés par les éléments nécessaires à leur fonctionnement : résistances et découplages de cathodes ou polarisation de grilles, circuits d'écrans si les lampes sont des pentodes.

Les résistances  $R_s$  permettent de séparer les trois lampes mais réduisent l'amplitude de  $E_0$ .

Le dosage peut être effectué de plusieurs manières : aux entrées par diviseurs de tension ; par les gains des lampes commandés par la polarisation ou par contre-réaction, par exemple en ne shuntant pas complètement la résistance de polarisation de cathode par un condensateur de découplage ; par diviseur de tension à la sortie en agissant sur les valeurs de  $R_s$ , par exemple.

La valeur de C sera aussi grande que nécessaire selon les composantes BF des signaux.

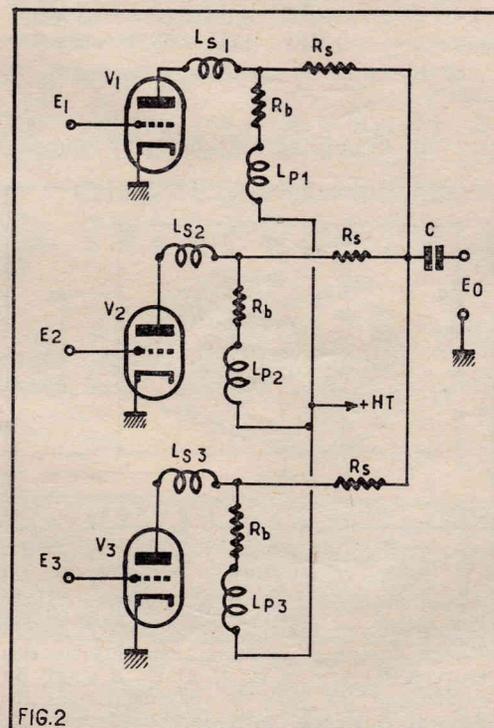
### Montage à transistors

La théorie générale des matrices est indépendante de la nature des « tubes » utilisés.

Les deux montages (figures 1 et 2) et ceux dérivés de ces montages peuvent être transposés en montages à transistors en tenant compte de l'homologie des électrodes : cathode-émetteur, grille-base, plaque-collecteur. Les transistors utilisés, PNP ou NPN sont généralement triodes. Leur type, comme d'ailleurs ceux des lampes, est déterminé par la nature des signaux à transmettre. Le montage homologue de celui de la figure 1 est donné par la figure 3.

En utilisant des transistors on tiendra compte des particularités de ces éléments : impédance d'entrée, sur la base très faible, variation possible du gain en fonction de la température et de la tension d'alimentation. Les remèdes sont actuellement connus de tous.

L'emploi des transistors à effet de champ dont la résistance d'entrée est très grande, même supérieure à celle des lampes courantes, peut être envisagé mais cet emploi ne sera possible que lorsque cette classe



de transistors sera commercialisée, débarrassée de ses défauts et de prix abordables.

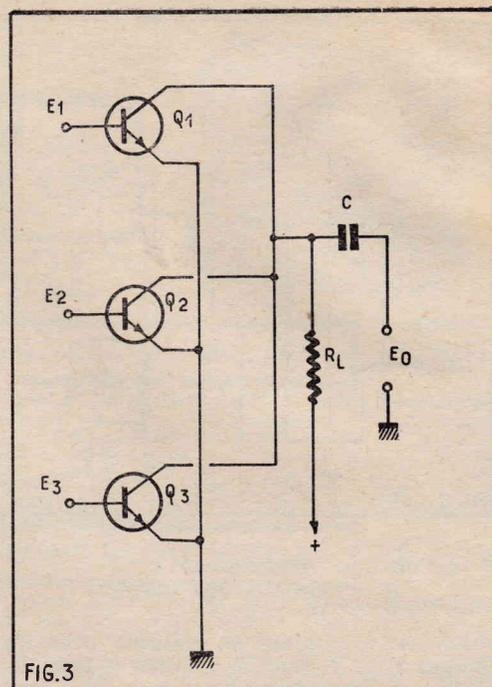
### Montage avec sortie sur cathode ou sur émetteur

Dans ce montage, avec plaque ou collecteur « à la masse » (voir figures 4 et 5), la tension de sortie  $E_0$  est égale dans le cas des lampes triodes à la somme  $E_1 + E_2 + E_3$  multipliée par un coefficient constant approximativement égal à  $1/n$ ,  $n$  étant le nombre des tensions  $E_1 \dots E_n$ . Cette approximation est valable lorsque  $\mu > 20$  et  $R_k \gg r_p$ ,  $\mu$  étant le coefficient d'amplification et  $r_p$  la résistance interne de la lampe  $V_1$ ,  $V_2$  ou  $V_3$ .

Dans le cas général on a, avec  $n = 3$ ,

$$E_0 = \frac{\mu R_k}{3(\mu + 1)R_k + r_p} (E_1 + E_2 + E_3)$$

le nombre 3 du dénominateur représentant  $n$ .



Le montage homologue à transistors est donné par la figure 5.

### Sommation dosée

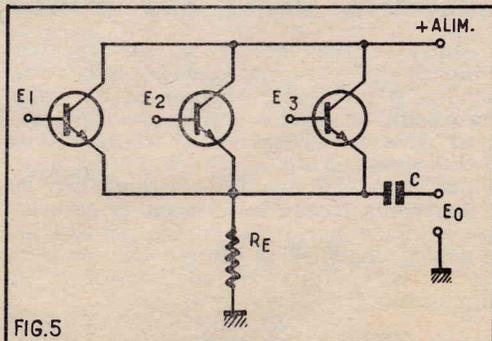
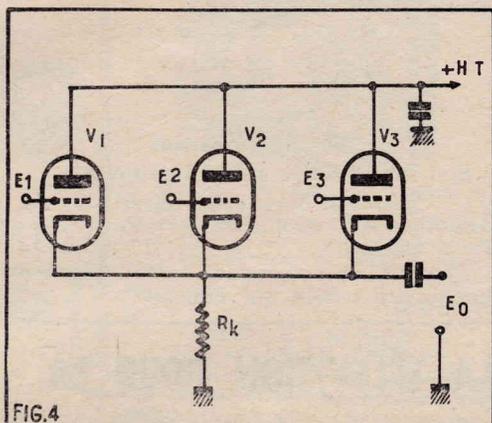
Supposons que la somme  $E_0$  soit égale à :

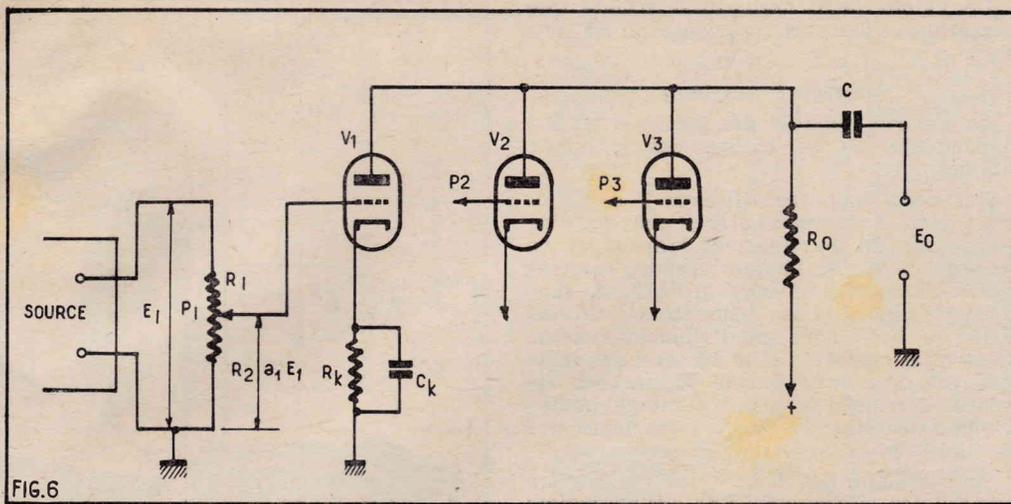
$$E_0 = a_1 E_1 + a_2 E_2 + a_3 E_3$$

$a_1$ ,  $a_2$  et  $a_3$  étant des coefficients constants inférieurs à 1 et  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $E_3$  étant des tensions composantes disponibles fournies par les sources correspondantes.

Le dosage peut s'effectuer en réduisant la tension considérée à l'entrée comme le montre la figure 6. Si la tension appliquée au diviseur de tension  $P_1 = R_1 + R_2$  est  $E_1$  et si la résistance d'entrée de la lampe est suffisamment grande par rapport à  $P_1$  (ou inversement, si  $P_1$  est choisi suffisamment petit par rapport à la résistance d'entrée) la tension appliquée à la lampe étant  $a_1 E_1$  on a, évidemment :

$$\frac{E_1}{P_1} = \frac{E_1}{R_1 + R_2} = \frac{a_1 E_1}{R_2}$$





d'où l'on tire immédiatement :

$$R_2 = a_1 (R_1 + R_2) = a_1 P_1$$

$$R_1 = P_1 - R_2$$

Le même montage se réalisera avec les lampes  $V_2$  et  $V_3$  pour les sources de tensions  $E_2$ ,  $E_3$  et les coefficients  $a_2$  et  $a_3$ .

La vérification expérimentale du dosage obtenu est aisée. Considérons le montage de la figure 6, avec les trois triodes en fonctionnement mais n'appliquons que la tension  $E_1$  à la grille de  $V_1$  tandis que les tensions  $E_2$  et  $E_3$  sont réduites à zéro.

La tension de sortie sera dans ce cas :

$$E_o' = A a_1 E_1$$

$A$  étant le gain de tension de la lampe  $V_1$ .

Procédons de la même manière avec les lampes  $V_2$  et  $V_3$  en obtenant des tensions :

$$E_o'' = A a_2 E_2$$

$$E_o''' = A a_3 E_3$$

Pour faciliter la mise au point on s'arrangera pour que les amplitudes de  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$  soient égales :  $E_1 = E_2 = E_3 = E$  pendant les trois opérations ce qui donnera à la sortie trois tensions :

$$E_o' = A a_1 E$$

$$E_o'' = A a_2 E$$

$$E_o''' = A a_3 E$$

En réglant ensuite, les potentiomètres  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  on obtiendra le dosage correspondant aux proportions

$$\frac{E_o'}{a_1} = \frac{E_o''}{a_2} = \frac{E_o'''}{a_3}$$

#### Exemple numérique

Soit à obtenir le signal luminance

$$Y = 0,59 V + 0,3 R + 0,11 B$$

Adoptons des potentiomètres  $P_1 = P_2 = P_3 = 500 \text{ k}\Omega$ .

Pour  $P_1$  le curseur doit être placé en une position telle que l'on ait :

## LA TÉLÉVISION POUR LA SÉCURITÉ DANS LES MINES

On vient de mettre en service dans l'intérêt de la sécurité dans les mines britanniques un groupe mobile de télévision en circuit fermé. Le groupe, qui sert surtout dans les mines de charbon, diffuse des discussions sur la sécurité, montre des films et donne des informations sur les événements locaux intéressant la sécurité. Le véhicule porte des écrans de 58,4 cm qui sont installés à l'entrée des puits et dans les endroits où se réunissent les mineurs.

SYSTEMS CONTROL  
(ELECTRONICS) Ltd.,

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,59$$

ce qui donne  $R_2 = 0,59 \cdot 500 = 295 \text{ k}\Omega$ ,  
et  $R_1 = 500 - 295 = 205 \text{ k}\Omega$

Pour le potentiomètre  $P_2$  on doit avoir :

$$R_2 = 0,3 \cdot 500 = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 500 - 150 = 350 \text{ k}\Omega$$

Pour le potentiomètre  $P_3$  :

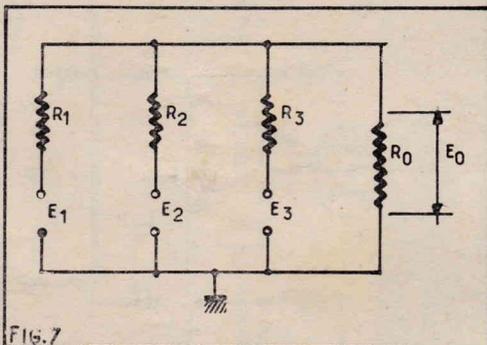
$$R_2 = 0,11 \cdot 500 = 55 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 500 - 55 = 445 \text{ k}\Omega$$

La tension à la sortie, aux bornes de  $R_0$  sera :

$$E_o = A (0,59 V + 0,3 R + 0,11 B) = A Y$$

$A$  étant le gain de tension de la lampe.



#### Sommation par matrice à résistances

Le montage est celui de la figure 7.

Connaissant les tensions  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$ , le dosage désiré et la résistance interne des sources de tension  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$ , il s'agit de déterminer les valeurs des résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  ainsi que celle de la résistance  $R_0$  aux bornes de laquelle on obtiendra la tension somme dosée des tensions  $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$ .

Le calcul de ce circuit très simple est plus compliqué que celui des circuits à lampes car chaque tension est appliquée à un circuit composé de toutes les résistances du circuit :  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_0$  et celles des sources de tension.

En pratique, on peut choisir les quatre résistances du schéma suffisamment grandes par rapport à celles des sources ou inversement, celles des sources suffisamment faibles par rapport aux quatre résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_0$  qui doivent, dans un montage VF être de l'ordre du millier d'ohms. Celles des sources, qui seront par exemple des lampes ou des transistors montés avec sortie sur la cathode ou sur l'émetteur, pourront être inférieures à 100  $\Omega$ .

Pour le calcul du montage, on supposera nulles les résistances des sources. Lorsqu'on aura déterminé les valeurs calculées des quatre résistances, il suffira en-

suite de les modifier légèrement pour obtenir les valeurs pratiques exactes.

Considérons la tension  $E_1$ , fournie par une source de résistance nulle. Comme les deux autres sources sont également de résistance nulle on peut considérer que  $R_2$  et  $R_3$  sont reliées à la ligne de masse.

Il est donc clair que la tension  $E_1$  est appliquée à un diviseur de tension composé de deux résistances :  $R_1$  et une résistance résultante réalisée avec la mise en parallèle de  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_0$ .

Un calcul simple aboutit à la relation

$$E_o = \frac{R_p}{R_1} E_1 + \frac{R_p}{R_2} E_2 + \frac{R_p}{R_3} E_3 \quad (1)$$

$R_p$  étant la résultante de la mise en parallèle de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_0$ .

Soit, à titre d'exemple, à réaliser le dosage correspondant à la tension de luminance :

$$Y = 0,3 R + 0,59 V + 0,11 B$$

et posons  $E_1 = R$ ,  $E_2 = V$  et  $E_3 = B$

La tension  $E_o$  sera proportionnelle à  $Y$ . Désignons-la par  $E_o = a Y$  ce qui conduit à écrire

$$E_o = a (0,3 R + 0,59 V + 0,11 B) \quad (2)$$

La relation (1) s'écrit :

$$E_o = \frac{R_p}{R_1} R + \frac{R_p}{R_2} V + \frac{R_p}{R_3} B \quad (3)$$

et en comparant (2) et (3) il vient :

$$\frac{R_p}{R_1} = 0,3 a, \quad \frac{R_p}{R_2} = 0,59 a, \quad \frac{R_p}{R_3} = 0,11 a$$

Donnons à  $R_2$  une valeur convenable pour la bonne transmission du signal  $V$  par exemple  $R_2 = 2500 \Omega$ .

Des relations ci-dessus, on tire :

$$\frac{R_1}{R_2} = 0,59$$

$$\frac{R_2}{R_3} = 0,3$$

$$\frac{R_3}{R_2} = 0,59$$

$$\frac{R_2}{R_2} = 0,11$$

et comme  $R_2 = 2500 \Omega$  on trouve  $R_1 = 4910 \Omega$  et  $R_3 = 13400 \Omega$ .

Une des relations de proportionnalité données plus haut permet de calculer  $R_p$

$$\text{et } a, \text{ par exemple : } \frac{R_p}{R_2} = 0,59 a$$

On voit que l'on peut encore choisir librement  $R_p$ , ou ce qui revient au même,  $R_0$ .

Prenons  $R_0 = R_2 = 2500 \Omega$ . La valeur de  $R_p$  qui est la résultante de la mise en parallèle de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_0$ , c'est-à-dire de  $4910 \Omega$ ,  $2500 \Omega$ ,  $13400 \Omega$  et  $2500 \Omega$  est dans ces conditions donnée par :

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{4910} + \frac{1}{2500} + \frac{1}{13400}$$

ce qui donne  $R_p = 920 \Omega$  environ. La valeur de  $a$  est par conséquent :

$$a = \frac{R_p}{R_2} \cdot \frac{1}{0,59} = \frac{920}{2500 \cdot 0,59} = 0,63$$

de sorte que, finalement, la tension de sortie  $E_o$  est proportionnelle à  $Y$  et égale à

$$E_o = 0,63 Y = 0,63 (0,3 R + 0,59 V + 0,11 B)$$

On a bien obtenu le dosage désiré, mais la tension de sortie, avec un réseau à résistance est forcément plus faible que la somme des tensions  $0,3 R$ ,  $0,59 V$  et  $0,11 B$  constituant  $Y$ .

On remarquera que le réseau à résistances constituant la matrice de la figure 7 n'inverse pas les signaux.

En branchant un amplificateur aux bornes de  $R_0$  on obtient, évidemment un signal proportionnel à  $Y$  ayant l'amplitude désirée.