

radio plans

XXVII^e ANNÉE

PARAIT LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS

N° 154 — AOUT 1960

1.20 NF

Prix au Maroc : 138 FM

Dans ce numéro :

Bases de temps
en oscillographie et TV

★

Chargeur à deux transfos
pour petits et moyens accus

★

Étude pratique
sur l'utilisation des transistors

★

Les posemètres
photographiques

★

L'artisan
devant les circuits imprimés

et

LES PLANS
EN VRAIE GRANDEUR

d'un

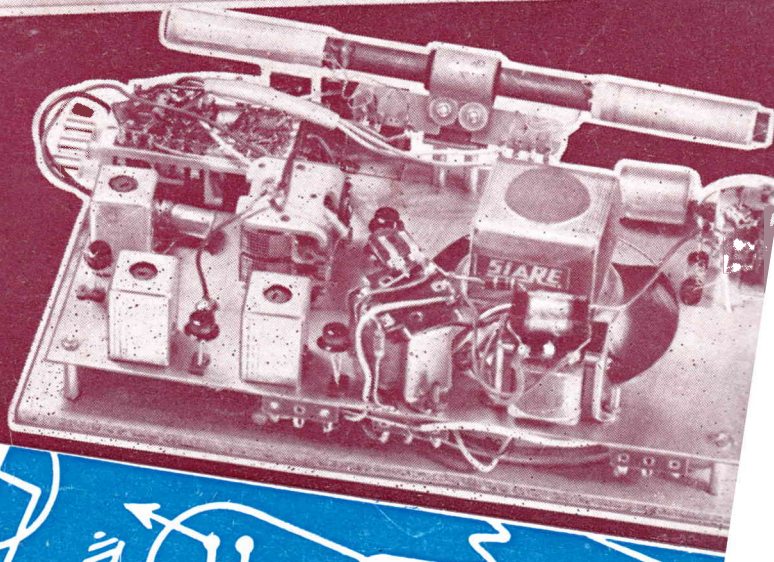
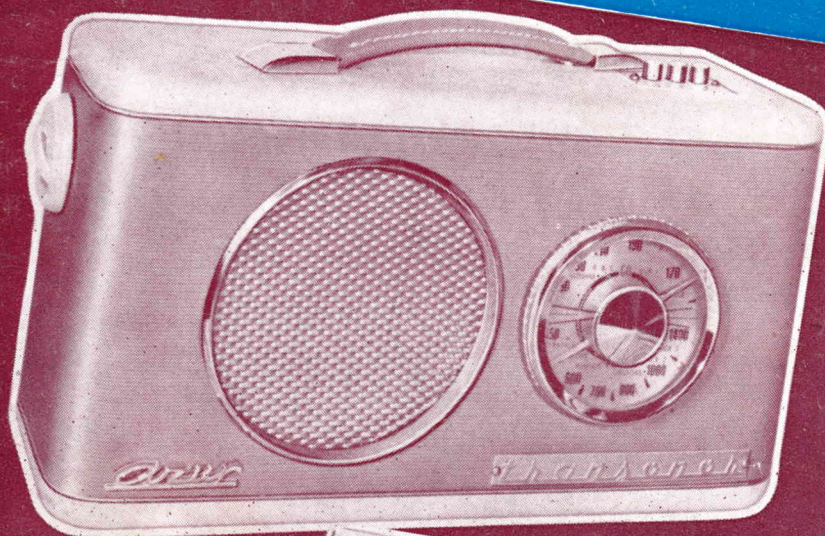
ÉLECTROPHONE
simple et musical

d'un

RÉCEPTEUR
D'APPARTEMENT
4 lampes + valve
et indicateur d'accord
deux stations préréglées

et de ce...

AU SERVICE DE L'AMATEUR
RADIO, T.V. ET ELECTRONIQUE



...RÉCEPTEUR
PORTATIF

ABONNEMENTS :

Un an NF 12.75

Six mois . . NF 6.50

Étranger, 1 an . NF 16.00

C. C. Postal : 259-10

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION Raymond SCHALIT

DIRECTION -
ADMINISTRATION

ABONNEMENTS

43, r. de Dunkerque,

PARIS-X^e Tél. : TRU 09-92

RÉPONSES A NOS LECTEURS

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^o Chaque lettre ne devra contenir qu'une question.

2^o 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^o S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 1,00 NF.

R. D..., à Nice.

Possesseur d'un récepteur « Telefunken », se plaint du fonctionnement bizarre de cet appareil et ne peut arriver à déceler cette anomalie.

La panne que vous constatez est certainement due à un glissement de l'oscillation locale, c'est-à-dire une variation de fréquence de cet oscillateur.

Cette panne peut être imputable soit à la lampe changeuse de fréquence, soit au bobinage oscillateur.

Si, comme vous nous le dites, vous avez déjà changé la lampe changeuse de fréquence, il faudrait en conclure que cela vient du bobinage oscillateur.

Une troisième cause pourrait également être une variation importante de la tension d'alimentation.

P..., Le Lude (Sarthe).

Nous demande ce que nous pensons de l'émetteur-récepteur WIRELESS SET 58 MK1 :

Le WS 58 est une très belle réalisation. Le récepteur est remarquablement sensible. L'ennui est que le montage est si tassé que le moindre dépannage oblige à démonter pratiquement tout l'appareil.

L'émetteur est beaucoup moins intéressant. Nous ne pouvons vous garantir la possibilité d'établir avec lui des liaisons à 2 ou 3 km en terrain accidenté, bien qu'elles doivent être possibles dans la plupart des cas.

Si vous songez à vous lancer dans l'émission d'amateur, nous vous conseillons vivement de débiter avec un émetteur plus sérieux. Nous doutons d'ailleurs que les P.T.T. vous accordent l'autorisation d'émettre avec un tel appareil.

D'une façon générale, les émetteurs surplus ne répondent plus aux normes actuelles. Ils sont intéressants pour la récupération du matériel et pour les amateurs très avertis capables de les remanier considérablement. Lorsqu'on débute dans l'émission, il est bien plus recommandé de construire soi-même son émetteur.

J. B..., à Grenoble.

Quelles sont les caractéristiques des lampes : DAF11, DF11, DL11, DCH11 :

Voici les caractéristiques que vous désirez :

Type	Chauffage	Tp	Te	Ip	Ie	Vg
DAF11	1,4 V, 0,05 A	90 V	60 V	0,22 mA	0,03 mA	0
DF11	1,4 V, 0,025 A	90 V	50 V	0,9 mA	0,18 mA	0
DL11	1,4 V, 0,05 A	90 V	90 V	3,7 mA	0,7 mA	— 4,4 V
DCH11	1,4 V, 0,075 A	90 V	50 V	0,75 mA	1,1 mA	0

D. M..., en A.F.N.

Voudrait connaître la formule pour réaliser une bobine de filtrage :

Pour calculer le nombre de tours d'une self, on applique la formule :

$$N = \sqrt{108 L \left(\frac{1}{\mu} + e \right)}$$

1,25 S

L = valeur de la self en henry.

S = surface de la section du circuit magnétique en cm.

l = longueur de la fibre moyenne du circuit magnétique en cm.

a = perméabilité de la tôle utilisée.

e = épaisseur de l'entrefer en mm.

La section du noyau choisie empiriquement, le diamètre du fil est déterminé sur des tables de manière que la densité du courant soit de 2 A au mm².

Cette table donne également la résistance au kilomètre. On calcule la longueur du fil nécessaire qui est égale au nombre de tours multiplié par la longueur de la spire moyenne. Il est alors facile de déterminer la résistance correspondante.

G. J..., à Grapponne.

Nous demande les caractéristiques d'utilisation du 807 en classe C ; de même que celles du tube EL84 en classe B et la puissance BF nécessaire à moduler 100 % par l'anode et par l'écran une 807.

Les caractéristiques en classe C du tube 807 sont :

Vp = 750 V ; Ia = 100 mA ; Vg = 45 V ; Vg2 = 250 V ; Ig2 = 6 A, puissance 50 W.

Les caractéristiques en classe B du tube EL84 sont :

Vp = 250 V ; Vg2 = 250 V ; Vg = 11,6 V ; I = 2 x 1,1 mA, puissance 11 W.

La puissance nécessaire pour moduler à 100 % une 807 est 30 W.

J.-P. L..., à Wuenhelm.

Constata les anomalies suivantes sur l'oscilloscope qu'il a construit :

- inutilité de synchronisation ;
- le dosage de cette synchronisation appliqué au suppresseur réagit sur la fréquence de l'oscillation ;
- l'oscillogramme obtenu paraît modulé à une fréquence de 5 à 6 périodes seconde ;
- la valeur approximative des condensateurs pour réaliser une base de temps verticale.

1^o C'est qu'il y a un couplage parasite interne dans votre montage (revoir câblage).

2^o Cette réaction est tout à fait normale. Il faut d'ailleurs que la synchronisation soit dosée toujours au minimum permettant de stabiliser l'image, sinon il y a déformation de l'oscillogramme.

SOMMAIRE

DU N° 154 AOUT 1960

Base de temps en oscillographie et TV.	9
L'effet doppler et les satellites artificiels	13
Récepteur portatif à 6 transistors 37 T1, 36 T1, 35 T1, 991 T1, 988 T1, 988 T1	14
Amélioration des récepteurs	18
Depuis le 14 juillet, l'Algérie reçoit directement les images de la R.T.F.	21
Electrophone simple et original EF 86, EL 84, EZ 80	22
Chargeur à deux transfo pour petits et moyens accus	27
Récepteur d'appartement 4 lampes valve et indicateur d'accord ECH 81, EBF 80, EF 89, EL 84, EZ 80, EM 80	29
Applications spéciales des transistors.	34
Théorie et pratique de la concentration électrostatique des téléviseurs.	37
Etude pratique sur l'utilisation des transistors	41
Mise au point des récepteurs de trafic.	44
Posemètres photographiques	47
L'artisan devant les circuits imprimés.	55

3^o Cette modulation est due à une « induction » par le secteur (même cause qu'au § 1).

4^o Impossible à dire de manière précise mais de l'ordre de 1 à 10 microfarads.

5^o et 6^o Il nous est impossible de vous donner ces schémas dans le cadre d'une simple lettre. Nous vous conseillons l'ouvrage : *Bases de Temps*, par Puccles, que notre librairie peut vous fournir contre la somme de 720 F + 115 F pour frais d'envoi (règlement par versement au C.C.P. 4949-29 Paris).

RÉGION DE LYON

RADIO-AMATEURS, 16, rue de Condé, LYON.

Tous Surplus américains. App. de mesures. Télécommande. Liste contre enveloppe timbrée.

F9FA.

91, quai Pierre-Scize, LYON-5^e

F9FA / BERIC

28, rue de la Tour, Malakoff (Seine)

TOUT LE MATÉRIEL RADIO-ÉLECTRONIQUE NEUF ET DE SURPLUS

FERMETURE ANNUELLE
PENDANT LE MOIS D'AOUT

Catalogue général gratuit sur demande

BON DE RÉPONSE *Radio-Plans*



PUBLICITÉ :

J. BONNANGE

44, rue TAITBOUT

- PARIS (IX^e)

Tél. : TRINITÉ 21-11

Le précédent n° a été tiré à 41.473 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux.

LES BASES DE TEMPS EN OSCILLOGRAPHIE ET TV

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

On constate assez souvent des anomalies de fonctionnement dans le balayage vertical d'un téléviseur. La synchronisation laisse fréquemment à désirer. Le moindre parasite se traduit par un brusque saut de l'image qui défile dans le sens de la hauteur pour se stabiliser de nouveau... jusqu'au moment du passage d'un autre parasite...

Or, c'est une chose tout particulièrement gênante pour l'usager. Ce défaut fréquent affecte beaucoup plus le téléspectateur qu'un manque de définition par exemple... Ce dernier passe en effet, inaperçu le plus souvent car la R.T.F. nous gave d'images en conserve : kinescope, Ampex dont la finesse à l'origine est déjà très mauvaise.

Un autre défaut, extrêmement fréquent, est le « pairage », c'est-à-dire le manque d'entrelacement des deux trames. Les téléviseurs qui

fournissent un « entrelacement constamment correct » sont rarissimes... A tel point que beaucoup de téléspectateurs n'ont certainement jamais eu sous les yeux une véritable image à 819 lignes...

Or, ce pairage, qu'il soit partiel ou total est encore un défaut des circuits de balayage « trame » ou « image ».

Pour connaître la cause de ces malaises et en indiquer les remèdes, il faut évidemment en analyser d'abord le mécanisme. Et on ne peut comprendre l'action de celui-ci que si le fonctionnement vous apparaît bien clair. C'est précisément ce fonctionnement que nous nous proposons d'expliquer d'abord. Le mécanisme de la synchronisation étant ensuite bien compris, il sera sans doute facile d'indiquer ce qu'on doit faire pour que l'opération se fasse dans les meilleures conditions.

La base de temps.

D'où vient d'abord le terme : *base de temps* ? C'est très simple. Il s'agit d'un circuit qui permet la mesure des temps, ou si l'on préfère, des durées. Ce qui fait la différence entre la base de temps d'un oscillographe et une bonne vieille horloge comtoise, c'est que la première permet de mesurer des fractions de microsecondes, alors que la seconde ne donne l'heure, qu'à quelques secondes, ou quelques minutes près. Pour tracer la forme des variations d'une tension ou d'une intensité en fonction du temps, il faut utiliser un axe horizontal Ox , encore appelé axe des *abscisses*, par les mathématiciens figure 1 et un axe vertical Oy encore appelé axe des *ordonnées*. L'axe horizontal est l'axe des temps. L'axe vertical est l'axe des tensions ou des intensités.

Quand on utilise un oscillographe, il faut que le « spot » se déplace horizontalement avec une vitesse constante. Mais le temps s'écoule d'une manière continue et irréversible. La tension sera donc constamment, croissante comme nous l'avons représentée figure 2 ? Techniquement, il est impossible d'obtenir un tel résultat... En pratique, on tourne la difficulté en limitant la variation de tension. Quand le « spot » sort de l'écran, on ramène brusquement la

tension à zéro et l'on recommence... On obtient, ainsi, le résultat indiqué figure 3. c'est-à-dire une tension en *dent de scie*. Le circuit qui permet d'obtenir une telle tension est précisément, une *base de temps*.

Les bases de temps ? Il y a un volume complet d'un auteur anglais qui ne traite que cette question (1). Et ce volume n'épuise pas le sujet. Il y a des bases de temps utilisant la diode à gaz, le thyatron, le transistron, le transistor classique, le transistor uni-jonction, les multivibrateurs de toutes les espèces, les oscillateurs à blocages de toutes les sortes, etc... Mais dans tous ces montages, sans aucune exception, on trouve un élément commun : combinaison d'une *résistance* et d'un *condensateur* quand il s'agit, en effet, d'une base de

née. Mais il n'en est plus de même si l'on place une résistance en série dans le circuit. Ce qui commande, alors, la vitesse de charge est la *constante de temps*, produit de la capacité C par la résistance R . Le produit $C \times R$ est le temps qui serait nécessaire pour charger complètement le condensateur si l'intensité conservait constamment la même valeur qu'au début des opérations c'est-à-dire V/R .

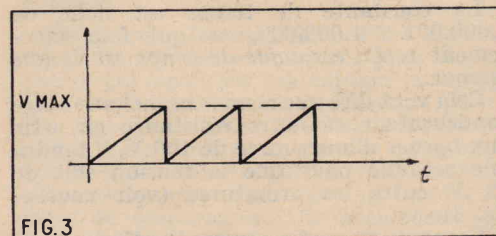


FIG. 3. — Puisque la tension représentant le temps ne peut croître indéfiniment, on lui assigne une limite V_{max} — au bout de laquelle on la ramène périodiquement au zéro. Après quoi commence une nouvelle période de croissance linéaire. Cette tension, variable en dents de scie est fournie par le circuit qui porte le nom de base de temps.

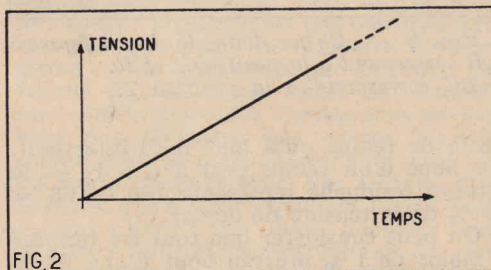


FIG. 2. — Si l'on représente le temps (ou la durée) au moyen d'une tension, celle-ci devrait être indéfiniment croissante ce qui est pratiquement impossible.

temps dite *capacitive*. Car il existe encore des bases de temps dites « inductives » qui utilisent la combinaison d'une *inductance* et d'une *résistance*... Mais nous laisserons de côté ces dernières — du moins pour le moment.

L'élément essentiel.

L'élément essentiel est la combinaison d'une résistance et d'un condensateur. En principe, quand on branche directement un condensateur aux bornes d'une source dont la résistance intérieure est négligeable, la charge s'effectue d'une manière instantanée.

Mais l'intensité baisse à mesure que le condensateur se charge. Il en résulte que la charge du condensateur n'est théoriquement complète qu'au bout d'un temps infiniment long. Toutefois cet infini mathématique peut être pratiquement fort court. En effet, rappelons quelques indications précises déjà données dans *Radio-Plans*, mais qu'il est fort utile d'avoir toujours en mémoire.

Au bout d'un temps égal à $C \times R$ la charge est complète à 63 % près. On atteint 85 % au bout de deux fois la constante de temps, et 95 % au bout de trois fois CR . Enfin, au bout de cinq fois la constante de temps, la charge est presque terminée puisqu'elle est complète à 99,3 %. Pour atteindre 99,9 % il faut attendre sept fois la constante de temps ; la charge est alors presque terminée. Nous avons tracé la courbe de charge figure 4.

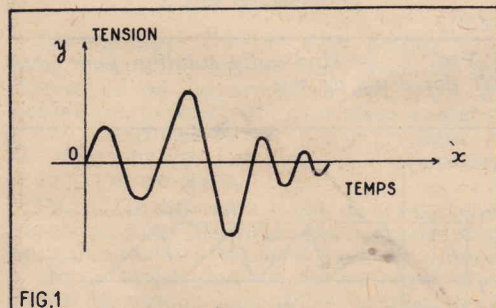


FIG. 1. — Pour représenter la forme d'une tension ou d'une intensité on trace un diagramme au moyen de deux axes Ox et Oy . L'axe Ox (ou des *abscisses*) est généralement celui qui correspond au temps.

L'axe Oy (ou des *ordonnées*) correspond aux tensions ou intensités.

(1) Base de temps, par PUCQLES. C. Chiron, éditeur.

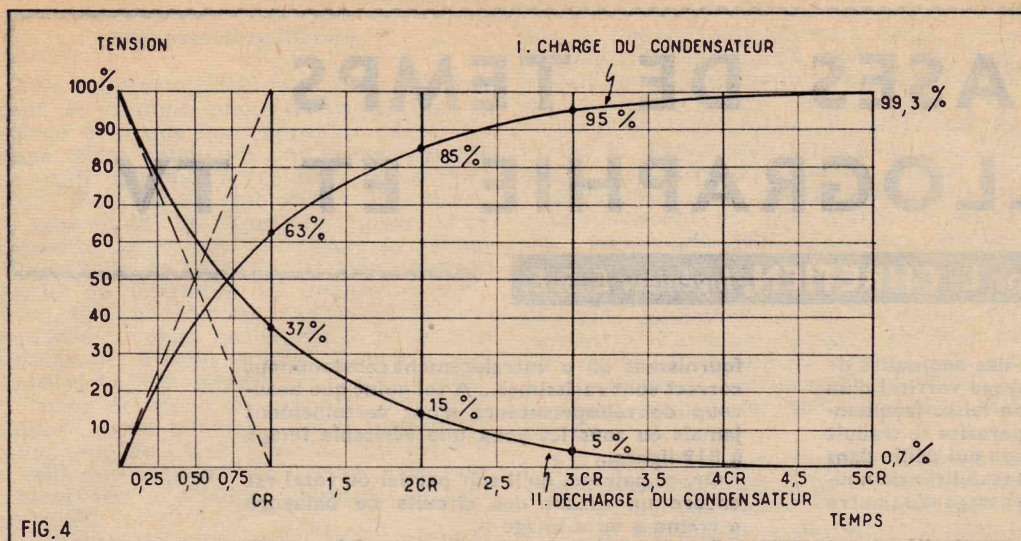


FIG. 4. — Cet abaque permet de déterminer les conditions précises de charge ou de décharge d'un circuit résistance-capacité dont on connaît la constante de temps : produit de la capacité en farads par la résistance en ohms — qui s'exprime en secondes.

Prenons des exemples.

Le calcul de la constante de temps n'offre aucune difficulté, à condition d'employer les unités correctes. Comme l'indique son nom, c'est une grandeur qui se mesure avec les unités de temps ; c'est-à-dire, la seconde ou ses fractions comme la milliseconde (ou 1/1.000 de seconde ou la microseconde (ou un millionième de seconde).

Par exemple, associons un condensateur de 1 μF et une résistance de 1 M Ω . Pour obtenir des secondes, il faut utiliser : farad et ohm.

$$1 \mu\text{F} = 0,000.001 \text{ F ou } 10^{-6} \text{ F} ;$$

$$1 \text{ M}\Omega = 1.000.000 \Omega \text{ ou } 10^6 \Omega.$$

La constante de temps est donc de $0,000.001 \times 1.000.000$, ce qui fait exactement 1. La constante de temps est de une seconde.

Cela veut dire que si nous branchons notre condensateur et notre résistance en série aux bornes d'une source de 100 V, il faudra une seconde pour que la tension soit de 63 V entre les armatures (voir courbe, fig. 4).

Prenons un autre exemple. Nous associons un condensateur de 100 pF à une résistance de 100 k Ω . Calculons la constante de temps.

Le picofarad représente un millionième de microfarad, ce qui fait 10^{-12} F donc 100 pF font 10^{-10} F et 100 k Ω ou 100.000 Ω peut encore s'écrire $10^5 \Omega$.

La constante de temps est :

$$10^{-10} \times 10^5 = 10^{-5} \text{ s ce qui fait } 10 \mu\text{s}.$$

On voit, par cet exemple, combien il est commode d'utiliser les exposants des puissances de 10.

Remarquons que, pour les petites constantes de temps, on obtient directement le chiffre en microsecondes si l'on exprime la capacité en microfarads au lieu d'utiliser l'unité de base qui est le farad.

Décharge du condensateur.

Tout ce que nous venons d'exposer pour la charge du condensateur est immédiatement applicable pour sa décharge. Le condensateur se décharge instantanément si nous mettons directement ses armatures en court-circuit.

Toutefois, si nous intercalons une résistance, la décharge ne se produit plus instantanément. Dans ce cas, comme dans le précédent, la durée théorique est infiniment longue. En pratique, c'est encore la cons-

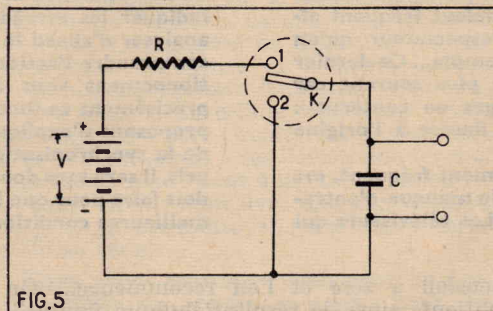


FIG. 5. — Ce dispositif permet d'obtenir des variations de tensions en dents de scie.

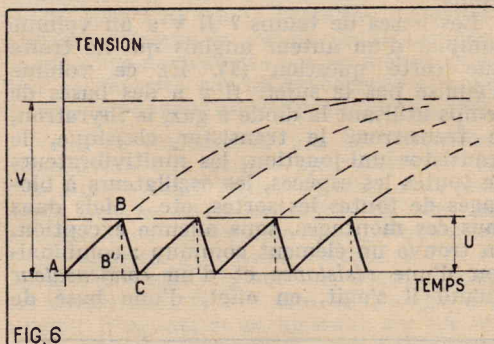


FIG. 6. — Ce que donne le circuit figure 5 AB correspond à la position 1 et K. BC correspond à la position 2.

tante de temps qu'il faut faire intervenir. Au bout d'un temps égal à $C \times R$ — la tension résiduelle représente $100 - 63 = 37\%$ de la tension de départ.

On peut considérer que tout est terminé à moins de 1 % près au bout d'une durée égale à cinq fois la constante de temps (il reste en effet $100 - 99,3 = 0,7\%$).

La courbe correspondante est exactement symétrique de la courbe de charge et nous l'avons figurée en II sur la figure 4.

Principes généraux des bases de temps.

Le principe général d'une base de temps du type à condensateur peut se traduire comme nous l'avons fait sur la figure 5.

Grâce à l'action d'un commutateur K, on peut provoquer :

- la charge de C à travers R ;
- la décharge directe de C.

Plaçons le commutateur dans la position 1, la charge s'effectue suivant la variation AB (fig. 6). Elle se poursuivrait suivant la courbe en pointillé si nous laissons le commutateur dans la position 1. Mais au moment où une certaine tension U est atteinte, nous plaçons le commutateur dans

la position 2. Nous provoquons la décharge rapide du condensateur. Celle-ci se fait instantanée si le circuit était totalement de résistance et la variation sera une ligne droite. Mais aucun circuit ne peut présenter une résistance nulle. Le condensateur lui-même présente une résistance « série », il y a la résistance du commutateur. Il en résulte que la décharge s'effectue suivant une courbe.

Quand la tension est pratiquement nulle, nous replaçons K sur la position 1. Nous obtenons bien ainsi une série de « dents de scie ».

Bien entendu — en pratique — nous arrangerons les choses pour que le commutateur K soit automatiquement com-

Une variante.

La disposition figure 7 représente une variante du même principe. Cette fois-ci, on utilise une charge rapide du condensateur et une décharge lente — cette dernière étant déterminée par la constante de temps CR. On arrête la décharge quand on a atteint une tension V et on provoque une nouvelle charge. On obtient ainsi une série de « dents de scie » qui sont inversées par rapport à celles que fournissait le premier montage.

Ce qui remplace le commutateur

En réalité, il est nécessaire de remplacer le commutateur K par un dispositif automatique pour rendre le choix du système adopté que différent des bases de temps classiques.

Notre intention n'est pas de passer en revue tous les procédés possibles. Nous voulons examiner le cas des bases de temps utilisées en télévision... Toutefois, pour tour aux sources n'est pas sans intérêt, il permet de mieux saisir le détail du fonctionnement des circuits actuels.

Un des plus anciens systèmes est basé sur l'emploi d'un élément diode à cathode et à gaz... ou, en termes plus vulgaires, une simple lampe à néon, par exemple. Celle-ci est constituée par deux électrodes plongées dans une atmosphère de néon à pression réduite.

Appliquons une tension croissante aux deux électrodes. Tout d'abord, pour des tensions faibles, il ne se passe rien. Le tube à néon se comporte comme le co-

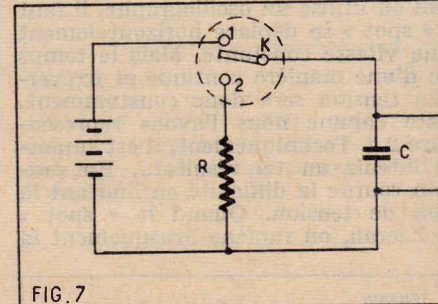


FIG. 7. — Une autre solution pour obtenir des dents de scie.

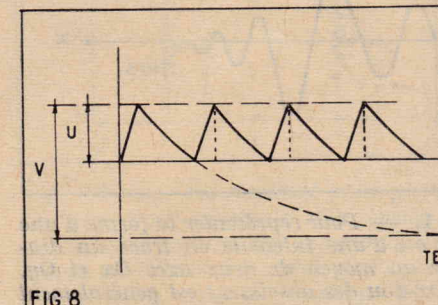


FIG. 8. — Ce que donne le montage figure 7.

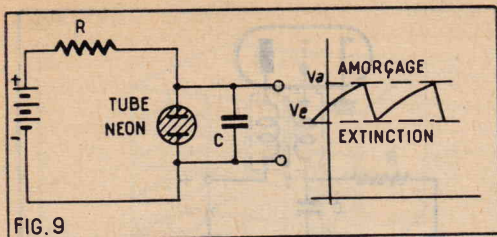


FIG. 9

FIG. 9. — Le tube à gaz se comporte comme un commutateur automatique. Il ferme le circuit quand la tension de charge du condensateur atteint V_a (tension d'amorçage) et le coupe quand la tension tombe au-dessous de V_e (tension d'extinction).

tateur K quand il est ouvert. Mais — pour une certaine valeur de tension, dite tension d'amorçage le tube devient brusquement conducteur et sa résistance interne est alors très faible.

Si nous réduisons alors la tension progressivement et sans interrompre le courant, nous constatons que le tube demeure amorcé — et ceci — jusqu'à une tension dite d'extinction.

La tension d'amorçage ou d'allumage peut être — par exemple — de 150 V, alors que la tension d'extinction est de 130 V.

D'après ce qui précède, il est facile de comprendre comment le montage de la figure 9 peut produire des oscillations en dents de scie. Il faut évidemment que la tension d'alimentation V soit supérieure à la tension d'amorçage. Dans ces conditions, le condensateur C se charge à travers R . La tension monte progressivement. Quand la tension d'amorçage V_a est atteinte, le tube s'allume et provoque la décharge rapide du condensateur C jusqu'au moment où est atteinte la tension d'extinction. A ce moment, le tube s'éteint et le condensateur C se charge de nouveau, jusqu'à la tension d'amorçage.

Ce montage est extrêmement simple. Il présente l'inconvénient de fournir des tensions dont l'amplitude de crête à crête est limitée à l'écart qui sépare la tension d'amorçage ou d'allumage et qui peut être — par exemple — de 150 V, alors que la tension d'extinction est de 130 V.

Emploi d'un thyatron.

Le remplacement du tube diode à gaz par un thyatron permet d'éviter ce défaut et d'obtenir des oscillations dont l'amplitude peut être beaucoup plus grande et, de plus, peut être réglée à volonté. On peut se représenter un thyatron comme un tube triode dont l'ampoule serait remplie d'une atmosphère inerte : argon, helium, vapeur de mercure, etc. Pour une certaine

FIG. 10. — Principe d'une base de temps utilisant un thyatron.

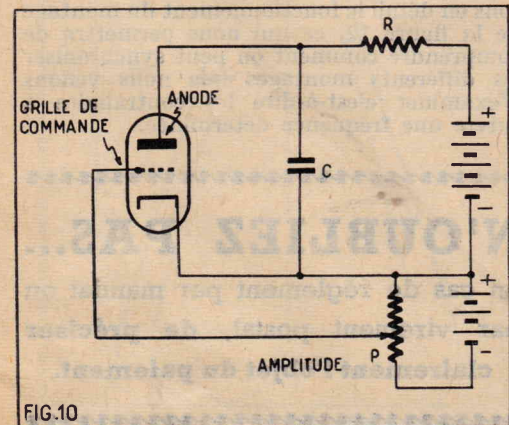


FIG. 10

valeur de tension d'anode, un arc éclate entre cathode et anode. En agissant sur la tension négative appliquée à l'électrode de commande on modifie la tension d'amorçage. La tension d'extinction est ici très faible : de l'ordre de 10 à 15 V avec la vapeur de mercure.

On peut ainsi obtenir directement des oscillateurs en dents de scie de grande amplitude.

Les défauts du thyatron.

Cependant, l'emploi des tubes à gaz n'est pas une solution idéale. Il s'en faut même de beaucoup. Après avoir été presque exclusivement utilisés, aussi bien en oscillographie qu'en télévision, les thyatrons sont aujourd'hui à peu près abandonnés.

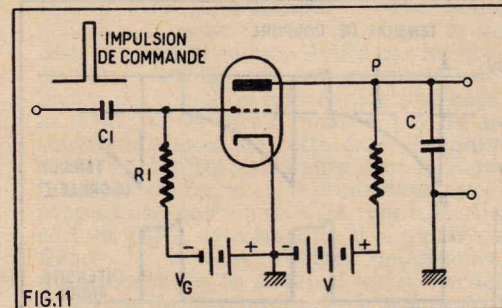


FIG. 11

FIG. 11. — Le principe des bases de temps utilisant un tube à vide.

Quelles en sont les raisons ?

Le fonctionnement est basé sur les phénomènes d'ionisation, c'est-à-dire sur la transformation qui s'opère dans une atmosphère pour la rendre conductrice. Or l'ionisation, comme la désionisation, ne se produisent pas instantanément. En d'autres termes, il existe une certaine inertie. Il en résulte que le fonctionnement ne peut plus être assuré quand la fréquence devient très élevée. La limite est située à quelques dizaines de kilocycles.

D'autre part, la durée de vie des thyatrons, utilisés dans les bases de temps est relativement courte. Au cours du fonctionnement, la cathode est bombardée par les ions positifs de l'atmosphère interne et il en résulte une désagrégation rapide des oxydes émissifs.

C'est pour ces raisons qu'à l'heure actuelle, on utilise presque exclusivement des montages utilisant non plus des tubes à gaz, mais des tubes à vide.

Principe des bases de temps avec tube à vide.

Pour y comprendre le fonctionnement, reportons-nous à la figure 12. Nous y retrouvons, bien entendu, l'ensemble RC. Une tension négative V_g appliquée au tube électronique bloque normalement le passage du courant anodique. Le condensateur C se charge à travers la résistance R — ce qui donne la partie inclinée de la dent de scie. AB.

En B, une impulsion positive très brève, mais de grande amplitude est appliquée à la grille du tube. Dans ces conditions, le condensateur C se décharge dans l'espace cathode-anode. On peut dire aussi que le passage du courant anodique dans la résistance R produit une brusque chute de tension au point P. Il en résulte par conséquent une rapide diminution de tension entre les armatures du condensateur.

Base de temps déclenchée et base de temps auto-entretenue.

Le montage représenté figure 12 ne fournit pas spontanément des oscillations en dents de scie. Il faut provoquer la décharge du condensateur au moyen d'une oscilla-

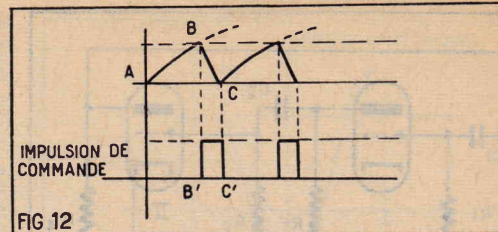


FIG. 12

FIG. 12. — Forme des différentes tensions dans le montage de la figure 2.

tion appliquée à la grille du tube. C'est ce qu'on nomme une base de temps « déclenchée ».

Ces systèmes ont un intérêt certain en oscillographie. C'est ainsi, par exemple, que pour l'analyse des circuits d'un téléviseur on peut utiliser les signaux de synchronisation pour provoquer le déclenchement de la base de temps.

Dans de nombreux cas, il est toutefois plus commode de disposer d'un système qui est *auto-entretenu*, c'est-à-dire qui fournit spontanément une série indéfinie de « dents de scie ».

Pour passer du circuit de la figure 12 à un montage auto-entretenu, il suffit de faire en sorte que le montage produise lui-même sa propre tension de déclenchement. Nous obtiendrons alors une base de temps classique.

On peut déjà fixer les conditions de fonctionnement normal. Il faudra d'abord que la tension de déclenchement se présente dans le sens voulu, c'est-à-dire avec une position de phase correcte. Il faudra ensuite que son amplitude soit suffisante.

La première condition nous interdit de prendre la tension de déclenchement au point P — par exemple — car son sens serait exactement inverse du sens correct. En effet, il y a opposition de phase entre les tensions d'entrée et de sortie d'un montage comme celui de la figure 12.

Il faut donc provoquer une inversion de phase pour rendre le montage auto-entretenu. C'est précisément par la manière dont on obtient cette inversion de phase que diffèrent les bases de temps classiques.

Oscillateur à déphasage (Phase-Shift).

On sait qu'un condensateur provoque un déphasage en avant. On peut mettre cette propriété en action pour obtenir le résultat cherché. Examinons le montage figure 13. La tension présente aux bornes de R subit un premier déphasage au moyen d'un ensemble $C_1 R_1$. Mais cette première cellule n'apporterait qu'une rotation de phase insuffisante. On la fait suivre d'une seconde et même d'une troisième avant d'appliquer la tension à la grille. On obtient ainsi un montage auto-entretenu fournissant directement des dents de scie.

FIG. 13. — Schéma de l'oscillateur à déphasage (phase-shift).

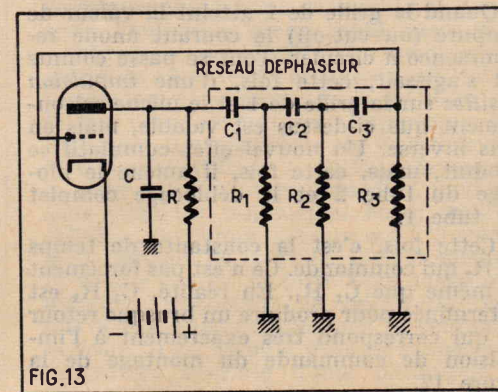


FIG. 13

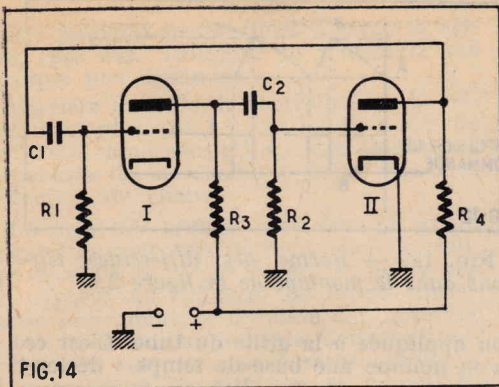


FIG. 14

FIG. 14. — Schéma de base du multivibrateur. C'est un amplificateur dont l'entrée est couplée à la sortie.

Ce montage est peu employé en pratique, malgré sa grande simplicité. Il présente, en effet, l'inconvénient de ne fournir que des oscillations de faible amplitude. Cela s'explique facilement car le réseau déphaseur est, en même temps, un réseau atténuateur. En effet, les ensembles $R_1 C_1$, $R_2 C_2$, $R_3 C_3$ constituent autant de diviseurs de tensions.

Le multivibrateur.

Il y a des quantités de variantes de multivibrateurs — à couplage direct, à couplage cathodique, etc. Nous prendrons comme exemple le montage le plus classique. Mais nous le représenterons sous une forme particulière (fig. 14) de manière à bien faire apparaître qu'il s'agit, en fait, d'un amplificateur dont la sortie est couplée avec l'entrée.

Il est facile de comprendre qu'un tel ensemble ne peut pas être stable. Supposons par exemple qu'une petite impulsion négative soit appliquée à la grille du tube 1. Cette impulsion, amplifiée, apparaîtra en sens inverse (donc positive) dans le circuit de plaque du tube et sera transmise à la grille du tube 2 par le condensateur C_2 . Il en résultera une impulsion négative dans le circuit d'anode du même tube qui, transmise par C_1 viendra renforcer l'impulsion de départ.

Il y a donc une sorte de « réaction en chaîne » jusqu'au moment où le tube 2 débitera un courant maximum. A ce moment, la grille de 1 sera tellement négative que le courant anodique aura cessé depuis longtemps. En d'autres termes, le tube 1 est bloqué.

Mais cette situation ne peut pas se maintenir. La grille de 1 ne peut pas rester négativement polarisée puisqu'elle est reliée à la masse par la résistance R_1 .

Le condensateur C_1 se décharge donc à travers R_1 suivant la loi déjà traduite plus haut. Nous voyons ici apparaître le circuit à constante de temps. C'est le produit $C_1 R_1$ qui détermine la durée de blocage du tube 1.

Quand la grille de 1 atteint la valeur de coupure (ou cut-off) le courant anode recommence à circuler. Tout se passe comme s'il s'agissait, cette fois, d'une impulsion positive sur la grille de 1 et le même raisonnement que ci-dessus est valable, mais en sens inverse. Un nouvel effet cumulatif se produit, mais, cette fois, il amène le blocage du tube 2 et le déblocage complet du tube 1.

Cette fois, c'est la constante de temps $C_2 R_2$ qui commande. Ce n'est pas forcément la même que $C_1 R_1$. En réalité, $C_2 R_2$ est déterminée pour produire un brusque retour ce qui correspond très exactement à l'impulsion de commande du montage de la figure 12.

Forme des tensions et courants.

Nous avons représenté les formes des tensions et courants dans les différents circuits sur la figure 15. De A en B, c'est l'impulsion négative qui conduit la tension de grille jusqu'au-delà de la valeur de coupure correspondant à la droite horizontale figurée en pointillé. Pendant ce temps le tube 2 débite un courant maximum.

La ligne BC correspond à la décharge du condensateur. Sa forme est déterminée par la constante de temps $C_1 R_1$.

En C, le tube 1 peut débiter de nouveau. En conséquence, la situation évolue très rapidement. Le courant anodique atteint rapidement la valeur maximale tandis que c'est au tour du tube 2 d'être totalement bloqué.

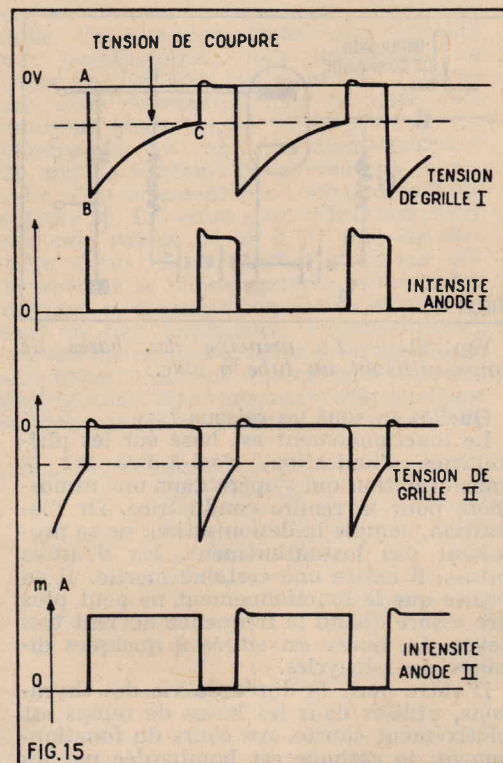


FIG. 15

FIG. 15. — Forme des courants et tensions dans un multivibrateur.

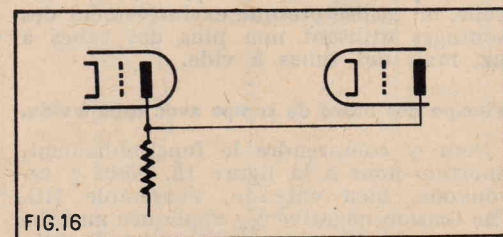


FIG. 16

FIG. 16. — Une liaison directe entre anode et grille correspond à une constante de temps infiniment grande.

Dans le cas représenté figure 15, les deux périodes de blocage ne sont pas d'égale durée. Cela veut dire que les deux constantes de temps $C_1 R_1$ et $C_2 R_2$ ne sont pas égales. On dit qu'il s'agit alors d'un multivibrateur asymétrique. Si les deux constantes de temps étaient égales, il s'agirait naturellement d'un multivibrateur symétrique.

En télévision, par exemple, on utilise un multivibrateur non symétrique. Une des périodes correspond au balayage d'une ligne (soit 40 μs environ) l'autre période, cinq fois plus courte, correspond au « retour » du spot (8 μs environ).

En prévoyant une liaison directe entre une anode et une grille, tout se passe comme si la capacité de liaison était infiniment

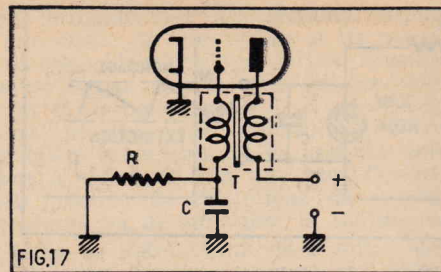


FIG. 17

FIG. 17. — Schéma de base de l'oscillateur à blocage (ou blocking).

grande. La constante de temps, elle devient infiniment grande.

Quand les deux périodes sont infiniment grandes, le système ne peut plus osciller spontanément. Il devient une « bascule ». On observera, par exemple, le fonctionnement suivant :

- a) Le tube 1 est bloqué ;
- b) Le tube 2 débite un courant maximum.

Si nous envoyons une impulsion de commande, nous provoquons précisément le mouvement de bascule.

- a) Le tube 1 débite un courant maximum ;
- b) Le tube 2 est bloqué.

Les conditions A et B peuvent se maintenir indéfiniment. On passe de A à B et de B à A au moyen d'une impulsion de commande.

Un tel montage est l'élément vital de la plupart des machines électroniques à commutation.

Ce genre de montage est encore appelé multivibrateur bi-stable — par opposition au multivibrateur mono-stable. Ce dernier est caractérisé par une seule liaison directe y a donc une seule constante de temps infiniment grande. Il en résulte que l'impulsion de commande détermine la production d'une dent de scie d'une durée déterminée, suivie d'un retour à l'état stable.

L'oscillateur à blocage (ou blocking)

L'oscillateur à blocage si largement utilisé en télévision fait partie de cette multitude de montages. Ce que nous avons exposé plus haut permettra sans doute à nombreux lecteurs d'apercevoir son fonctionnement sous un jour nouveau.

Le circuit à constante de temps infiniment grande est disposé dans le circuit de grille et porte (fig. 17) la résistance R et le condensateur C . La fonction du transformateur de « blocage » T est précisément de ramener dans le sens correct l'impulsion de commande produite dans le circuit d'anode. Le transformateur remplace le réseau déphaseur de la figure 13. Il a l'avantage de ne présenter aucune atténuation et de permettre ainsi de produire des oscillations de grande amplitude.

Il remplace également le tube synchronisateur que l'on trouve dans les monostables multivibrateurs.

Dans un prochain article, nous analyserons en détail le fonctionnement du montage de la figure 12, ce qui nous permettra de comprendre comment on peut synchroniser les différents montages que nous venons d'examiner c'est-à-dire les contraindre à suivre une fréquence déterminée.

N'OUBLIEZ PAS

en cas de règlement par mandat
par virement postal, de préciser
clairement l'objet du paiement

L'EFFET DOPPLER ET LES SATELLITES ARTIFICIELS

Par J.-M. BOULCH

Tous les lecteurs intéressés peu ou prou aux satellites artificiels se sont certainement déjà demandé comment on pouvait déterminer la vitesse d'un satellite et sa hauteur sans avoir recours aux appareils d'optique. Il ne s'agit pas là d'un tour de magie, mais tout simplement de l'application d'un phénomène très connu : l'effet Doppler.

Que le lecteur se rassure si le nom lui paraît barbare, il se rendra bien vite compte que ce phénomène lui est très familier. Ici nous supposons que cet aimable individu (le lecteur) a pris au moins une fois le train dans sa vie, ceci dit expliquons-nous ; lorsqu'un train croise celui du lecteur en sifflant, ce dernier (le lecteur, pas le train) s'aperçoit d'une variation dans la hauteur du sifflement, il y a donc variation de fréquence du son transmis.

Il en est de même pour un satellite qui passe au-dessus de vous. Si ce satellite émet une certaine fréquence, cette fréquence variera à la réception suivant sa vitesse.

Faisons un peu de mathématiques :

Soit N la fréquence d'émission du satellite,

v sa vitesse,

V la vitesse des ondes hertziennes,

λ la longueur d'onde.

Si le satellite S était fixe, la station de réception R recevrait les signaux de S sous une fréquence d'accord égale à N .

Comme S bouge, R recevra une fréquence N plus quelques vibrations n .

Tout le monde sait que $\lambda = \frac{v}{n}$

Comme on connaît v et λ , on en déduit n

tel que $n = \frac{v}{\lambda}$

La nouvelle fréquence N' reçue sera donc celle que

$$N' = N + n = N + \frac{v}{\lambda}$$

or λ est aussi tel que $\lambda = \frac{V}{N}$

d'où

$$N' = N + \frac{v}{\frac{V}{N}} = N + \frac{vN}{V} = N + N \frac{v}{V}$$

Or ce qui nous intéresse c'est la variation de fréquence par seconde donc

$$\Delta N = (N' - N)$$

$$\text{d'où } \Delta N = (N' - N) = N \frac{v}{V}$$

et si l'on prend le rapport $\frac{\Delta N}{N}$

$$\text{on aura } \frac{\Delta N}{N} = \frac{v}{V}$$

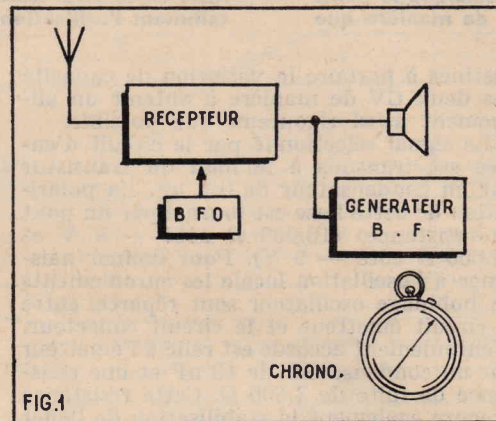
Or ce que l'on cherche, c'est v la vitesse du satellite, on voit immédiatement que

$$v = V \frac{\Delta N}{N} \quad (1)$$

D'aucuns nous diront : tout ceci est très bien, on connaît v , mais comment arriver à connaître ΔN . Rien de plus simple.

N nous est donné, puisque c'est la fréquence d'émission du satellite. Quant à ΔN , un enfant de huit ans peut le calculer.

Suivez plutôt le raisonnement (très simple) qui suit.



Deux solutions se présentent. Envisageons d'abord la plus simple (fig. 1).

Pour résoudre le problème, il nous faut trois appareils :

— 1 récepteur muni d'un BFO rigoureusement stable,

— 1 générateur BF (que l'on peut ou non faire débiter sur le même HP),

— 1 chronomètre.

Première opération, caler le récepteur sur la fréquence N à recevoir, mettre en marche le BFO. Puis dès l'apparition des signaux, accorder le générateur BF sur le son entendu. Repérer la fréquence n^1 sur le cadran et mettre en route le chrono. Au bout d'un temps t (une ou deux minutes), réaccorder le générateur BF sur le nouveau son entendu, lire la nouvelle fréquence n^2 .

La variation de fréquence est alors $(n^2 - n^1)$, mais attention, cette variation est valable seulement pour le temps t , ce que nous cherchons c'est ΔN , c'est-à-dire la variation pour une seconde.

Vous avez déduit vous-même que ΔN était tel que :

$$\Delta N = \frac{(n^2 - n^1)}{L \text{ (en seconde)}}$$

Il ne suffit plus que de remplacer n^1 , n^2 et t par leur valeur pour avoir ΔN et de remplacer ΔN par sa valeur dans (1) pour trouver v .

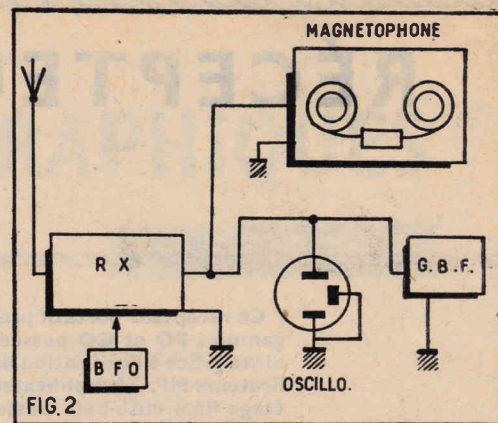
On ne peut plus simple, quand je vous disais qu'un enfant de huit ans pouvait le faire...

La deuxième méthode bien que nécessitant un appareillage plus complet n'en est pas plus compliquée pour autant, et a l'avantage de réduire de beaucoup les retards de manipulation.

En voici le principe : le Rx est réglé sur la fréquence à recevoir, le BFO en marche. La sortie du Rx est commutée simultanément sur l'entrée verticale d'un oscillo et sur l'entrée d'un magnétophone.

On règle le balayage de l'oscillo pour avoir par exemple une sinusoïde de 400 Hz puis on arrête le G. BF.

Lorsqu'une sinusoïde identique formée par le signal BF du Rx apparaît sur l'oscillo, on met en route le magnétophone (on aura



intérêt à régler celui-ci sur la vitesse la plus rapide).

Puis on déconnecte l'arrivée Rx et on connecte le G. BF que l'on règle par exemple sur 1 000 Hz. On recalcule l'oscillo sur 1 000 Hz et on reconnecte le récepteur, lors de l'apparition d'une nouvelle sinusoïde (une période simple), on arrête le magnétophone.

On connaît alors la variation de fréquence qui est ici de $1.000 - 400 = 600$, et l'on n'a plus qu'à mesurer la longueur de la bande enregistrée, ce qui se fait facilement et avec une bonne précision, on a aussi le temps t .

Si v est la vitesse de défilement et x le

nombre de cm, on aura $r = \frac{x}{v}$

Le reste se calcule comme précédemment.

Calcul de la hauteur.

Connaissant sa vitesse, il est maintenant facile de calculer sa hauteur.

Nous ferons pour cela appel à la force centrifuge.

En effet, nous avons tous dans notre jeunesse fait tourner au bout d'une ficelle une boîte contenant de l'eau et le fait que l'eau ne tombait pas quand la boîte tournait nous amusait beaucoup (encore plus quand la ficelle cassait...)

Eh bien, ici la ficelle c'est l'attraction terrestre et le satellite représente la boîte.

On a aussi remarqué que la boîte ne tenait qu'à partir d'une certaine vitesse, autrement dit il y avait équilibre entre la vitesse et la tension de la corde, la vitesse est trop grande, la corde casse, le satellite sort de l'attraction terrestre ; la vitesse n'est pas assez grande, la boîte retombe et le satellite aussi.

En mathématique, nous dirions que la force centrifuge équilibre le poids.

La force centrifuge s'écrit $F_c = \frac{mv^2}{D}$

si v est la vitesse du satellite, m sa masse et D sa distance au centre de la terre.

Son poids est tout simplement tel que $P = mg'$ (g' étant l'attraction terrestre à la distance D du centre de la terre).

$$\text{Donc comme } P = F_c \quad \frac{mv^2}{D} = mg$$

$$\text{d'où } \frac{v^2}{D} = g'$$

Or $D = R + h$ (rayon terrestre + hauteur du satellite)

$$\text{d'où } \frac{v^2}{R + h} = g' \quad \text{et} \quad R + h = \frac{v^2}{g'}$$

$$h = \frac{v^2}{g'} - R$$

v^2 est connu puisque nous l'avons calculé précédemment, R aussi (Rayon terrestre — 6.000 km).

(Suite page 58.)

RÉCEPTEUR PORTATIF A 6 TRANSISTORS

Ce récepteur portatif prévu pour l'écoute des gammes PO et GO possède une grande sensibilité grâce à l'utilisation de deux étages amplificateurs MF. L'amplificateur BF comporte un étage final push-pull classe B qui procure une puissance de réception confortable. L'intérêt de la classe B réside dans le fait que le point de fonctionnement est réglé de manière que

le courant collecteur des transistors soit très faible. De cette façon la consommation totale de l'appareil est réduite et permet une économie de la pile d'alimentation.

Bien que normalement la réception soit prévue avec cadre une prise antenne peut être mise en service. Cette disposition permet notamment l'utilisation à bord d'une voiture.

Le schéma (fig. 1).

Le transistor changeur de fréquence est le 37T1. Il est associé à un bloc de bobinages OREOR N32 et à un cadre N20 bâtonnet de ferroxcube. Sur le schéma les deux organes sont représentés sous leur forme réelle, ce qui facilite le repérage des bosses de branchement. Le bloc comporte un commutateur à poussoir, les bobinages oscillateurs PO et GO et les bobinages O-GO accord qui sont mis en service lors de l'utilisation de la prise antenne. Cette mise en service se fait en enfonceant le poussoir « Ant » et, suivant la gamme désirée, le poussoir PO ou GO.

Les enroulements du cadre ou les bobinages « Accord » du bloc sont accordés par un CV de 280 pF, tandis que les bobinages oscillateurs le sont par un CV de 20 pF C1 ainsi que C2 et C3 qui sont respectivement shuntés par des capacités fixes de 220 pF et 56 pF sont des ajustables

destinés à parfaire la variation de capacité des deux CV de manière à obtenir un alignement aussi rigoureux que possible.

Le signal sélectionné par le circuit d'entrée est transmis à la base du transistor par un condensateur de 0,1 μ F. La polarisation de cette base est fournie par un pont de résistances (10.000 Ω côté + 9 V et 47.000 Ω côté - 9 V). Pour donner naissance à l'oscillation locale les enroulements du bobinage oscillateur sont répartis entre le circuit émetteur et le circuit collecteur. L'enroulement accordé est relié à l'émetteur par un condensateur de 10 nF et une résistance de fuite de 3.500 Ω . Cette résistance procure également la stabilisation de l'effet de température. L'enroulement d'entretien est intercalé dans le circuit collecteur entre ce dernier et la prise d'adaptation du primaire du transfo MF1. Ce circuit collecteur contient également une cellule de découplage formée d'une résistance de 470 Ω et d'un condensateur de 40 nF.

Le premier étage MF est équipé avec un transistor 36T1. La base de ce dernier est attaquée par l'enroulement de couplage du transfo MF1. La tension de polarisation est appliquée à l'autre extrémité de cet enroulement. Elle est obtenue par un diviseur de tension dont la branche côté - 9 V est constituée par une résistance ajustable de 68.000 Ω et la branche côté + 9 V par une résistance de 10.000 Ω en série avec le potentiomètre de volume de 10.000 Ω . Ce pont est découplé par un condensateur de 50 nF doublé par un 50 μ F. Nous avons déjà rencontré une telle disposition sur d'autres montages et nous savons que la résistance de 10.000 Ω et le condensateur de 50 μ F forment une cellule de constante de temps qui transmet à la base du transistor la tension de VCA qui apparaît au sommet du potentiomètre de volume.

Le circuit émetteur du 36T1 contient une résistance de stabilisation de 330 Ω

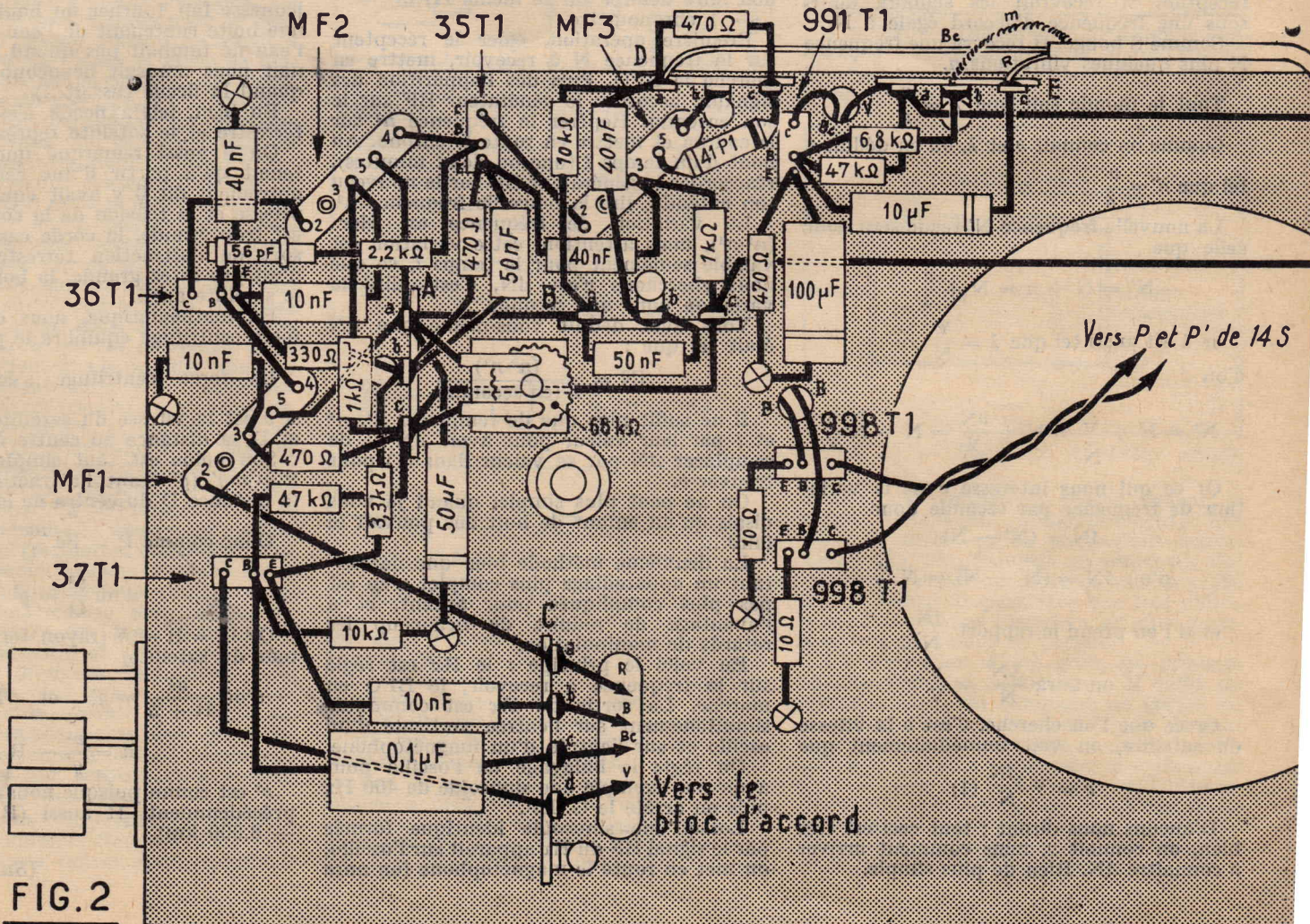
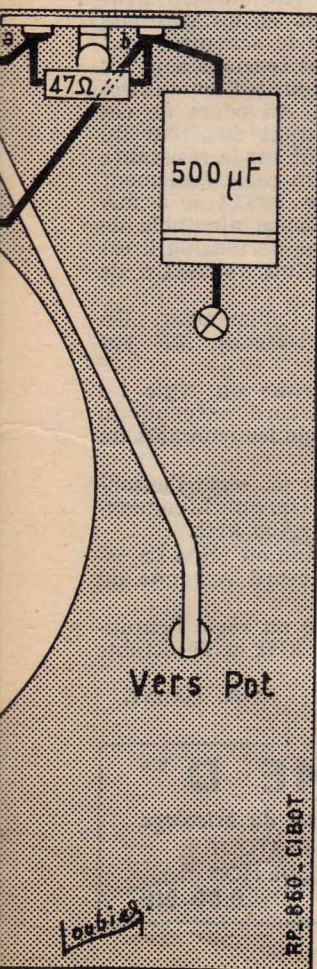
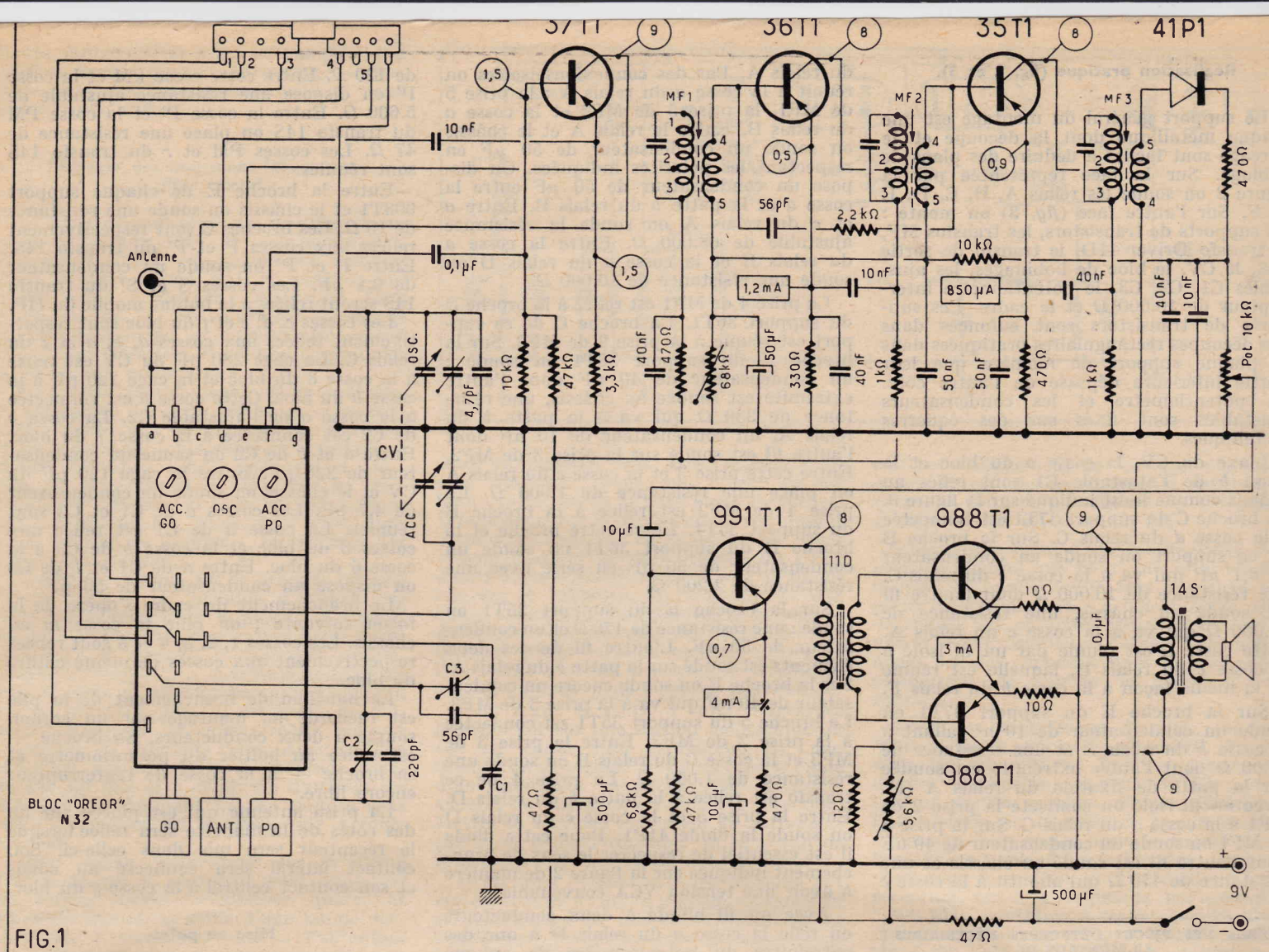


FIG. 2



CODE
DES COULEURS
DES FILS

- N. — *Noir.*
M. — *Marron.*
R. — *Rouge.*
O. — *Orange.*
J. — *Jaune.*
V. — *Vert.*
B. — *Bleu.*
Vt. — *Violet.*
G. — *Gris.*
Bc. — *Blanc.*
C. — *Coaxial.*
S. — *Souplisso.*
m. — *Fil nu masse.*

découplée par 40 nF. Son collecteur est relié à la prise d'adaptation d'impédance du transfo MF2. L'extrémité (3) de l'enroulement MF2 est reliée à la ligne - 9 V par une cellule de découplage formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur de 10 nF allant à l'émetteur du transistor.

L'enroulement de couplage de MF2 attaque la base d'un transistor 35T1 qui équipe le second étage amplificateur MF. L'extrémité (5) de cet enroulement est relié à la ligne antifading. Par conséquent la polarisation de la base est obtenue par les mêmes éléments que celle du transistor précédent. La résistance de stabilisation du circuit émetteur qui fait ici $470\ \Omega$ est découplée par $50\ \text{nF}$. Le circuit collecteur contient le primaire de MF3 et une cellule de découplage (résistance de $1.000\ \Omega$ et condensateur de $40\ \text{nF}$ allant à l'émetteur du transistor). Entre la base du 36T1 et celle du 35T1 est placé un circuit de neutrodinage formé du $56\ \text{pF}$ et d'une $2.200\ \Omega$.

L'enroulement de couplage de MF3 attaque le circuit de détection. Ce dernier comprend une diode 41P1, une cellule de blocage HF et le potentiomètre de volume shunté par un condensateur de 40 nF. La cellule HF est constituée par une résistance de 470 Ω et un condensateur de 10 nF.

Le signal BF prélevé sur le curseur du potentiomètre est transmis à la base d'un transistor 991T1 par un condensateur de 10 μ F. Ce 991T1 équipe l'étage préamplificateur BF. Le diviseur de tension qui procure la polarisation de la base est formé d'une résistance de 6.800 Ω côté + 9 V et d'une de 47.000 Ω côté - 9 V. La résistance de stabilisation insérée dans le cir-

cuit émetteur qui fait 470 Ω est découplé par un condensateur de 100 μF . Le circuit collecteur contient le primaire du transformateur BF Driver destiné à la liaison avec l'étape final push-pull. Ce dernier est équipé par deux transistors de puissance 988T1. La base de chacun d'eux est reliée à une des extrémités du secondaire du transformateur Driver.

Le pont de polarisation aboutit au point milieu de ce secondaire. Il est formé d'un 120Ω côté $+9 \text{ V}$ et d'une résistance ajustable de 5.600Ω côté -9 V .

Chaque 988T1 possède sa résistance de stabilisation de température propre. Ces résistances ont une valeur de $10\ \Omega$. Les collecteurs sont reliés chacun à une extrémité du primaire du transfo de sortie, la tension d'alimentation $\rightarrow 9\text{ V}$ est appliquée au point milieu de cet enroulement. Le primaire est shunté par un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$. Le haut-parleur à un aimant permanent est pourvu d'une membrane de 12 cm de diamètre.

La ligne d'alimentation — 9 V contient deux résistances de $47\ \Omega$ montées en série. La sortie de la seconde est découplée vers le + 9 V par un condensateur de $500\ \mu\text{F}$ et alimente les transistors changeur de fréquence et MF. L'alimentation du transistor 991T1 et celle de la base des deux 988T1 sont prises au point de jonction des deux $47\ \Omega$. La tension collecteur du 988T1 est prélevée directement sur le + 9 V de la pile après l'interrupteur. Enfin un condensateur de $500\ \mu\text{F}$ est prévu entre ce point et la ligne + 9 V. Ces découplages très soignés rendent impossible tout couplage qui pourrait provoquer la résistance interne de la batterie.

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Le support général du montage est une plaque métallique dont la découpe et le perçage sont faciles à déduire des plans de câblage. Sur la face représentée par la figure 2 on soude les relais A, B, C, D, E et F. Sur l'autre face (fig. 3) on monte : les supports de transistors, les transfo MF, le transfo Driver 11D, le transfo de sortie 14S, le CV, le bloc de bobinages, les ajustables C1, C2, C3, le potentiomètre interrupteur de 10.000 Ω et le cadre. Les supports de transistors sont enfoncés dans des découpes rectangulaires pratiquées dans la plaque support de manière que leur partie inférieure dépasse de l'autre côté. Le potentiomètre et les condensateurs ajustables sont fixés sur des équerres métalliques.

L'axe du CV, la cosse *a* du bloc et la cosse *b* de l'ajustable C1 sont reliés au châssis comme il est indiqué sur la figure 3. La broche C du support 37T1 est connectée à la cosse *d* du relais C. Sur la broche B de ce support on soude un condensateur de 0,1 μ F qui va à la cosse *c* du relais C, une résistance de 10.000 Ω dont l'autre fil est soudé au châssis, une résistance de 47.000 Ω qui va à la cosse *c* du relais A. Cette cosse C est réunie par un fil isolé à la cosse *c* du relais B, laquelle est réunie de la même façon à la cosse *b* du relais F.

Sur la broche E du support 37T1 on soude un condensateur de 10 nF allant à la cosse *b* du relais C et une résistance de 3.300 Ω dont l'autre extrémité est soudée sur la patte de fixation du relais A (*b*). Avec un fil isolé on connecte la prise 2 de MF1 à la cosse *a* du relais C. Sur la prise 3 de MF1 on soude un condensateur de 40 nF dont l'autre fil est soudé au châssis et une résistance de 470 Ω qui aboutit à la cosse *c*

du relais A. Par des connexions isolées on réunit à la cosse *a* du relais A : la prise 5 de MF1, la prise 5 de MF2 et la cosse *a* du relais B. Entre le relais A et le châssis on soude un condensateur de 50 μ F en respectant les polarités indiquées. On dispose un condensateur de 50 μ F entre la cosse *a* et la patte *b* du relais B. Entre *a* et *c* du relais A on soude la résistance ajustable de 68.000 Ω . Entre la cosse *a* du relais B et la cosse *a* du relais D on soude une résistance de 10.000 Ω .

La prise 4 de MF1 est reliée à la broche B du support 36T1. La broche C de ce support est réunie à la prise 2 de MF2. Sur la broche E du support 36T1 on soude : un condensateur de 40 nF dont l'autre extrémité est soudée au châssis, une résistance de 330 Ω qui va à la patte *b* du relais A, un condensateur de 10 nF dont l'autre fil est soudé sur la prise 3 de MF2. Entre cette prise 3 et la cosse *c* du relais A on place une résistance de 1.000 Ω . La prise 4 de MF2 est reliée à la broche B du support 35T1. Entre cette broche et la broche B du support 36T1 on soude un condensateur de 56 pF en série avec une résistance de 2.200 Ω .

Sur la broche E du support 35T1 on soude : une résistance de 470 Ω et un condensateur de 50 nF. L'autre fil de ces deux éléments est soudé sur la patte *b* du relais A. Sur la broche E on soude encore un condensateur de 40 nF qui va à la prise 3 de MF3. La broche 5 du support 35T1 est connectée à la prise 2 de MF3. Entre la prise 3 de MF3 et la cosse *c* du relais B on soude une résistance de 1.000 Ω . La prise 4 de ce transfo est reliée à la patte *b* du relais D. Entre la prise 5 et la cosse *c* du relais D on soude la diode 41P1. Pour cette diode il est essentiel de respecter le sens de branchement indiquée sur la figure 2 de manière à avoir une tension VCA convenable.

Avec un fil blindé à deux conducteurs on relie la cosse *a* du relais D à une des extrémités du potentiomètre de volume et la cosse *c* du relais E au curseur du potentiomètre. La gaine de blindage du fil est soudé d'une part sur la patte *b* du relais E et d'autre part sur le boîtier du potentiomètre. A ce boîtier est aussi relié la seconde cosse extrême (*m*). Entre la cosse extrême Bc du potentiomètre et une des cosse de l'interrupteur on soude un condensateur de 10 nF. Cette cosse de l'interrupteur est reliée par un fil isolé à la cosse *r* du transfo 14S. Toujours sur la même cosse de l'interrupteur on soude le pôle — d'un condensateur de 500 μ F 12 V dont le pôle + est soudé au châssis.

Entre les cosse *a* et *c* du relais D on soude une résistance de 470 Ω , entre la cosse *a* de ce relais et la patte *b* du relais B on dispose un condensateur de 40 nF. Entre la cosse *c* du relais E et la broche B du support 991T1 on dispose un condensateur de 10 μ F 6 V avec le sens indiqué. Sur cette broche on soude une résistance de 47.000 Ω qui va à la cosse *a* du relais E et une 6.800 Ω qui aboutissent à la patte *b* de ce relais. La cosse *a* du relais F est connectée par un fil isolé à la cosse *a* du relais F. Entre *a* et *b* du relais F on soude une résistance de 47 Ω . Sur la cosse *b* on soude le pôle — d'un condensateur de 500 μ F 12 V dont le pôle + est soudé au châssis. Entre la broche E du support 991T1 et le châssis on soude une résistance de 470 Ω et un condensateur de 100 μ F 6 V. Pour ce condensateur encore, il faut respecter le sens de branchement indiqué. La broche C du support est connectée à la cosse P du transfo Driver 11 D. La cosse P' de cet organe est reliée à la cosse *a* du relais E. La broche B de chaque support 998T1 est reliée aux extrémités S et S' du transfo 11D. Entre la cosse PM de cette pièce et le châssis on soude une résistance

de 120 Ω . Entre cette cosse PM et la cosse P' on dispose une résistance ajustable de 5.600 Ω . Entre la cosse P' et la cosse P du transfo 14S on place une résistance de 47 Ω . Les cosse PM et *r* du transfo 14S sont réunies.

Entre la broche E de chaque support 998T1 et le châssis on soude une résistance de 10 Ω . Les broches C sont respectivement reliées aux cosse P et P' du transfo 14S. Entre P et P' on soude un condensateur de 0,1 μ F. Les cosse S et S' du transfo 14S seront reliées à la bobine mobile du H.

Les cosse *c*, *d*, *e* et *f* du bloc sont respectivement reliées aux cosse *d*, *b*, *a* et *c* du relais C. La cage 280 pF du CV est reliée à la cosse 8 du bloc et la cage 120 pF à la cosse *b* du bloc. Cette cosse *b* est connectée à la cosse *a* de l'ajustable C2. La cosse de C2 est connectée à la cosse 7 du bloc. Entre *a* et *b* de C2 on soude un condensateur de 220 pF. Entre la cage 120 pF du CV et le châssis on soude un condensateur de 4,7 pF. Les cosse *a* de C1 et C3 sont réunies. La cosse *a* de C1 est reliée aux cosse 3 du bloc et la cosse *b* de C3 à la cosse 6 du bloc. Entre *a* de C1 et *b* de C3 on dispose un condensateur de 56 pF.

Le branchement du cadre s'opère de la façon suivante : on relie la cosse *m* au châssis. Les cosse 1, 2, 3, 4 et 5 sont reliées respectivement aux cosse de même chiffre du bloc.

Le bouchon de branchement de la pile est raccordé au montage par un cordon souple à deux conducteurs. Sa broche — est reliée au boîtier du potentiomètre et sa broche — à la cosse de l'interrupteur encore libre.

La prise antenne qui est placée sur un des côtés de la mallette sera reliée lorsque le récepteur sera mis dans celle-ci. Son contact latéral sera connecté au châssis et son contact central à la cosse *g* du bloc.

Mise au point.

Après la vérification d'usage du câblage on met l'appareil sous tension. On peut alors vérifier les tensions et les courants aux points indiqués sur le schéma. Vous pouvez remarquer que les tensions sont les chiffres encadrés et les intensités les chiffres entourés d'un rectangle. Au cours de ces mesures on règle le courant émetteur de 36T1 à 1,2 mA en agissant sur la résistance ajustable de 68.000 Ω . On règle également le courant émetteur des 988T1 à 3 mA en agissant sur la résistance ajustable de 5.600 Ω . Pour les mesures de tension il est préférable de disposer d'un voltmètre de 10.000 Ω par volt.

On passe ensuite à l'alignement. On retouche l'accord des transfo MF sur 455 kHz.

En position PO Antenne on règle le noyau oscillateur et Accord antenne du bloc sur 574 kHz. On règle les trimmers du CV sur 1.400 kHz.

En position PO Cadre on règle l'enroulement du cadre du 574 kHz, puis le condensateur ajustable C1 sur 1.400 kHz.

En position GO Antenne on règle l'ajustable C2 et le noyau Accord Antenne du bloc sur 200 kHz.

En position GO Cadre on règle l'enroulement du cadre sur 160 kHz et l'ajustable C3 sur 290 kHz.

A. BARAT.

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

"TRANSONOR 60"

Décrit ci-contre et présenté en couverture



Coffret 2 tons.

Dimensions : 270 x 145 x 90 mm.

6 transistors + diode.
Clavier 3 touches (Antenne-PO, GO)
Cadre ferrite de 20 cm incorporé
PRISE ANTENNE VOITURE par bobinages séparés.
Haut-parleur 13 cm.

1 châssis cadmié 225 x 125.....	4.50
1 bloc 3 touches + cadre + MF + ajustables + CV.....	31.83
1 potentiomètre 10 K- Ω , courbe C.....	1.60
Fils divers (HP, câblage, souplesse) et soudure.....	1.97
6 supports de transistors avec plaque.....	2.88
Prise antenne voiture + prise pour pile.....	0.77
Entretroises, décolletage et plaquettes relais.....	1.69
1 bouton cadran luxe avec flèche + 1 bouton axe 6.....	2.60
1 transformateur de sortie.....	4.48
1 transfo driver.....	4.48
1 plaque cadran.....	1.95
1 jeu de résistances et condensateurs.....	13.58
LE CHASSIS « TRANSONOR 60 » complet, en pièces détachées.....	72.33
1 haut-parleur spécial 13 cm aimant ticonal.....	12.50
1 jeu de transistors « THOMSON » (37T1 - 36T1 - 35T1 - 991T1 - 2 x 988T1 + détecteur 40P1).....	4.140
1 coffret gainé 2 tons mode avec enjoliveur pour HP, décor et touches.....	29.50
1 pile « Leclanché » 9 V.....	4.00
« LE TRANSONOR 60 » absolument complet en pièces détachées avec transistors, pile et coffret.....	159.73
EN ORDRE DE MARCHÉ.....	195.00
Housse pour le transport.....	17.00

CIBOT - RADIO 1 et 3, rue de Reuilly PARIS-XII^e.
Métro : Faïdherbe-Chaligny
C. C. Postal 6129-57 Paris.

"SYSTÈME D"

La plus complète revue du bricolage
EST EN VENTE PARTOUT
LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS
100 pages 0,80 NF

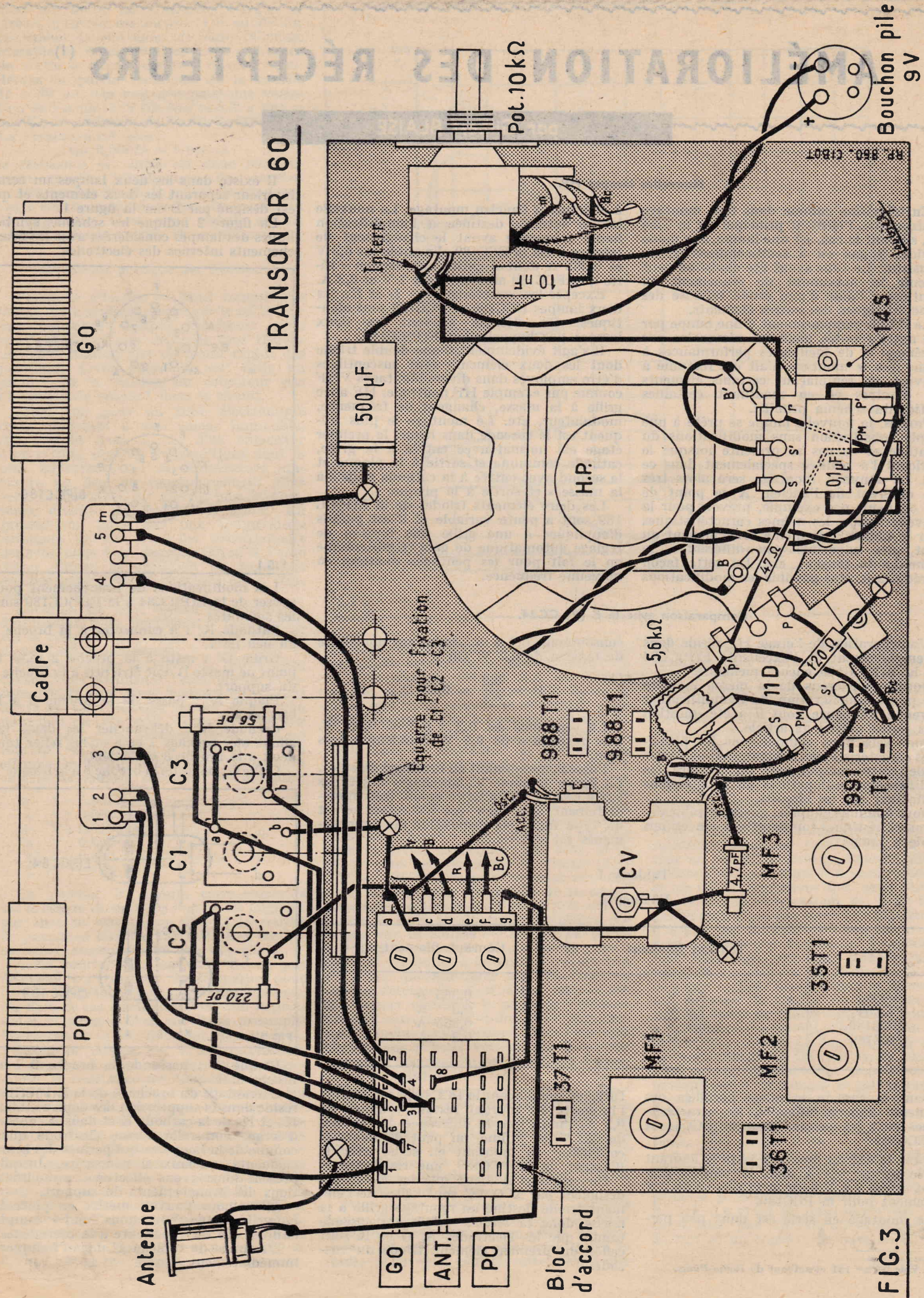


FIG.3

AMÉLIORATION DES RÉCEPTEURS ⁽¹⁾

par Gilbert BLAISE

Nouvelles lampes HF.

En télévision comme dans tout montage électronique, l'élément principal est le tube qui, suivant le cas, est une lampe, une diode à vide, à gaz ou à semi-conducteur, un transistor. Le tube ayant été choisi on peut obtenir le maximum de rendement du montage à l'aide d'une étude sérieuse des caractéristiques des autres éléments.

Le simple remplacement d'une lampe par une autre réputée meilleure n'entraîne pas forcément à de meilleures performances à moins que le montage n'ait été réétudié à nouveau en remplaçant certains éléments par d'autres et en modifiant certaines parties du schéma primitif.

Parfois, la nouvelle lampe se prête à une simple substitution sans modifications du montage et ce cas se présente lorsque le fabricant l'a réalisée spécialement dans ce but. Le nouveau montage sera alors très peu différent de l'ancien. A ce point de vue on peut, par exemple, prévoir pour la nouvelle lampe, les mêmes caractéristiques pour le filament, le même branchement du culot, des capacités peu différentes, la même haute tension, etc. De cette façon on réduira le plus possible les modifications

à effectuer à l'ancien montage. La nouvelle lampe actuelle destinée à l'amplification haute fréquence avant le changement de fréquence est la ECC189 alimentée sur 6,3 V et 0,365 A dont il existe une version « série », la PCC189 alimentée sur 7 V et 0,3 A.

Excepté les caractéristiques I_f et E_f, les deux lampes ECC189 et PCC189 sont identiques. On désigne souvent les deux lampes par l'appellation E(P)CC189.

Il s'agit évidemment d'une double triode dont les deux éléments sont susceptibles d'être employés dans divers montages VHF comme par exemple HF neutrode, HF avec grille à la masse, changeur de fréquence, modulateur, etc. Le montage le plus fréquent est le cascade dans lequel le premier étage est normal avec entrée à la grille, cathode commune et sortie à la plaque et le second avec entrée à la cathode grille « à la masse » et sortie à la plaque.

Les deux éléments triodes de la E(P)CC189 sont à pente variable et il est permis d'appliquer à une grille une tension de réglage automatique de gain (CA6) comme on le fait pour les pentodes montées en moyenne fréquence.

Comparaison avec la E (P) CC84.

L'amélioration de l'étage HF réside dans le remplacement de l'excellente E(P)CC84 par la E(P)CC189 encore meilleure.

Nous procéderons de la même manière que pour l'amélioration de l'amplificateur moyenne fréquence dont il a été question dans notre précédent article.

Pour cela nous comparerons les principales caractéristiques des lampes considérées et de cette comparaison on déduira les modifications, adjonctions ou suppressions à effectuer sur les circuits.

Nous donnons ci-après, quelques tableaux de caractéristiques comparatives concernant les deux lampes.

consommant 0,3 A et produisant une chute de tension de 0,2 V. On a :

$$R = \frac{0,2}{0,3} = 0,66 \Omega.$$

La puissance est $0,3 \times 0,2 = 0,06$ W. Une résistance de 0,5 W conviendra très bien.

Passons maintenant au brochage du culot. La figure 1 donne les brochages des types E(P)CC84 et E(P)CC189 et on voit immédiatement que, bien que les culots soient du type noval, la disposition des branchements est différente.

Tableau I
Filaments.

Type	Tension filament	Courant filament
ECC84	6,3 V	0,365 A
PCC84	7,2 V	0,3 A
ECC189	6,3 V	0,365 A
PCC189	7 V	0,3 A

Dans le cas du montage parallèle des filaments aucune difficulté, les caractéristiques sont les mêmes pour la ECC84 et la ECC189.

Dans le cas du montage série le courant est le même, 0,3 A mais la tension filament est de 7,2 V pour la PCC84 et de 7 V seulement pour la PCC189.

Le montage en série est donc peu per-

turbé en remplaçant la PCC84 par la PC189, l'intensité du courant restant toujours de 0,3 A, tandis que la différence de tension, de 0,2 V est infime, on peut d'ailleurs la compenser en montant en série, avec le filament de la PCC189, une résistance R

Remarquons d'abord que les électrodes désignées par A' G' K' sont celles de l'élément triode destiné au montage grille à la masse donc la seconde triode du cascade tandis que les électrodes A, G et K sont celles du premier élément triode du cas-

co. Il existe dans les deux lampes un écran intérieur séparant les deux éléments et qui est désigné par B sur la figure 1.

La figure 2 indique les schémas symboliques des lampes considérées avec les branchements internes des électrodes.

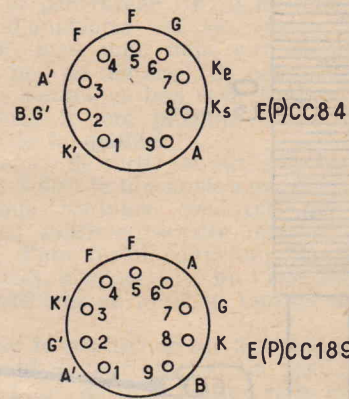


FIG.1

Les modifications de branchement pour passer de la E(P)CC84 à la E(P)CC189 sont les suivantes :

Cathode K' : à connecter à la broche 1 au lieu de 1.

Grille G' : reste à la broche 2 mais le point de masse B doit être pris à la broche 1 du support.

Plaque A' : passe de la broche 3 à la broche 1.

Cathode K : débrancher les deux fils allant aux broches 7 et 8 et les relier tous deux à la broche 8 seulement.

Grille G : passe de la broche 6 à la broche 7.

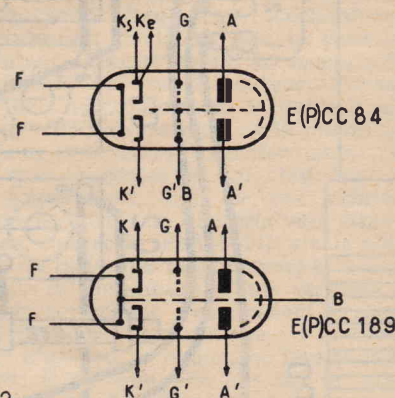


FIG.2

Plaque A : passe de la broche 9 à la broche 6.

L'avantage du brochage de la E(P)CC189 réside dans la suppression des deux contacts K_s et K_e de la cathode K et dans le contact d'écran, non relié à une électrode quelconque de la lampe ce qui permet des branchements spéciaux si nécessaire. Jusqu'à présent nous avons effectué des modifications des branchements du support.

Allons-nous pouvoir mettre en place la nouvelle lampe, pour nous rendre compte enfin si elle est supérieure à la précédente?

L'examen du tableau II nous l'indiquera immédiatement.

(1) Voir les n° 151 et suivant de Radio-Plans.

Tableau II.

Conditions nominales d'emploi.

Caractéristiques	Symbole	E(P)CC84	E(P)CC189	Unité
Tension à l'anode.	$V_a = V'_a$	90	90	V
Tension grille.	$V_g = V'_g$	— 1,5	— 1,2 V	V
Courant anode.	$I_a = I'_a$	12	15	mA
Pente.	$S = S'$	6	12,5	mA/V
Coefficient d'amplitude	$K = K'$	24	34	—
Résistance interne.	R_i	4.000	2.720	6 Ω 6

On voit que les tensions d'alimentation sont les mêmes, 90 V, mais que le courant consommé est de 15 mA au lieu de 12 mA.

Si la tension d'alimentation est obtenue à l'aide d'une résistance de chute de tension, en montant la nouvelle lampe il y aura une plus grande chute de tension ce qui pourrait nuire à son fonctionnement.

Pratiquement, on devra réduire la valeur de la résistance de chute de tension. Soit R_a sa valeur primitive. La nouvelle valeur à adopter sera $12 R_a / 15 = 0,8 R_a$.

Si le cascode comporte des alimentations séparées pour chaque triode, la réduction s'effectuera toujours dans la même proportion.

La polarisation de grille est de — 1,5 V pour la E(P)CC84 et de — 1,2 V pour la E(P)CC189. Pour la première la résistance cathodique de polarisation est :

$$R_k = \frac{1,5 \times 1.000}{12} = 125 \Omega.$$

et pour la seconde :

$$R_k = \frac{1,2 \times 1.000}{15} = 80 \Omega.$$

ce qui conduit, à remplacer dans les montages, où une résistance de polarisation cathodique existe, 125 Ω par 80 Ω seulement. Dans certains montages la polarisation est obtenue d'une manière différente et la modification dépend alors du dispositif adopté.

La pente de la E(P)CC189 est de 12,5 mA/V contre 6 mA/V pour la E(P)CC84 ce qui indique que le gain obtenu sera sensiblement supérieur mais on risquera aussi de rendre instable le montage en raison même de l'augmentation du gain. On sera éventuellement conduit à stabiliser le cascode à l'aide de neutrodynages ou en amortissant certains bobinages.

Ayant modifié les résistances de polarisation de cathodes et celles d'alimentation anodique, on pourra sans danger mettre en place la E(P)CC189 sur son support aux branchements corrects.

Malgré d'autres différences de caractéristiques, on constatera généralement une augmentation du gain mais le travail de mise au point ne sera pas encore terminé.

Les capacités.

Les capacités qui nous intéressent ici sont celles d'entrée et celles de sortie. Pour les lampes considérées ces valeurs sont données par ce tableau III, ci-après.

Tableau III.

Capacités	E(P)CC84	E(P)CC189
Grille	2,3 pF	3,4 pF
Plaque	0,5 et 0,5 pF	1,7 et 2,4 pF

Les deux capacités de plaque sont celles des deux éléments.

Il est clair que les capacités de la nouvelle lampe sont un peu plus grandes que celles de l'ancienne d'où l'on déduit que l'accord des bobines ne sera plus correct.

D'une manière plus précise, en montant la E(P)CC189 la capacité d'accord sera trop grande, la fréquence des circuits accordés sera un peu inférieure à la valeur correcte, ce qui obligera à rectifier l'accord en agissant sur les noyaux des bobines dans le sens d'une diminution de leur coefficient de self-induction.

Si les noyaux sont en ferrite on devra les faire sortir légèrement du bobinage.

Si les noyaux sont en métal non magnétique : cuivre, aluminium, laiton, etc., on

devra les enfoncer un peu plus dans le bobinage.

Remarquons que la capacité totale d'accord d'un circuit VHF de cascode est de l'ordre de 10 pF et la largeur de bande du circuit de 14 MHz environ.

Si la capacité varie de 1 pF environ, la fréquence d'accord est modifiée 3,16 % environ. Soit f cette fréquence, la nouvelle fréquence d'accord sera $0,968 f$ si l'on ne retouche pas les accords.

Soit $f = 200$ MHz par exemple. Après remplacement de la lampe E(P)CC84 par la E(P)CC189 l'accord s'effectuera sur $0,968 \times 200 = 193,6$ MHz soit 6,4 MHz de moins ce qui, sur une bande de 14 MHz représente un désaccord important. Le son peut disparaître totalement.

Sur les canaux de la bande 1 le désaccord sera moins prononcé.

En effet si $f = 50$ MHz par exemple, la variation de fréquence sera quatre fois plus petite. La nouvelle fréquence sera $50 \times 0,968 = 48,4$ MHz. L'accord n'aura varié que de 1,6 MHz.

Ces indications sont données pour montrer qu'il ne suffit pas de remplacer une lampe par une autre « meilleure » pour que l'on obtienne automatiquement des résultats supérieurs. Il faudra aussi tenir compte de la modification des capacités parasites dues au câblage en raison des branchements du support à la nouvelle lampe qui sont différents de ceux de l'ancienne.

Exemple de montage modifié.

Voici à la figure 3 un schéma de montage cascode utilisant une E(P)CC84. Avant de le modifier, analysons ses circuits.

L'antenne est connectée à la bobine d'entrée L_1 par l'intermédiaire d'un câble coaxial de 75 Ω . Du côté récepteur, le fil intérieur du câble est relié à l'extrémité

trée de V_1 est relié d'une part à la grille G et d'autre part à R_1 connectée à la masse.

La polarisation est automatique et obtenue avec R_2 et C_3 . Remarque que la E(P)CC84 possède deux connexions de cathode K_1 et K_2 et que les éléments RC de polarisation sont reliés à K_2 .

Dans le circuit plaque on trouve la bobine de liaison L_3 dont l'autre extrémité est reliée directement à la cathode du second élément triode V_2 .

La lampe V_1 est neutrodynée par l'ensemble C_1, C_2, R_1 et le réglage de neutralisation s'effectue avec l'ajustable C_2 . Passons maintenant à l'élément V_2 monté avec grille « à la masse ». En réalité, la mise à la masse de la grille s'effectue en HF par le condensateur-bouton (dit by-pass) C_6 , tandis qu'en continu cette grille G' est portée à un potentiel positif légèrement inférieur à celui de la cathode, grâce au diviseur de tension R_4, R_5 et à la résistance R_3 .

Le condensateur de découplage C_7 est associé à la résistance R_6 , enfin C_8 est monté entre la masse et le point + 190 V.

On voit que la haute tension totale est de 190 V ce qui correspond à environ 95 V par élément triode.

Voici les valeurs des éléments du schéma, figure 3 : $R_1 = 100$ k Ω , $R_2 = 120$ Ω , $R_3 = 100$ k Ω , $R_4 = 100$ k Ω , $R_5 = 100$ k Ω , $R_6 = 180$ Ω , $C_1 = 8,2$ pF, $C_2 =$ ajustable 1 à 6 pF, $C_3 = 1.500$ pF, $C_4 = 4,7$ pF, $C_5 = 1.000$ pF, $C_6 = 1.500$ pF, $C_7 = 1.500$ pF.

Procédons maintenant à la modification de ce montage en vue de l'emploi de la E(P)CC189.

Le premier travail à exécuter est le changement de branchement du support comme il a été indiqué plus haut.

En second lieu on remplacera les résistances. La résistance de cathode, R_2 , de 120 Ω sera remplacée par une résistance de 80 Ω .

Comme la E(P)CC189 peut fonctionner avec une tension de réglage automatique de gain, on débranchera R_1 de la masse et on la reliera à la ligne CAG du récepteur si celui-ci en comporte une. Si le récepteur

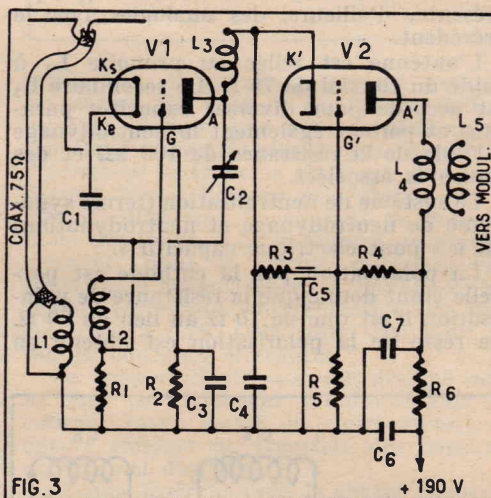
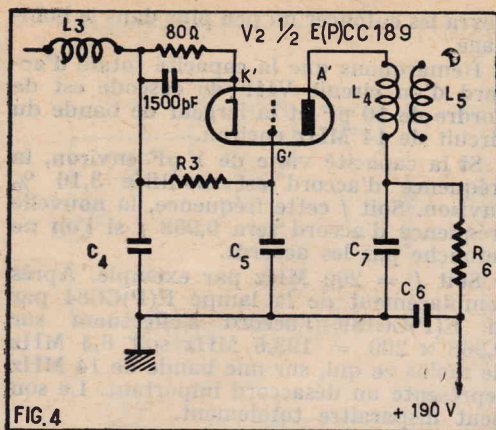


FIG. 3

de L_1 et la gaine métallique à la masse et à l'autre extrémité de la même bobine. L'adaptation entre 75 Ω et la résistance présentée par le circuit de grille de V_1 (élément A, G, K de la double triode) s'effectue grâce au rapport convenable entre le nombre des spires de L_2 et L_1 .

Le circuit accordé composé de L_2 et des capacités parasites et de la capacité d'en-



n'a pas ce circuit, R_1 restera à la masse comme dans le montage primitif.

Reste encore à modifier la résistance de découplage R_4 qui sera réduite. Elle passera de 180Ω à $0,8 \times 180 = 144 \Omega$, pratiquement 140 ou 150 Ω .

Aucun changement ne s'impose pour les résistances R_3 , R_4 et R_5 qui déterminent la tension de grille mais il est souhaitable de procéder à la mesure des tensions à la cathode et à la grille de V_3 .

Cette mesure se fera avec un instrument dont la résistance sera très grande par rapport à celle des circuits situés entre la masse et les points de mesure.

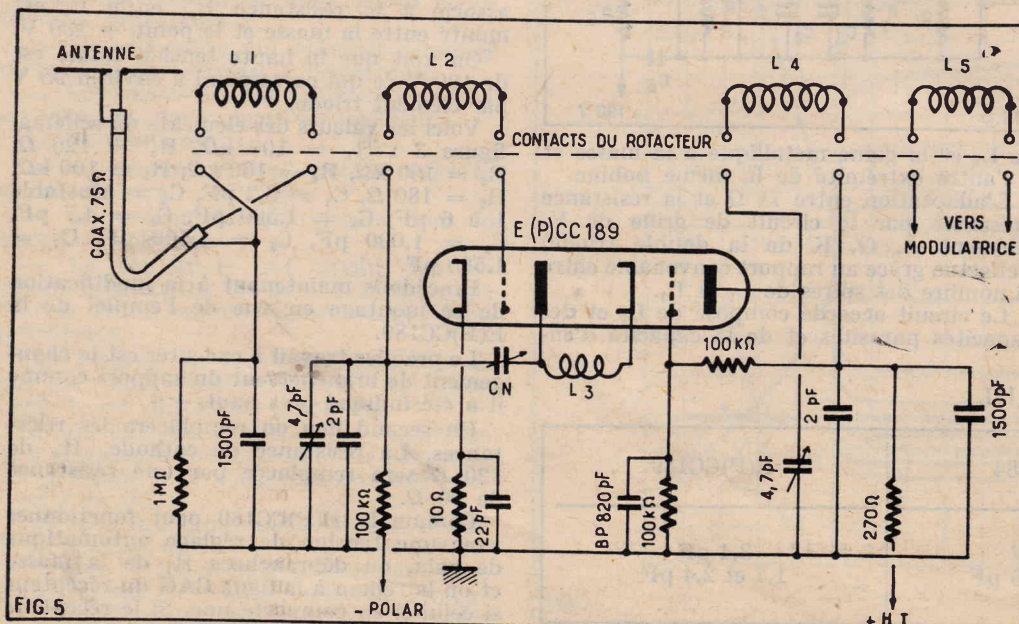
On adoptera un voltmètre de 10.000 Ω par volt, en sensibilité 600 V par exemple, sa résistance étant alors, dans cette sensibilité de $600 \times 10.000 \Omega = 6 \text{ M}\Omega$ et on pourra lire la tension avec une précision suffisante. On pourra aussi mesurer la tension entre grille et cathode avec l'instrument sur la sensibilité 100 V environ.

On devra trouver la grille, négative de 1 à 2 V par rapport à la cathode. En remplaçant $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ par un potentiomètre de $50 \text{ k}\Omega$ en série avec une résistance de $75 \text{ k}\Omega$, il sera facile de régler exactement la polarisation de grille.

En cas de difficultés on pourra adopter le montage de polarisation de grille de la figure 4 qui représente seulement la partie modifiée de celui de la figure 3.

La polarisation de grille est obtenue par chute de tension dans la résistance de cathode de 80Ω insérée dans le fil reliant L_3 à la cathode K' , et shuntée par 1.500 pF .

Le retour de grille s'effectuant à ce point, la grille sera au même potentiel mais grâce au découplage R_3 et au condensateur C_6 , elle sera « à la masse » en HF.



Aucun changement des valeurs des éléments figurant sur le schéma sauf en ce qui concerne R_6 qui sera diminuée à nouveau de 80 Ω , sa valeur devenant 60 à 70 Ω . Cette dernière modification n'est pas obligatoire car la tension d'alimentation anodique n'est pas obligatoirement de 190 V, elle peut très bien diminuer jusqu'à 180 V.

Bobinages.

Les bobinages du montage primitif doivent convenir en général mais comme les capacités d'accord ont augmenté légèrement en raison de la mise en place de la nouvelle lampe il se peut que l'on ne puisse pas toujours diminuer les self-inductions en vissant ou dévissant les noyaux.

Il faudra alors réduire la self-induction en diminuant le nombre des spires ou en augmentant le pas (distance entre deux spires voisines).

Il ne restera plus qu'à aligner le nouveau montage et à procéder au neutrodynage.

Si le bloc est à rotacteur, il sera nécessaire de régler chaque canal séparément ou, tout au moins, ceux dont on se sert.

Nous indiquerons plus loin comment procéder à cet alignement.

Montage spécial avec E(P)CC189.

Au lieu de modifier un montage existant on peut transformer complètement la partie HF du téléviseur en réalisant un montage spécialement étudié pour la nouvelle lampe.

Celui recommandé par La Radiotechnique, fabricant de la lampe, est donné par le schéma de la figure 5.

On utilisera les bobines L_1 à L_5 d'un bloc existant et on modifiera au besoin leur nombre des spires comme il a été expliqué plus haut.

Voici une analyse de ce montage qui présente, d'ailleurs, des analogies avec le précédent.

L'antenne est reliée au primaire L_1 à l'aide du coaxial de 75Ω . Le secondaire L_2 est accordé pour diverses capacités parasites et permet également le neutrodynage à l'aide de la résistance de $100 \text{ k}\Omega$ et des capacités associées.

Ce système de neutralisation (terme synonyme de neutrodynage et neutrodynation) est à « pont électrique capacitif ».

La polarisation par la cathode est partielle étant donné que la résistance de polarisation n'est que de $10\ \Omega$ au lieu de $80\ \Omega$. Le reste de la polarisation est obtenu en

reliant le point — Pol à un point
ligne CAG.

Cette méthode de polarisation év-
dérive de fréquence lorsque le réglage
matique de gain fait varier la tension
tive appliquée à la grille.

Remarque que le condensateur en parallèle avec la résistance de cathode n'est pas un condensateur de découplage, sa valeur n'étant que de 22 pF ce qui crée une réaction contre-réaction stabilisant le mode et ne modifiant pas l'adaptation d'antenne lorsque le CAG agit.

Si le CAG est absent on préférera le tige de grille et de cathode de la figure

A partir de la plaque du premier élément triode on retrouve un montage analogue au précédent. L'accord du circuit de p du second élément s'effectue avec un condensateur de 4,7 pF en parallèle sur 2 pF.

La résistance de découplage est de 2 Ω pour une haute tension de 220 V. Si ce n'est que de 180 à 190 V on adopte les valeurs indiquées précédemment (40 à 80 Ω). Dans le schéma de la figure 5, la valeur

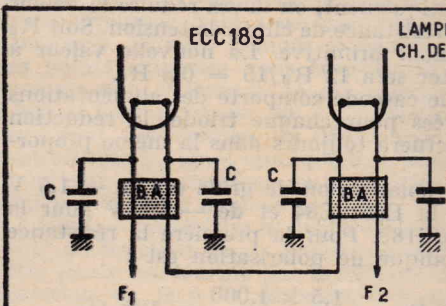


FIG. 6

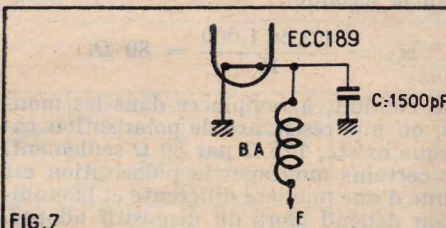


FIG. 7

condensateur de neutralisation est 2,5 nF réglable, tandis que le condensateur B 820 pF est un céramique dit by-pass Tra type FC 815 12.

Montage des filaments.

Deux cas peuvent se présenter : il s'agit soit d'une lampe ECC189 avec filament en platine, soit d'une lampe PCC189 avec filament en série. Le montage est indiqué par les figures 6 et 7.

Dans le cas du montage en série il faut une chaîne de plusieurs lampes dont la PCC189 et la changeuse de fréquence (par exemple la PCF80) sont montées comme le montre la figure 6, les points A et F, étant reliés aux filaments de la chaîne.

Les condensateurs C sont du type p de 1.500 pF (Transco type C303 B 1K5). BA sont des bobines d'arrêt bifilaire sur ferroxcube type VK200 03/4B marque.

Par le montage parallèle on adopte la disposition de la figure 7 en réalisant une bobine d'arrêt avec 10 spires de fil émaillé de 1 mm de diamètre sur tube de 4 mm de diamètre.

Réglage de C_n .

Pour effectuer le réglage de neutralisation à l'aide de C_n , on injecte un signal sur la plaque de la triode à neutraliser. On recherche le réglage qui donne le m

num de tension à haute fréquence aux bornes du circuit d'antenne.

Pratiquement, on se procurera un générateur VHF que l'on accordera sur la fréquence médiane f du canal à régler. On détermine f en prenant la moyenne arithmétique des fréquences porteuses, image f_1 et son f_s .

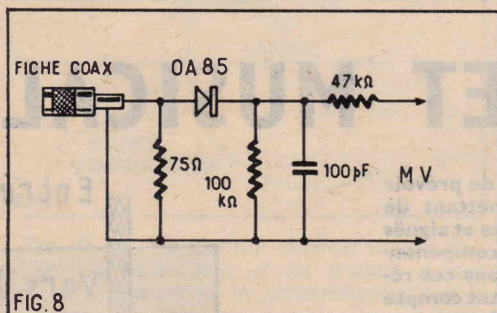
Soit le cas du canal 8_a de Paris ou Lille avec $f_1 = 185,25$ MHz et $f_s = 174,1$ MHz. La moyenne est :

$$f = \frac{174,1 + 185,25}{2} = 179,675 \text{ MHz.}$$

On arrondira sans inconvénient cette valeur en prenant $f = 180$ MHz. On reliera le câble de sortie du générateur à la plaque de l'élément d'entrée par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 pF. La tension fournie par le générateur sera de 250 mV en plus faible.

L'oscillation locale du changeur de fréquence sera arrêtée en court-circuitant la bobine oscillatrice.

Pour mesurer la tension aux bornes de la bobine d'antenne on réalisera le montage



de la figure 8 dans lequel la fiche coaxiale est identique à celle de l'arrivée du câble d'antenne. On la branchera à la fiche du récepteur qui justement se trouve aux bornes de la bobine d'antenne L_1 de la figure 5. Le reste du montage figure 8 comprend un redresseur des signaux à très haute fréquence OA85 et un système de filtrage à condensateur de 100 pF.

On connectera aux bornes MV de sortie, un multivoltmètre continu, très sensible, par exemple un voltmètre de 10.000 Ω par volt en sensibilité 0-0,1 V.

On réglera C_n jusqu'à obtention du minimum de déviation de l'indicateur.

Alignement.

Nous supposons que les circuits MF image, MF son et changeur de fréquence sont correctement alignés sur toutes les positions du rotacteur.

L'alignement s'effectuera pour chaque canal en réglant les accords des bobines ou des transformateurs d'entrée (grille G') et de sortie (plaque A') figures 3 et 5.

Un réglage correct s'effectue facilement à l'aide d'un wobulateur qui indique exactement la courbe de réponse du circuit ainsi que la bande passante et les fréquences limites de cette bande.

Sans appareil de mesure on s'efforcera de régler les bobinages de telle façon que le son soit suffisamment puissant et l'image de bonne qualité et de contraste satisfaisant.

G. B.

EN ÉCRIVANT
AUX ANNONCEURS
RECOMMANDEZ-VOUS DE
RADIO-PLANS

DEPUIS LE 14 JUILLET

l'Algérie reçoit directement les images de la Radio-Télévision Française

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Les téléspectateurs d'Algérie peuvent maintenant recevoir en direct les images provenant non seulement du réseau français, mais aussi du réseau d'Eurovision.

Déjà, les liaisons dans les deux sens avaient été réalisées sur un avion S.O. Bretagne, qui croisait quelque part au-dessus de la Méditerranée. Mais il ne pouvait s'agir là que d'expériences provisoires. Les images reçues étaient d'assez médiocre qualité.

Aujourd'hui, il s'agit d'autre chose. Bien que la R.T.F. nous avise qu'il s'agit d'une liaison expérimentale, on peut considérer que ce provisoire ne tardera pas à être permanent. Bien mieux, on peut être assuré que, rapidement, les images qui passent maintenant dans le sens France-Algérie pourront aussi venir en sens inverse, c'est-à-dire de l'Algérie vers la France.

Liaison troposphérique.

La liaison qui a été inaugurée le 14 juillet dernier est réalisée entre Fontfrède, dans les Pyrénées-Orientales (près de Perpignan) et Bouzareah (près d'Alger). Ce trajet s'effectue dans la direction Nord-Sud et sa longueur dépasse 630 kilomètres.

Même au-dessus de la mer, il ne saurait être question de franchir en ligne droite une pareille distance au moyen des ondes métriques qui sont celles des réseaux normaux de télévision. On ne peut pas davantage utiliser des ondes plus longues... parce que la bande nécessaire de fréquences serait beaucoup trop large.

C'est au moyen d'une technique toute nouvelle que le problème a pu être résolu. Il s'agit de *diffusion troposphérique*.

Le principe en est très simple. L'énergie de l'émetteur est concentrée au moyen d'une énorme parabole et projetée vers la troposphère dans la direction de la station correspondante. La troposphère est située au-dessous de l'ionosphère — jusqu'à une dizaine de kilomètres d'altitude.

Bien que la théorie de la diffusion troposphérique ne soit pas encore établie d'une manière certaine, on peut considérer que les particules de la haute atmosphère diffusent une fraction du rayonnement projeté.

Depuis la station réceptrice, on dirige une parabole semblable à celle qui a été utilisée à l'émission, vers la zone troposphérique touchée par le rayonnement. La tension recueillie doit naturellement subir une amplification considérable.

Grâce à cette technique — peut-être destinée un jour à remplacer les câbles hertziens — on peut franchir d'un seul pas des distances de plusieurs centaines de kilomètres.

Un relais à Majorque.

Dans le cas qui nous intéresse, la ligne qui joint Fontfrède à Bouzareah passe par l'île espagnole de Majorque. Grâce à la compréhension du gouvernement espagnol, un relais a été installé dans la partie Nord de l'île, à Puig Major (altitude 1.400 mètres).

La situation est ainsi tout à fait favorable, car l'altitude du point de départ est de 1.000 mètres et celle du point d'arrivée de 400.

Les distances sont les suivantes :

Fontfrède-Puig Mayor : 300 kilomètres.
Puig Mayor-Bouzareah : 330 kilomètres.

La liaison entre le réseau français et l'émetteur de Fontfrède est réalisée par l'intermédiaire de l'émetteur R.T.F. du pic de Nore (près de Carcassonne). Il existe actuellement une liaison qui peut fonctionner dans les deux sens et une liaison unilatérale.

Il est prévu que la station de Fontfrède sera ultérieurement remplacée par un émetteur installé au pic Neouloux à une altitude de 1.400 mètres, ce qui améliorera le trajet terrestre au-dessus de la Catalogne, trajet actuellement gêné par une colline située aux environs de Tordera.

Dispositions techniques.

Les fréquences utilisées sont comprises dans la bande de 4.000 MHz — ce qui correspond à une longueur d'onde de 7,5 cm. La puissance à l'émission est de 500 W. Les antennes sont installées au foyer de paraboles d'un diamètre de 6 mètres. L'installation définitive comportera des paraboles de 9 mètres.

On conçoit facilement qu'une telle antenne puisse fournir une concentration formidable d'énergie. En fait, l'ouverture des faisceaux (demi-angle à — 3 décibels) est inférieure à 1 degré (de l'ordre de 45 minutes). Par suite de l'altitude des stations, les axes sont légèrement inclinés sous l'horizontale.

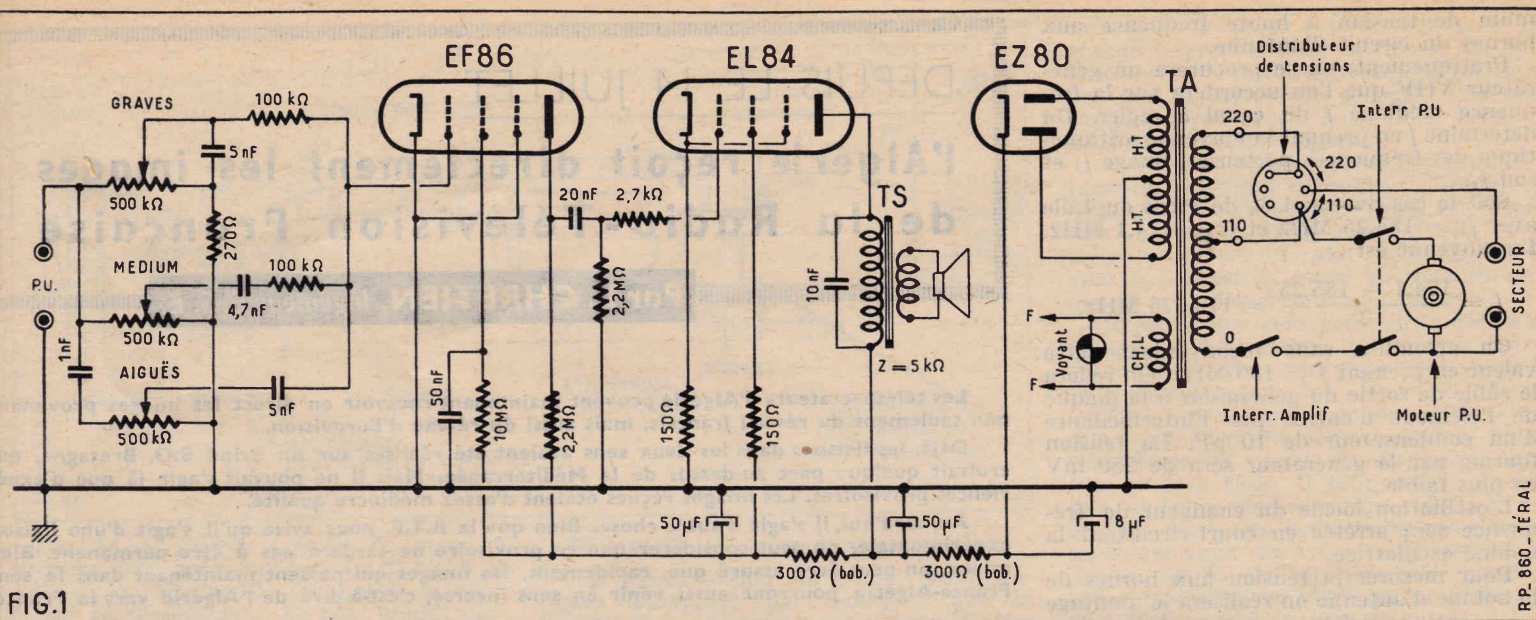
La bande passante prévue est de 12 MHz (dont 7 en vidéo-fréquence).

Deux paraboles identiques sont disposées côte à côte, ce qui constitue un système « Diversité ». En effet, les anomalies inévitables de propagation ne sont pas les mêmes sur les deux voies. En combinant les deux réceptions, on obtient une sécurité de transmission considérablement plus grande.

Le système fonctionne à 90 % du temps.

En fait, l'inauguration du 14 juillet ne sera qu'une consécration officielle, car le système fonctionne depuis le mois de mars sur le trajet *Majorque-Bouzareah*. La liaison est pratiquement assurée d'une manière convenable pendant quatre-vingt-dix pour cent du temps.

C'est, en principe, pour étudier les influences météorologiques que la liaison a été mise en service pour au moins une année, le 14 juillet dernier. Il est à remarquer que cette liaison a permis le raccordement du réseau espagnol de télévision au réseau français.



ÉLECTROPHONE SIMPLE ET MUSICAL

Dans le domaine basse fréquence, fidélité de reproduction est le plus souvent synonyme de complexité. On peut cependant parfaitement obtenir cette qualité primordiale à l'aide de circuits simples nous serions tentés de dire classiques. Il suffit en premier lieu d'utiliser du matériel de premier ordre, ensuite de faire fonctionner les lampes dans des condi-

tions de distorsions minimum, enfin de prévoir des dispositifs de correction permettant de relever le niveau des fréquences basses et aiguës par rapport au médium de manière à compenser la déficience de l'oreille humaine dans ces régions du spectre sonore. C'est en tenant compte de ces considérations que l'appareil que nous allons décrire a été étudié.

Le schéma (fig. 1).

Son examen nous révèle immédiatement que la correction de la courbe de reproduction s'opère dès l'entrée de l'amplificateur. Alors que dans la plupart des cas on se contente d'agir sur le niveau des fréquences « graves » et « aiguës » ici un troisième réglage opère sur les fréquences « médium ». On conçoit que ce réglage supplémentaire accroît d'une façon considérable la possibilité de « modeler » la forme de la courbe de transmission.

Le pick-up attaque la grille de commande de la lampe d'entrée, une EF86 à travers trois canaux comportant chacun un potentiomètre de réglage. Le canal destiné à la transmission des fréquences « graves » est formé d'un potentiomètre de 500.000 Ω en série avec une résistance de 270 Ω. Entre le curseur du potentiomètre et la grille de la lampe, un filtre formé d'une résistance de 100.000 Ω et d'un condensateur de 5 nF élimine les fréquences « médium » et « aiguës ».

La branche réservée au « médium » possède un potentiomètre de même valeur. Entre le curseur et la grille de la lampe un condensateur de 4,7 nF en série avec une résistance de 100.000 Ω constitue un filtre passe bande qui élimine les fréquences « graves » et « aiguës ».

Le potentiomètre de la branche « aiguë » est relié au pick-up par un condensateur de 1 nF. Le curseur du potentiomètre attaque la grille du tube par un condensateur de 5 nF. Il est évident qu'en raison de leur valeur les condensateurs ne transmettent que les fréquences BF élevées.

La cathode de la lampe EF86 est à la masse. La résistance de charge a une valeur particulièrement élevée (2,2 MΩ), ce qui procure un gain très important compensant l'atténuation provoquée par le dispositif de dosage du circuit d'entrée.

En raison de la forte résistance de charge la tension continue sur la plaque est assez faible ; pour que la tension écran soit en rapport avec la tension plaque, la résistance d'alimentation de cette électrode est de 10 MΩ. Elle est découplée par un condensateur de 50 nF.

L'étage final est équipé avec une EL84. La liaison entre la grille de commande de cette pentode de puissance et le circuit plaque de la EF86 se fait par un condensateur de 20 nF, une résistance de fuite de 2,2 MΩ et une résistance de blocage de 2.700 Ω. La résistance de polarisation insérée dans le circuit cathode n'est pas découplée. Elle procure donc une contre-réaction d'intensité qui réduit les distorsions. La grille écran est alimentée à travers une résistance de 150 Ω non découplée. Le circuit plaque est chargé par le primaire du transfo de HP dont l'impédance est de 5.000 Ω. Ce primaire est découplé par un condensateur de 10 nF de manière à favoriser la reproduction des fréquences graves. Le haut-parleur de 21 cm est à aimant permanent.

L'alimentation est du type alternatif. Les tensions sont délivrées par un transformateur. La HT est redressée à deux alternances par une valve EZ80 chauffée par le même secondaire que les deux autres. Le filtrage du courant HT est assuré par deux cellules dont les éléments sont deux résistances bobinées de 300 Ω, un condensateur d'entrée de 8 μF et deux condensateurs de 50 μF. L'alimentation plaque de la EL84 est prise après la première cellule de filtrage. Le primaire du transformateur d'alimentation est prévu pour les deux tensions de réseau courantes : 110 et 220 V. Dans le cas d'un secteur de 220 V le moteur de la platine est alimenté par l'intermédiaire de la prise 110 V, le primaire du transfo étant utilisé en auto-transformateur.

CODE DES COULEURS DES FILS

- N. — Noir.
- M. — Marron.
- R. — Rouge.
- O. — Orange.
- J. — Jaune.
- V. — Vert.
- B. — Bleu.
- Vt. — Violet.
- G. — Gris.
- Bc. — Blanc.
- C. — Coaxial.
- S. — Souplisso.
- m. — Fil nu masse.

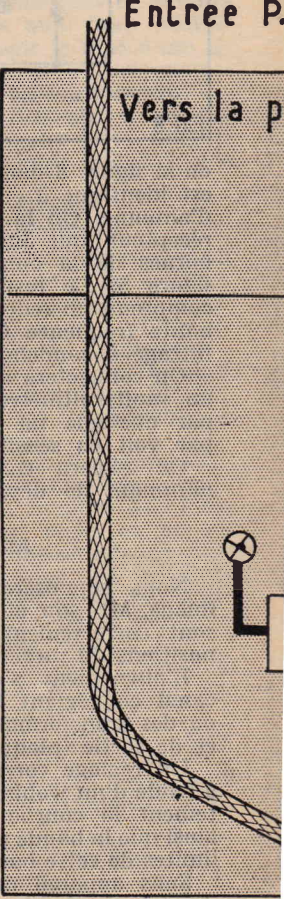


FIG.2

en appartement, la distorsion n'est que de de 3,5 %. Ces chiffres confirment notre entrée en matière.

L'amplificateur est réalisé sur un petit châssis métallique qui prendra place dans la mallette. On commence par fixer sur ce châssis les trois supports de lampes noval. On soude à l'intérieur les relais A et B. Sur une des grandes faces latérales on monte les trois potentiomètres de 500.000 Ω . Notez que celui d'entre eux destiné au contrôle des « graves » est muni de l'interrupteur général. Pour terminer l'équipement on fixe sur le dessus le condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu F$, le transfo de sortie (TS) et le transformateur d'alimentation.

tiomètre « médium ». Cette extrémité du potentiomètre « médium » est connectée par un fil isolé à une extrémité du potentiomètre « graves ». Entre l'autre extrémité de ce dernier et son boîtier on soude une résistance de $270\ \Omega$. On soude un condensateur de $5\ \text{nF}$ entre cette extrémité et le curseur.

Sur le support EF86 on soude : un condensateur de 50 nF entre la broche 1 et le châssis, une résistance de 10 M Ω entre cette broche et la cosse *a* du relais A ; une résistance de 2,2 M Ω entre la broche 6 et la cosse *a* du relais A, un condensateur de 20 nF entre la broche 6 et la cosse *b* du relais A. Entre cette cosse *b* et le châssis on soude une résistance de 2,2 M Ω .

Sur le support EL84 on soude : une résistance de $2.700\ \Omega$ entre la broche 2 et la cosse b du relais A , une résistance de $150\ \Omega$ entre la broche 3 et le châssis, une résistance de $150\ \Omega$ entre la broche 9 et le châssis, un des pôles $+$ du condensateur $2 \times 50\ \mu F$. Entre ce pôle $+$ et la cosse a du relais on dispose une résistance bobinée de $300\ \Omega$. Le même pôle positif est relié par une connexion isolée à la cosse a du relais A . Le second pôle $-$ du condensateur de filtrage est connecté à la cosse b du relais B . Sur ce relais on réunit les cosse a et b . Entre la cosse b et la broche 3 du support EL84 on soude une seconde résistance bobinée de $300\ \Omega$. Un côté du primaire du transformateur de sortie est relié à la broche 7 du support EL84 et l'autre à la cosse b du relais B . On utilise pour cela un cordon torsadé. Entre les cosse « primaire » on soude un condensateur de $10\ nF$.

La broche 1 du support EZ80 est reliée à une extrémité de l'enroulement HT du transformateur de puissance. La broche 7 du support est connectée à l'autre extrémité du même enroulement. Sur la broche 3, ce support de valve on soude le pôle négatif d'un condensateur tubulaire de $8 \mu\text{F}$ du pôle — est soudé à la masse (point milieu de l'enroulement HT). Un côté de l'interrupteur est relié à la cosse O du transformateur d'alimentation.

Les liaisons entre l'amplificateur et platine tourne-disque sont indiquées à figure 4. Le voyant lumineux est bran-

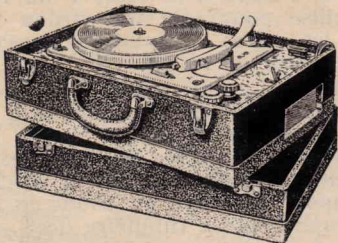


DEVIS DE L'ÉLECTROPHONE

SURBOOM 2

décrit ci-contre

Valise gainée 2 tons, dimensions 39 x 29 x 17.	49.00
Châssis.....	3.30
Transfo spécial.....	15.10
HP 21 cm spécial pour électrophone.....	2 1.25
Transfo de sortie 50/60.....	5.60
Chimiques.....	5.85
3 lampes (EZ80, EF86, EL84).....	16.00
Condensateurs et résistances.....	7.40
Petit matériel divers + fils, visserie, etc....	11.20



PRIX TOTAL EN PIÈCES DÉTACHÉES (SANS PLATINE)..... **134.00**

PRIX AVEC PLATINE « PHILIPS » **193.00**

Prix avec platine « Pathé Marconi »..... **207.50**

Prix avec platine « Radiohm »..... **202.50**

Demandez notre CATALOGUE GÉNÉRAL "A L'HEURE LUNAIRE"

LE PLUS COMPLET CAR LE PLUS RÉCENT

Il contient, entre autres, une documentation très détaillée sur tous les postes à transistors, ainsi que de nombreux schémas de montage. 100 pages, format 21 x 27.

Franco..... **3.00**

TERAL

26 bis et ter, rue TRAVERSIÈRE PARIS-12^e

C.C.P. PARIS 13 039-66

SOYEZ SANS SOUCIS DURANT LA PÉRIODE DES VACANCES CAR TERAL SERA OUVERT TOUT L'ÉTÉ SANS INTERRUPTION (sauf le dimanche), de 8 h 30 à 20 h 30.

NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS

pouvant contenir les 12 numéros d'une année.

En teinte grenat, avec dos nervuré, il pourra figurer facilement dans une bibliothèque.

PRIX : **5 NF** (à nos bureaux).

Frais d'envoi :

Sous boîte carton **1.35 NF** par relieur.

Adressez commandes au Directeur de « Radio-Plans », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e. Par versement à notre compte chèque postal PARIS 259-10.

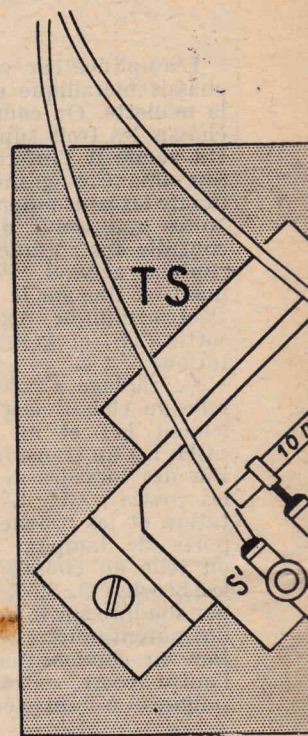
par un cordon torsadé sur l'enroulement « CH. L » du transfo d'alimentation. La cosse 110 de ce transfo est connectée à la broche 7 du distributeur de tension, laquelle est reliée à la paillette *b* de l'interrupteur PU. La paillette *a* de l'interrupteur PU est reliée à la seconde cosse de l'interrupteur du potentiomètre « graves ». La cosse 220 du transfo d'alimentation est connectée à la broche 3 du distributeur de tension. Le cordon d'alimentation est soudé entre la broche 6 de ce distributeur et la paillette *c* de l'interrupteur PU. Les broches 3 et 5 du distributeur sont reliées ensembles. Par un cordon blindé on relie l'extrémité opposée à la masse du potentiomètre médium à la cosse *a* du relais « Entrée PU » de la platine. La gaine de ce fil est soudée à la masse sur l'amplificateur et sur la cosse *b* du relais « Entrée PU » côté platine.

Le haut-parleur se fixe dans le couvercle de la mallette. Sa bobine mobile est reliée au secondaire du transfo de sortie par un cordon souple à deux conducteurs. On aura soin de prévoir ce cordon suffisamment long au cas où on devrait placer le HP à quelque distance de l'électrophone.

Cet appareil s'il est exécuté conformément aux conseils que nous venons de donner, doit fonctionner immédiatement ; aucune mise au point n'est nécessaire. La mise en mallette définitive se fera après vérification du câblage suivi d'un essai de fonctionnement.

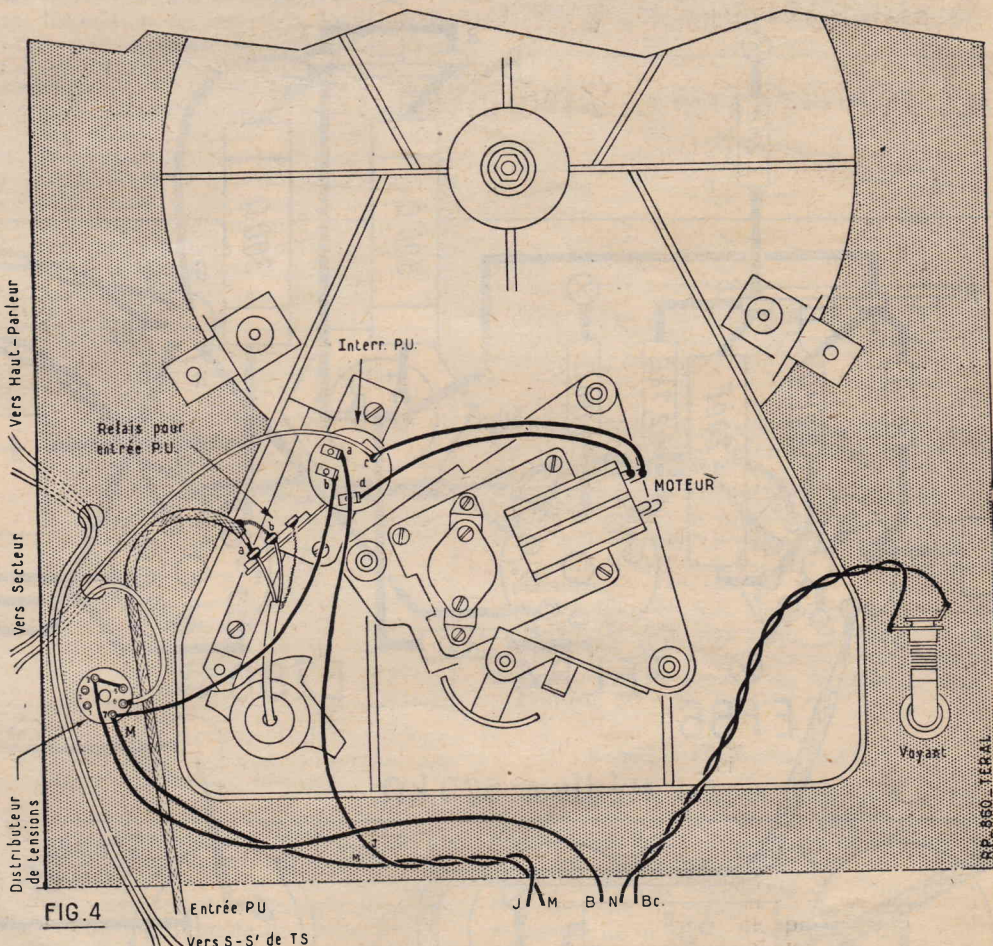
E. GENNES.

Vers HP



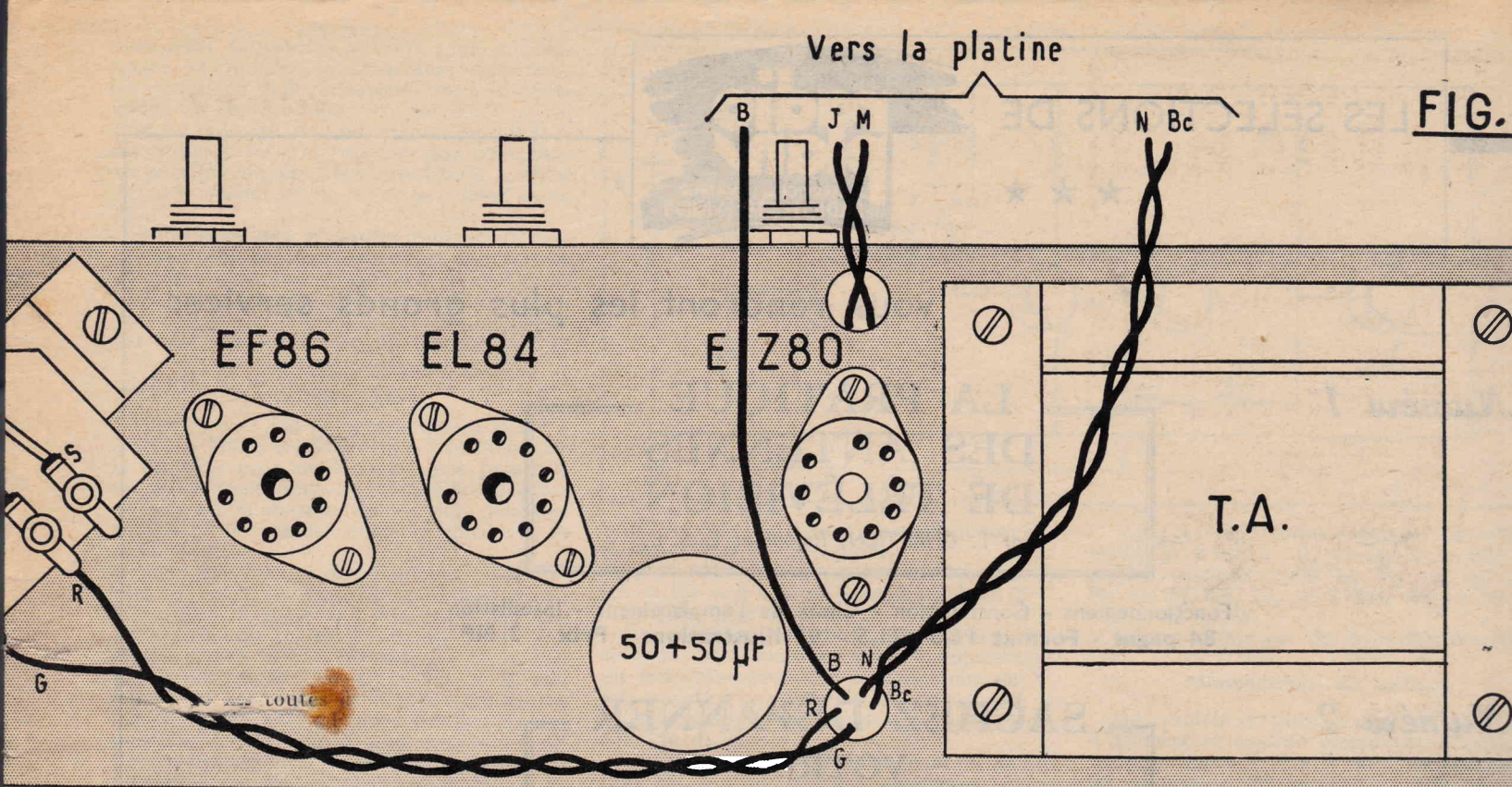
CODE DES COULEURS DES FILS

- N. — Noir.
- M. — Marron.
- R. — Rouge.
- O. — Orange.
- J. — Jaune.
- V. — Vert.
- B. — Bleu.
- Vt. — Violet.
- G. — Gris.
- Bc. — Blanc.
- C. — Coaxial.
- S. — Souplisso.
- m. — Fil nu masse.



SCIENCES & VOYAGES

Pour **1,50 NF**
vous fait faire chaque mois
LE TOUR DU MONDE
Demandez le numéro à votre marchand de journaux



L'AMATEUR ET LES SURPLUS

Complément

d'informations sur le WS-19 et le WS-38 par J. NAEPEL

Depuis la parution de notre article sur l'émetteur-récepteur mobile anglais WS-19, plusieurs lecteurs — belges pour la plupart — nous ont écrit pour nous communiquer des compléments d'information à son sujet et nous reprocher gentiment d'avoir été par trop sévères à son égard. Nous sommes entièrement d'accord avec eux, nos réserves ayant été dictées par l'unique souci d'éviter que nos lecteurs n'ayant pas une expérience suffisante pour pouvoir en tirer parti ne se lancent dans une entreprise vouée à l'échec, d'autant plus que les WS-19 que l'on trouve en France à des prix qui ne soient pas prohibitifs sont assez souvent en piteux état. Pourtant, il est certain que pour un amateur-émetteur chevronné intéressé par l'émission en mobile sur 40 et 80 m, le WS-19 en bon état et à un prix belge est tout à fait intéressant.

Le principal défaut de cet appareil, d'ailleurs commun à la plupart des émetteurs militaires trouvés aux surplus, est l'insuffisance de son modulateur. Le rendement de la modulation grille du WS-19 est dérisoire et absolument inadapté au trafic d'amateurs. L'insuffisance de modulation, ne tirait par contre pas à conséquence pour le trafic militaire à courte distance pour lequel était prévu l'appareil. Non seulement le modulateur d'origine ne permet pas de secouer convenablement la porteuse, mais encore il donne une « modulation à l'envers » à laquelle il est pratiquement impossible de remédier. Nous avons encore récemment eu confirmation de ce fait en écoutant un amateur émettant en mobile avec un WS-19 sur la bande des 40 mètres.

Il existe cependant un moyen fort simple d'obtenir une modulation efficace du WS-19 : remplacer la modulation grille de commande d'origine par une modulation dans l'écran de la 807 en utilisant comme modulateur l'amplificateur d'intercommunication in-

corporé à l'appareil. La marche à suivre est la suivante :

Déconnecter la résistance aboutissant à l'écran de la 807 et réunir cet écran à la plaque de la 6V6 finale de l'ampli d'intercommunication par une résistance de 25.000 Ω shuntée par un condensateur de 8 μ F, de façon à ramener à 125 V la tension appliquée à l'écran de la 807. Il suffit ensuite de brancher le microphone à la prise de micro de l'ampli d'intercommunication (à gauche de l'appareil). Cet ampli étant de très bonne qualité, on obtient une modulation incomparablement meilleure.

Un autre moyen fort simple permettant d'augmenter sensiblement la puissance du PA consiste à éliminer le système de polarisation retardée utilisant une 6H6 et à relier simplement la grille de commande de la 807 à la masse par une résistance de 20.000 Ω . Il est en effet à remarquer que la puissance de la plupart des appareils militaires avait été volontairement réduite. Il était en effet inutile et même nuisible que ces appareils rayonnent au-delà de leur distance normale, généralement fort réduite, d'utilisation. D'autre part, le fait de ne pas pousser les tubes évitait leur usure prématurée et accroissait la sécurité de fonctionnement. Il n'est ainsi pas rare de voir des émetteurs utilisant deux 1625 ou deux RL12 P35 en parallèle au PA délivrer une puissance d'une douzaine de watts, alors qu'un amateur en tirerait 50 W ou même sensiblement plus.

Renseignements complémentaires sur le WS-38

Grâce à l'obligeance d'un de nos aimables lecteurs, que nous remercions chaleureusement, voici la nomenclature des pièces du walkie-talkie WS-38 décrit dans notre numéro 129 de juillet 1958. Les désignations

sont celles employées sur le schéma nous en avons publié.

Condensateurs.

CIA variable de 2 à 40 pF	
CIB	5 35
CIC	5 30
CID	5 30
C2B	3 18
C3A	5 40
C4B	5 40

C5 (A, B, C, D, E, F) condensateurs f 100 pF.

C6 (A, B, C, D, E, F) 0,1 μ F

C7 (A, B, C, D) 45 pF

C8 (A, B, C, D) 200 pF (C8C, en parallèle avec R7C avait été omis sur notre schéma).

C9A 28 pF

C10A 0,1 μ F

C11A 18 pF

C13A 4 μ F

C14A 25 μ F

C16A 680 pF (C15 n'existe pas sur ce type d'appareil que possède notre lecteur).

Résistances.

R1A	220 k
R1B	180 k
R1C	100 k
R2A	60 Ω
R3A	10 M Ω
R4 (A, B, C)	100 k
R5A	50 k
R6A	470 k
R6B	100 k
R6C	470 k
R7 (A, B, C, D)	20 M Ω
R10A	1.500 Ω
R11A, R11B	5 Ω
R11A, R11B	5 Ω
R12A	17 Ω

Le redresseur est du type Vactor.

CHARGEUR A DEUX TRANSFOS

POUR PETITS ET MOYENS ACCUS

par Lucien LEVEILLEY

Notre chargeur se différencie d'un chargeur classique, par l'utilisation de deux transfos abaisseurs de tension de débits différents, d'une seule cellule redresseuse, de deux ampèremètres de calibres différents, et d'un commutateur commutant automatiquement tous les circuits.

Avantages de ce dispositif.

Ce chargeur est à double usage : recharge des petits accus (de quelques centaines de milliampères-heure à 10 A/h), et des moyens accus (au-dessus de 10 A/h, jusqu'à 60 A/h maximum, car pour une capacité supérieure il faudrait trop de temps).

1° Si on recharge une petite batterie, au régime de 1 A sur un chargeur débitant 4 A ou au-dessus, cette « solution » n'est ni économique, ni recommandable, car une quantité appréciable de courant est dissipée inutilement sous forme de chaleur, dans la résistance chutrice d'intensité (de forte valeur ohmique), que l'on serait obligé d'intercaler en série sur un pôle du courant redressé. En outre, à cette perte viendrait s'ajouter la consommation à vide du transfo, qui est plus importante dans un gros transfo que dans un petit.

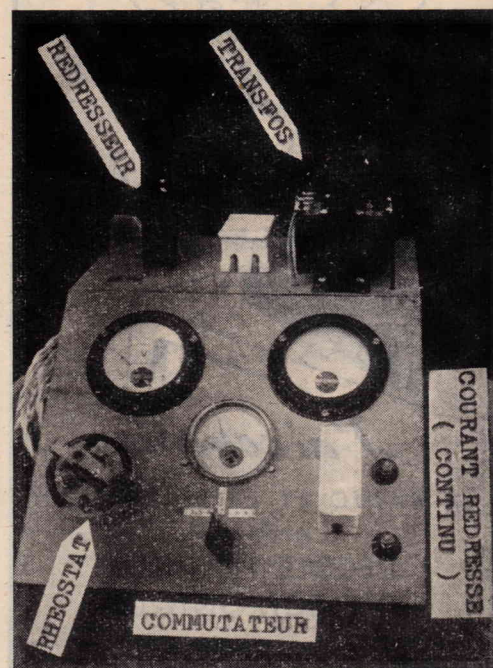
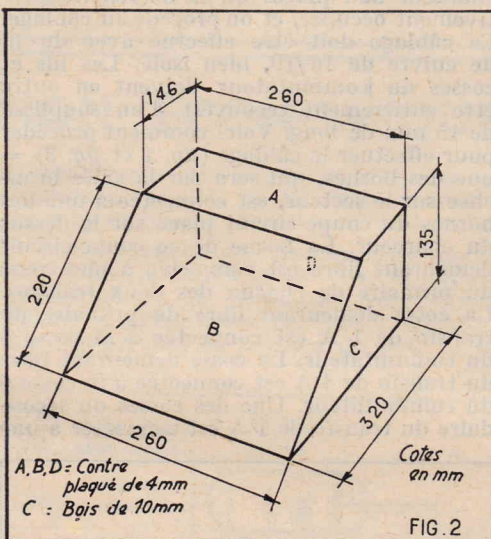
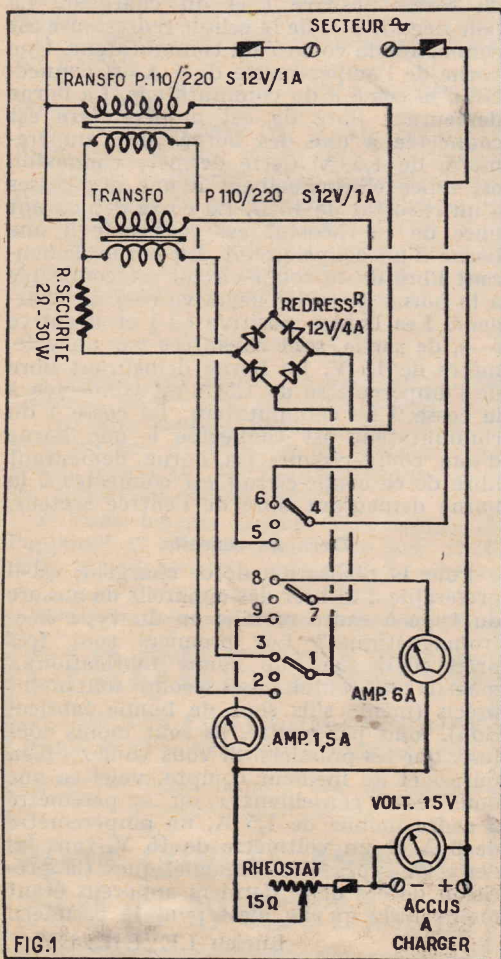
2° D'autre part, la recharge d'un accu moyen, sur un chargeur conçu pour petits accus n'est pas pensable. Quoique cela ne lui serait pas nuisible (bien au contraire), il faudrait beaucoup trop de temps pour le recharger, et cela le rendrait indisponible pendant plusieurs jours (ce qui dans le

plus grand nombre de cas présenterait un sérieux inconvénient).

3° A la réalisation de deux chargeurs pour résoudre ce problème un pour les petites batteries, et un autre pour les moyennes batteries), notre « solution » de chargeur à double usage est préférable, car elle permet d'économiser l'achat d'une cellule redresseuse, du coffret et de la main-d'œuvre.

Emploi pratique de notre chargeur.

Notre chargeur comporte deux débits maximum = 1 A et 4 A. Ces deux débits, distincts l'un de l'autre, sont mis en service par la simple manœuvre d'un commu-



Le chargeur terminé.

(exemple une batterie de 10 A/h doit être rechargée au régime de 1 A, pendant dix heures, etc...). Les batteries au cadmium-nickel à électrolyte alcalin, à partir de quelques ampères/heure peuvent être rechargées sans inconvénients à un régime supérieur au 1/10 de leur capacité. Avec ces dernières batteries, mais du type subminiature (500 à 600 mA/h, par exemple), il en est autrement, et on devra rigoureusement respecter le régime de charge indiqué par le fabricant, sous peine de les mettre hors service en très peu de temps.

Tous les éléments de notre chargeur ont été placés extérieurement à son coffret, pour une meilleure ventilation (normalement, en service les transfos et les cellules redresseuses de tout chargeur chauffent un peu). Sur le nôtre, voici encore un petit avantage pratique : lorsque la cellule redresseuse de 4 A est mise en service sur le transfo d'un ampère, son échauffement est à peu près nul (ce qui augmente la longévité de la cellule — d'ailleurs extrêmement grande, à condition que celle-ci soit bien ventilée et qu'on ne lui fasse pas supporter un ampérage et un voltage supérieurs à ceux pour lesquels elle est prévue).

Pour éviter une surtension ou une surintensité de la cellule, pour une cause quelconque (courts-circuits dans la batterie, sur-voltage par accus non connectés au chargeur pendant que celui-ci est en fonctionnement, etc...), notre chargeur est équipé des TROIS dispositifs de sécurité suivants : deux fusibles sur le primaire de chacun des deux transfos, une résistance de sécurité entre leur secondaire et la cellule redresseuse, un fusible entre un pôle de la batterie à charger et le chargeur.

Pour les deux régimes de charge (1,5 A et 4 A), un rhéostat de faible valeur ohmique (15 Ω), permet d'ajuster le débit désiré. Etant de faible valeur ohmique, la perte de courant par échauffement de son fil, est peu sensible.

DANS TOUT CHARGEUR, CE SONT

tateur rotatif (fig. 3), fixé sur le chargeur. Le voltmètre de 15 V dont est équipé notre chargeur reste constamment connecté. Sur les deux plots extrêmes du commutateur, il indique le voltage pendant la charge. Sur son plot central, tous les éléments du chargeur sont mis hors circuit, et le voltmètre indique alors si la batterie est suffisamment chargée. Notre chargeur est également équipé de deux ampèremètres (un de 1,5 A et l'autre de 6 A). Suivant la position de la manette du commutateur (sur le plot extrême de droite ou de gauche), l'un ou l'autre de ces ampèremètres est mis en circuit, ainsi que son transfo approprié (la cellule redresseuse demeurant la même). L'utilité pratique de l'emploi de deux ampèremètres est celle-ci : le marquage et l'étalonnage du type 1,5 A étant très étalés, les indications sont plus aisées à lire et beaucoup plus précises. Ce qui est un avantage très important, car les petits accus pour lesquels il est mis en service sont plus fragiles à charger que les accus moyens et nécessitent un débit de charge aussi précis que possible. A ce propos, nous rappelons que les batteries à oxydes de plomb et électrolyte acide doivent être rechargées au 1/10 de leur capacité



J'ai compris

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION
grâce à
L'ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE

Sans quitter votre occupation actuelle et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation.

Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.

Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété.

Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez la

première
leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimaux de 12,50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

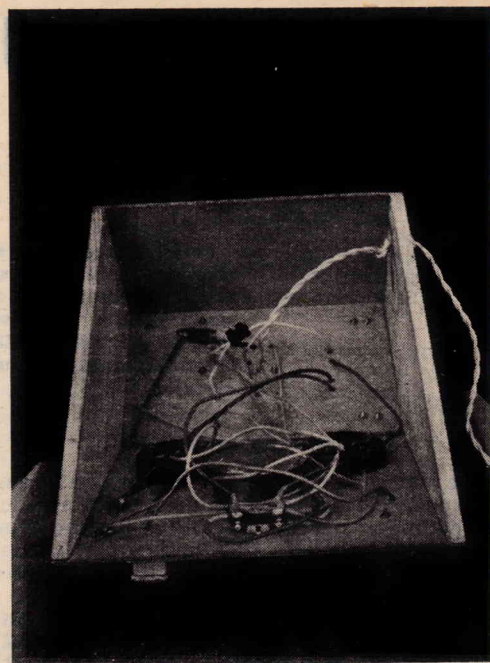
Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode vous émerveillera !...

ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE
Radio-Télévision
11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (2°)

LES « AMPERES » QUI COUTENT CHER! (les économiser dans toute la mesure du possible est un devoir... pour la bonne santé du porte-monnaie !)

Construction du chargeur.

Tout d'abord, nous avons réalisé le coffret du chargeur qui est de forme « pupitre ». Il a bon aspect, mais ce qui est plus important, les appareils de mesure y sont rationnellement disposés (ils sont mieux éclairés, et leur lecture est plus aisée que s'ils étaient disposés autrement), (le chargeur terminé). Nous avons comme suit réalisé ce coffret = les deux côtés sont constitués par deux pièces conformes à celles de la figure 2. Ces deux côtés sont découpés dans du bois de 10 mm d'épaisseur. Le devant du coffret, sur lequel sont fixés les appareils de mesure, etc., est constitué par une plaque rectangulaire de contre-plaqué de 4 mm d'épaisseur, conforme en dimensions de la figure 2. Cette plaque est collée et clouée, sur les deux côtés en bois de 10 mm d'épaisseur. Le dessus du coffret, sur lequel sont fixés les transfos, etc., est constitué par une plaque de contre-plaqué de 4 mm d'épaisseur conforme en dimensions à celle de la figure 2. Cette plaque est collée et clouée sur les deux côtés en bois de 10 mm (sur le dessus). L'arrière du coffret est constitué par une plaque de contre-plaqué de 4 mm conforme en dimensions à celle de la figure 2. Cette plaque est collée et clouée à l'arrière des deux côtés en bois de 10 mm. Ceci fait on fixe les divers éléments du chargeur aux places qu'ils doivent respectivement occuper, et on procède au câblage. Ce câblage doit être effectué avec du fil de cuivre de 16/10, bien isolé. Les fils et cosse du commutateur doivent en outre être entièrement recouvert d'un souplesse de 15 mm de long. Voici comment procéder pour effectuer le câblage (fig. 1 et fig. 3) = une des bornes, qui sera par la suite branchée sur le secteur, est connectée à une des bornes du coupe-circuit placé sur le dessus du chargeur. La borne de ce coupe-circuit demeurant libre est connectée à une cosse du primaire de chacun des deux transfos. La cosse demeurant libre du primaire du transfo de 1 A est connectée à la cosse 5 du commutateur. La cosse demeurant libre du transfo de 4 A est connectée à la cosse 6 du commutateur. Une des cosse du secondaire du transfo de 1 A est connectée à une



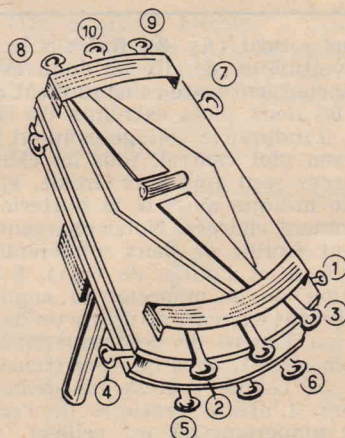
Câblage du chargeur.

des cosse du secondaire du transfo de 4 A. Cette dernière cosse est connectée à une cosse d'une résistance de 2 Ω /30 W. La cosse demeurant libre de cette résistance est connectée à la cosse de la cellule redresseuse (alternatif non redressé). La cosse demeurant libre du secondaire du transfo de 1 A est connectée à la cosse 2 du commutateur. La cosse demeurant libre du secondaire du transfo de 4 A est connectée à la cosse 3 du commutateur. La cosse de la cellule redresseuse (alternatif non redressé) demeurant libre est connectée à la cosse 1 du commutateur. Le pôle positif (+) de la cellule redresseuse est connecté à la borne de sortie positive (+) du chargeur. Le pôle négatif (—) de la cellule redresseuse est connecté à la cosse 7 du commutateur. Une borne de l'ampèremètre de 6 A est connectée à la cosse 8 du commutateur. La borne demeurant libre de cet ampèremètre est connectée à une des bornes de l'ampèremètre de 1,5 A. Cette dernière connexion est reliée électriquement à une des cosse d'un rhéostat de 15 Ω . La cosse demeurant libre de ce rhéostat est connectée à une borne d'un coupe-circuit. La borne demeurant libre de ce coupe-circuit est connectée à la borne de sortie négative (—) du chargeur. Les bornes positive (+) et négative (—), de sortie, sont encadrées par un voltmètre de 15 V. La borne demeurant libre de l'ampèremètre de 1,5 A est connectée à la cosse 9 du commutateur. La cosse 4 du commutateur est connectée à une borne d'une coupe-circuit. La borne demeurant libre de ce coupe-circuit est connectée à la borne demeurant libre de l'entrée secteur.

Derniers conseils.

Pour la réalisation de ce chargeur, est-il préférable d'utiliser des appareils de mesure du type à cadre mobile, ou du type électromagnétique ? Les premiers sont très précis (s'ils sont de bonne fabrication)... mais ils sont coûteux. Les seconds sont moins précis (même s'ils sont de bonne fabrication), mais par contre, ils sont moins coûteux que les premiers. Si vous voulez « bien faire » et au meilleur compte, voici ce que nous vous conseillons : un ampèremètre à cadre mobile de 1,5 A, un ampèremètre de 6 A et un voltmètre de 15 V, tous les deux en types électromagnétiques (la précision de ces deux derniers appareils étant moins utile qu'elle n'est pour le premier).

Lucien LEVEILLEY.



- 8. Position transfo 4A, Ampèremètre 6A
Cellule redresseuse en circuit.
- 9. Position transfo 1A, Ampèremètre 1,5A
Cellule redresseuse en circuit.
- 10. Position tous les éléments du chargeur
hors circuit, sauf le voltmètre qui demeure
connecté sur les 3 positions

FIG. 3

RECTIFICATIF concernant le Tuner FM au n° 153

Sur le schéma fig. 1 il faut prévoir 2 condensateurs de 4,7 nF entre la ligne HT et la masse. Le condensateur de découplage de la résistance d'écran de la ECF82 fait 4,7 nF. Les condensateurs de découplage des circuits écran et plaque des EF85 aboutissent à la cathode et non à la masse.

Sur le plan de câblage fig. 2. Le trimmer fixe du CV oscillateur fait 10 pF au lieu de 22 pF. Le condensateur entre le bobinage oscillateur et la broche 9 du support ECF82 fait 22 pF au lieu de 220 pF. La résistance entre les cosse a et c du relais B et celle entre broche 2 du support EB91 et masse font 47.000 ohms au lieu de 4.700 ohms. Le condensateur de liaison de 1,9 pF entre 6CD6 et ECF82 doit aboutir à la broche 2 de ce dernier support.

Il y a intérêt à prévoir un condensateur de 4,7 nF entre a et b du relais D. Enfin la résistance d'alimentation plaque oscillatrice de 10.000 ohms de la ECF82 doit faire 1 watt.

L'indicateur d'accord est un EM80 commandé par la tension VCA.

On procède tout d'abord à l'équipement du châssis. On fixe les supports de lampes, les plaquettes A-T, PU et HPS. On soude sous le châssis les relais B et D. On monte les transfos MF, le condensateur de filtrage, le transformateur de HP, le CV, le potentiomètre double et le transformateur d'alimentation. La résistance bobinée de filtrage

est montée sur le dessus du châssis à l'aide d'une tige filetée. Sous le châssis cette tige reçoit le relais E. Sur la cosse de l'axe du CV on soude le relais F. Pour terminer cette phase préparatoire on met en place l'axe de commande du CV et du cadre et le bloc de bobinages. Ce dernier est placé légèrement en retrait de la face avant à l'aide d'écrous formant entretoise sur des vis de fixation.

CADRAN

Toujours avec du fil isolé on connecte les broches 1 et 7 du support EZ80 aux extrémités de l'enroulement HT du transformateur d'alimentation, la broche 3 à une extrémité de la résistance bobinée de 1.000 Ω et la cosse c du relais B. On relie ensemble l'autre extrémité de la résistance bobinée

STATIONS



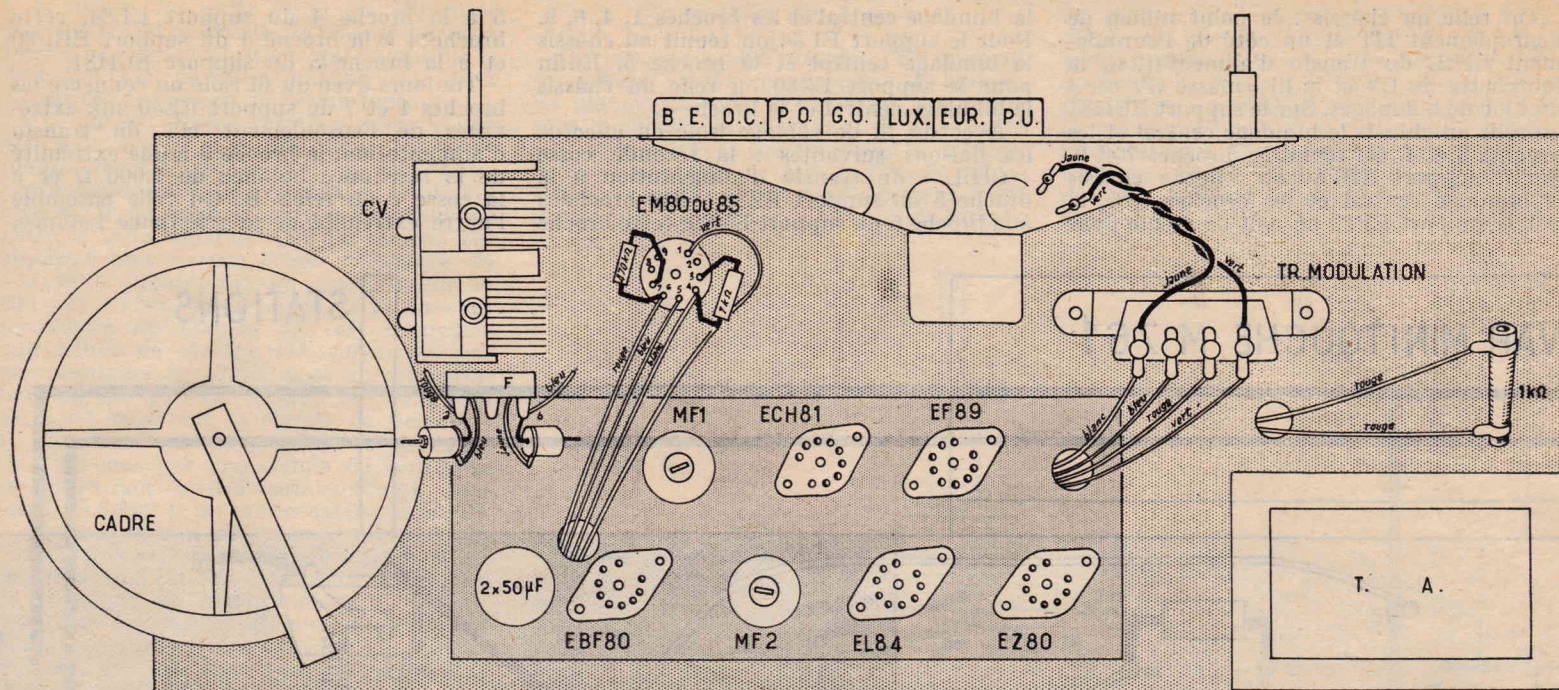


FIG.3

la broche 9 du support EL84, les cosses + des deux transfos MF et la cosse a du relais B.

On connecte la cosse P de MF1 à la broche 6 du support ECH81, la cosse G de MF1 à la broche 2 du support EBF80, la broche 1 du support ECH81 à la broche 1 du support EBF80 ; la cosse P de MF2 à la cosse 6 du support EBF80, la cosse G de MF2 aux broches 7 et 8 du support EBF80. On soude un des fils + du condensateur de filtrage $2 \times 50 \mu F$ sur la cosse a du relais B et l'autre fil + sur la cosse c de ce relais. Le fil — est soudé sur la patte de fixation b du relais. Entre les cosses a et c on soude une résistance de 1.000Ω 2 W.

On soude le relais A par ces pattes c et i sur le blindage central des supports EF89 et ECH81. On relie au châssis la ferrure T de la plaquette A-T, entre les ferrures A et T on dispose une résistance de 27.000Ω . La ferrure A est reliée à la cosse f du relais D par un condensateur de $250 \mu F$. Cette cosse f est connectée à la paillette a du commutateur « Ant-Cadre ». La paillette c est reliée au châssis et la paillette b à la cosse 3 du bloc. On soude le fil « CV osc » du bloc sur une des cages du CV. L'autre cage est reliée à la cosse 8 du bloc. La fourchette du CV est reliée à la patte i du relais A. et à la cosse 6 du bloc. On soude les condensateurs ajustables « Transco » sur les cosses a et b du relais F lesquelles sont reliées au châssis, l'autre armature de l'un d'eux est connectée à la cosse 9 du bloc. Pour le second cette armature est reliée à la cosse 7 du bloc. Entre les cosses 6 et 9 du bloc on dispose un condensateur de $22 \mu F$.

On soude un condensateur de $250 \mu F$ entre la cosse 1 du bloc et la cosse j du relais A, cette cosse j est connectée à la broche 2 du support ECH81. Entre cette cosse j et la cosse — de MF1 on place une résistance de $1 M\Omega$. Entre la cosse 4 du bloc et la cosse g du relais A on dispose une résistance de 150Ω . Sur le relais entre g et h on soude un condensateur de $47 \mu F$ et entre h et i une résistance de 47.000Ω . La cosse h est reliée à la broche 7 du support ECH81.

Entre la cosse 5 du bloc et la cosse f du relais A on soude un condensateur de $500 \mu F$. On soude une résistance de 33.000Ω entre les cosses e et f du relais. La cosse f est connectée à la broche 8 du support ECH81. Sur le même relais on soude une résistance de 33.000Ω 1 W entre les cosses

d et e et un condensateur de 20 nF entre les cosses d et i. La cosse d est connectée à la broche 9 du support ECH81.

Par ces pattes b et n on soude le relais C sur le blindage central des supports EZ80 et EBF80. On relie le blindage central du support EL84 à sa cosse A. La cosse r de ce relais est reliée à la cosse — de MF1 et la cosse j à la cosse + de MF2 et à la cosse e du relais A.

La cellule de découplage HF du circuit de détection est constituée par un ensemble comprenant dans le même corps une résistance de 47.000Ω et 2 condensateurs de $100 \mu F$. Les fils de la résistance sont soudés l'un sur la cosse — de MF2 et l'autre sur la cosse p du relais C. Les fils de l'armature des 2 condensateurs sont soudés sur le blindage central des supports EBF80 et EL84. Une des ferrures de la plaquette PU est reliée au blindage central du support EBF80. Entre cette ferrure et la cosse p du relais C on soude une résistance de 470.000Ω . Sur le relais C on soude : une résistance de $3 M\Omega$ entre s et r et un condensateur de 50 nF entre n et r. La cosse p est connectée à la cosse « Detec » du bloc. La seconde ferrure de la plaquette PU est connectée à la cosse PU du bloc. La cosse BF du bloc est connectée à la cosse a du relais A. Entre cette cosse a et une extrémité du potentiomètre de volume on soude un condensateur de 10 nF . L'autre extrémité du potentiomètre est reliée au blindage central du support EF89. On soude un condensateur de $100 \mu F$ entre les deux extrémités du potentiomètre. Le curseur est relié à la broche 2 du support EF89 par l'intermédiaire d'une résistance de 250.000Ω .

Entre la broche 3 du support EF89 et la cosse b du relais A on soude une résistance de 1.000Ω . Sur le relais on soude une résistance de 150Ω entre les cosses b et c. La cosse b est connectée à la cosse f du relais E. La broche 8 du support EF89 est reliée à la cosse k du relais C et la broche 7 à la cosse g du même relais. Entre la broche 8 de ce support et la broche 3 du support ECH81 on dispose un condensateur de $0,1 \mu F$. Sur le relais C on soude : une résistance de 470.000Ω entre les cosses i et k, une résistance de 300.000Ω entre les cosses g et i, une résistance de 10.000Ω entre les cosses i et j, un condensateur de $0,25 \mu F$ entre les cosses b et i, un condensateur de 50 nF entre les cosses g et l, une résis-

tance de 2.700Ω entre les cosses l et m, une résistance 300.000Ω entre les cosses l et m n. La cosse m est connectée à la broche 2 du support EL84.

La broche 3 du support EL84 est connectée à la cosse e du relais C. Entre les cosses b et e de ce relais on dispose une résistance de 150Ω et un condensateur de $50 \mu F$ 50 V. La broche 7 du support EL84 est reliée à la cosse c du relais C. Entre les cosses c et b de ce relais on dispose un condensateur de 2 nF .

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

“ STORMY ”

type clavier

DESCRIT CI-CONTRE

- PICK-UP
- EUROPE N° 1
- RADIO-LUXEMBOURG
- GO-PO-OC-BE
- ★ 7 touches commutant
- ★ Commande « Puissance » et « tonalité » par bouton double.
- ★ Recherche des stations et orientation du cadre par bouton double.
- L'ÉBÉNISTERIE complète avec dos et boutons. **32.40**
- Le châssis aux côtes des divers accessoires + Cadrons avec CV et glace (INDIVISIBLE). **26.50**
- Le cache avec grilles et voyants. **18.50**
- Le jeu de bobinages + cadre à air + MF. **36.40**
- Le transfo d'alimentation. **13.50**
- Le potentiomètre double. **3.50**
- Le chimique $2 \times 50 \text{ MF}$ 400 volts. **4.50**
- Le haut-parleur 17 cm AP avec transfo. **19.00**
- Tout le matériel complémentaire (supports fils de câblage, soudure, cordon secteur). **13.00**
- Le jeu de résistances et de condensateurs. **8.20**

LE « STORMY » complet, en pièces détachées (sans lampes) **175.50**

● Le jeu de 6 lampes **21.00**

CABLÉ-RÉGLÉ
EN ORDRE DE MARCHÉ : **238.50**

Port et emballage : **14.00 NF**

**LES COMPTOIRS
CHAMPIONNET**

14, rue Championnet, PARIS-18^e

Métro : Porte Clignancourt C.C. Postal : 12358-30 Paris
ou Simplon

VOIR NOTRE PUBLICITÉ PAGE 2

Le primaire du transfo de HP est branché entre les broches 7 et 9 du support EL84, et le secondaire sur la prise HPS. Une des ferrures de cette prise est connectée au blindage central du support EZ80, l'autre est reliée à une extrémité du potentiomètre de 50.000 Ω de tonalité. Entre cette extrémité et la cosse *c* du relais E on soude un condensateur de 0,1 μ F. L'autre extrémité du potentiomètre est connectée à la cosse *b* du relais E et le curseur à la cosse *c*. Sur le relais E on soude : une résistance de 1.000 Ω entre *c* et *d*, une autre de 1.000 Ω entre *d* et *f*, un condensateur de 0,1 μ F entre *b* et *f* et un de 0,25 μ F entre *d* et le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation.

L'interrupteur est branché entre une cosse secteur et la cosse *r* du transfo d'alimentation. On soude un condensateur de 5 nF entre cette cosse « Secteur » et la masse. Le cordon d'alimentation est soudé sur la cosse *r* et la seconde cosse « Secteur ».

On fixe le HP sur le baffle du cadran et on monte ce dernier sur le châssis. Les supports d'ampoule d'éclairage sont branchés par des cordons torsadés sur les broches 4 et 5 du support ECH81. La bobine mobile du HP est reliée au secondaire du transfo de sortie.

Sur le support d'indicateur d'accord on soude : une résistance de 1.000 Ω entre les broches 3 et 4 et une de 470.000 Ω entre les broches 6 et 9. Les broches 7 et 9 sont reliées ensemble. Par un cordon à 4 conducteurs on relie la broche 1 à la cosse —

de MF1, la broche 4 à la broche 5 du support EBF80, la broche 5 à la broche 4 du support EBF80 et la broche 6 à la cosse + de MF1.

On met en place le cadre. Son fil blanc est soudé sur la cosse *a* du relais D, son fil jaune sur la cosse *b* sont fil bleu sur la patte *c*, son fil vert sur la cosse *d* et son fil marron sur la cosse *e*. Les cosse du relais D sont reliées au bloc de bobinage de la façon suivante : *a* à 2, *b* à 12, *d* à 10, *e* à 11.

Mise au point.

Si à la première mise en fonctionnement un accrochage se manifeste il faut inverser le branchement du secondaire du transfo de sortie sur la plaquette HPS. Normalement la mise au point se réduit à cela, et on doit pouvoir immédiatement procéder à l'alignement.

On commence par retoucher le réglage des transfo MF sur 455 kHz. Ensuite en gamme PO on règle les trimmers du CV sur 1.400 kHz. On règle le noyau oscillateur PO du bloc sur 574 kHz.

En gamme GO on règle le noyau oscillateur GO du bloc sur 205 kHz. Enfin en gamme BE on règle les noyaux oscillateur et accord OC sur 6,1 MHz.

Pour les stations préglées il est préférable d'effectuer le réglage des condensateurs ajustables sur les stations désirées (Europe n° 1 et Radio-Luxembourg).

A. BARAT

MESUREUR DE TENSION ÉCONOMIQUE

Si vous n'êtes pas en possession d'un voltmètre et que vous désirez en construire un sans trop de frais, réalisez le petit appareil très sensible et résistant assez bien aux surtensions que nous décrivons ci-après.

L'indicateur est un œil magique EM84 ou EM840.

Le potentiomètre est un ajustable non bobiné (50 K).

Le potentiomètre 15 K est bobiné et muni d'un cadran gradué de 1 à 100.

Comme l'appareil n'est pas très précis il est inutile de choisir des résistances de précision, des 5 % conviennent très bien.

L'alimentation est classique (250 V / 2 mA - 6,3 V / 270 mA). Ces tensions peuvent d'ailleurs être prélevées dans un poste.

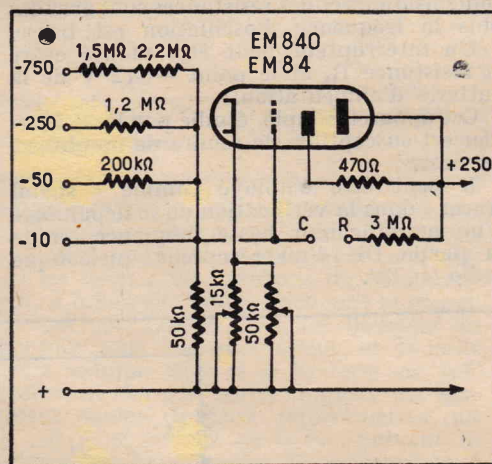
-Étalonnage :

1° Le curseur du pot. 15 K étant du côté cathode, on branche entre les bornes + et - 10 une tension continue de 10 V et avec un peu de peinture on marque deux petits points sur l'œil correspondant avec les limites du champ d'ombre.

2° Sans aucune tension aux bornes de l'appareil et avec le curseur du pot. 15 K côté masse on fait coïncider le champ

d'ombre avec les points d'étalonnage en actionnant le pot. 50 K. Cette opération faite on ne touche plus à ce potentiomètre.

3° On branche une tension continue de 1 V entre les bornes + et - 10 et avec le potentiomètre 15 K on fait coïncider le champ d'ombre avec les points d'étalonnage et on note la position du pot. 15 K.



4° On répète l'opération précédente avec toutes les tensions comprises entre 1 et 10 V (Continu et alternatif, mais en alternatif la 1^{re} gamme ne s'étend que de 0 à environ 8,5 V.)

Les différentes gammes s'étendent de : 0 à 10 V (continu) et de 0 à env. 8,5 V (alt.) 0 à 50 V (continu) et de 0 à env. 42 V (alt.) 0 à 250 V (continu) et de 0 à env. 212 V (alt.) 0 à 500 V (continu) et de 0 à env. 425 V (alt.)

Entre les bornes CR on peut essayer des condensateurs et des résistances.

JACQUES TIBERGHEN.

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

« RADIO-PLAN »

Vous y auriez vu notamment

N° 153 DE JUILLET 1

- Electrophone 4 vitesses EBC81 - EL84 -
- Rappel de quelques principes pour réaliser bons récepteurs.
- Adaptateur FM EC86 - ECF82 - EF85 (2) EM81 - EZ80.
- Récepteur portatif à 5 transistors 2N48483 (2) OA79 2 N 363 (2).
- Amplificateur de tension à gain élevé, torisé.
- Postes auto-Volts américains et leur transformations en 12 V.

N° 152 DE JUIN 1

- Amplificateur de puissance mécanisme contre-réaction.
- Récepteur reflex équipé de 4 transistors OA70 - OC72 (2) RW de Trafic.
- Téléviseur 12 canaux 6BQ7A - 6U8 - EF80 (3) - EL83 - ECL70 - EL83 - EY82 - ECL82 (2) - ECL80.
- Téléviseurs à transistors.
- Voltmètre électronique.
- Récepteur portatif à 6 transistors - 965T1 (2) - 941 (2).
- Adaptateur secteur pour poste à transistors
- Les posemètres photographiques.

N° 151 DE MAI 1

- Amplificateur de basse fréquence très
- Le Wavemeter classe D n° 1.
- Récepteur changeur de fréquence équipé 4 lampes - 6AJ8 - 6BA6 - 6AV6 - 6BQ5 - EZ80.
- Récepteur piles-secteur à transistors 36T1 - 35T1 - 99IT1 - 94IT1 (2).
- Electrophone stéréophonique stéréophoni ECC83 (2) - EL84 (3) - EZ81 (2).
- Téléviseur à transistors.

N° 150 D'AVRIL 1

- Pratique de la modulation de fréquence.
- Adaptateur FM permettant la réception émissions FM stéréophoniques - ECC85 (2) - 6AL5 - EM84 - EZ80 - ECF80.
- Améliorations des réceptions TV.
- Ensemble stéréophonique.
- Changeur de fréquence 4 lampes + ECH81 - 6AV6 - EL84 - EZ80.
- Récepteur portatif 7 transistors munis prise antenne auto OC44 - OC45 (2) - OC72.
- Mise au point des récepteurs de trafic.

N° 149 DE MARS 1

- Récepteur universel à transistors SF SFT106 - SFT107 - SFT153 - SFT1
- Vérification et amélioration des antennes
- Electrophone stéréophonique ECC82 - ECC83 - EZ81.
- Le WS 19.
- Changeur de fréquence 4 lampes Nov valve et l'indicateur d'accord ECH81 (2) - EL84 - EM80 - EZ80.
- Récepteurs de trafic.
- Un super vraiment réduit.

1.20 NF le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLAN » 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : Paris 107 40 40 40. Votre marchand de journaux habituel procurent ces numéros aux messages Transports-Presse.

CIRQUE-RADIO

24, BD DES FILLES-DU-CALVAIRE
PARIS (XI^e) - VOLTAIRE 22-76 et 22-77

informe sa fidèle clientèle que ses bureaux et magasins seront fermés

POUR CONGÉS ANNUELS
du 8 au 29 AOUT inclus

MONTAGES ÉLECTRONIQUES

par Michel LÉONARD

Montages électroniques.

Par montages électroniques nous entendons les dispositifs utilisables dans diverses applications autres que la radio, la télévision et la basse fréquence.

En général les montages électroniques sont utilisés dans l'industrie mais il en existe quelques-uns, assez simples, pouvant rendre des services aux techniciens expérimentateurs isolés.

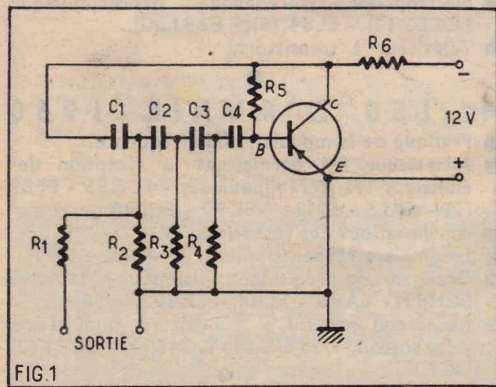
Grâce aux transistors, ces montages bénéficieront le plus souvent, des avantages attachés à leur emploi : légèreté, faible consommation, faible encombrement, portabilité et dans la plupart des cas indépendance du secteur grâce à l'emploi des piles. Des montages à diodes semi-conductrices seront également décrits utilisables à l'alimentation sur secteur des montages à transistors.

Oscillateur BF 1.000 Hz.

Il est facile de réaliser un petit oscillateur BF à 1.000 Hz à l'aide d'un matériel extrêmement réduit : un transistor 2N109, quelques résistances et condensateurs fixes.

Le schéma de cet appareil est donné par la figure 1. Il est basé sur le principe du déphasage à l'aide de circuits différentiateurs.

Pour obtenir l'oscillation entre le collecteur C et la base B du transistor il est



nécessaire qu'il y ait un déphasage de 180° entre le signal de collecteur et celui de base. Ce déphasage est obtenu avec le système des circuits RC. La tension de sortie obtenue entre masse et l'extrémité de R_1 est sinusoïdale.

Chaque circuit RC, comme $C_1 R_2$, $C_2 R_3$, $C_3 R_4$ produit un certain déphasage et l'ensemble de ces déphasages doit atteindre 180°. Ce résultat est obtenu avec les valeurs suivantes des éléments : $R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = R_4 = 680 \Omega$, $R_5 = 68 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 0,1 \mu\text{F}$ papier. Toutes les résistances sont du type 1 W ; transistor $V_1 = 2N109$.

La tension d'alimentation est de 12 V effectuée avec un ensemble de piles de faibles dimensions.

Avec les valeurs des éléments indiquées la fréquence d'oscillation est de 1.000 Hz approximativement.

Le choix des résistances ne donne lieu

à aucune difficulté car elles peuvent être étalonnées avec une tolérance de 10 % et il en est de même des capacités.

Lorsque la batterie s'use et la tension diminue, il arrive souvent que l'oscillation se maintienne même pour une tension de 4,5 V mais normalement, il est préférable de la maintenir à plus de 9 V.

Le circuit de réaction de ce montage le protège contre l'emballement du transistor dont le choix n'est pas critique, un certain nombre d'exemplaires ayant été essayés avec succès. Il se peut toutefois, comme c'est parfois le cas avec les transistors et même avec les lampes qu'un certain transistor ne veuille pas osciller, mais ce cas est rare.

Il ne faut pas se baser sur cet oscillateur pour effectuer des mesures mais uniquement comme appareil de secours.

En effet, l'influence de la température est marquée et se caractérise par une variation de la fréquence du signal de sortie.

Ainsi à la température ambiante de 28°C, le courant collecteur étant de 4,4 mA la fréquence obtenue aux essais était de 1.171 Hz avec une tension batterie de 10 V.

La température ayant atteint 63°C le courant collecteur était de 7,8 mA et la fréquence de 2.202 Hz.

Il est évident que normalement, il ne faudra pas que la température de 63°C soit atteinte car le transistor s'endommage dès que le courant collecteur atteint 8,1 mA. Pour modifier la valeur de la fréquence d'oscillation il suffira d'agir sur les valeurs des résistances R_2 , R_3 , R_4 et des condensateurs C_1 , C_2 , C_3 et C_4 . Plus les valeurs des condensateurs et des résistances sont grandes plus la fréquence d'oscillation est basse.

Un interrupteur peut être monté entre la résistance R_6 et le point — 12 V de la batterie d'alimentation.

Cet appareil simple, étudié par F. T. Merkle est susceptible de rendre de nombreux services.

Il peut être employé comme « signal tracer » dans la vérification ou le dépannage d'un amplificateur basse fréquence ou de la partie BF d'un récepteur quelconque radio ou TV.

Il suffira, pour cela, de connecter sa sortie, d'abord aux grilles des lampes finales et ensuite aux grilles des lampes préamplificatrices. Il servira d'ailleurs aussi bien dans la vérification des appareils radio ou BF à transistors.

On pourra aussi l'incorporer dans des jouets musicaux dans lesquels plusieurs oscillateurs de type, accordés sur des fréquences différentes donneront des notes différentes.

L'oscillateur de Merkle rendra aussi d'excellents services comme source de signaux BF dans divers appareils de mesure : ponts, générateurs HF modulés, etc.

Sonde de « signal-tracing ».

Nous avons indiqué plus haut que l'oscillateur BF peut servir dans un système de vérification « signal-tracing ».

Dans le même système, on a besoin d'un dispositif de contrôle à casque afin de se rendre compte de l'existence du signal amplifié en un point déterminé du montage à examiner.

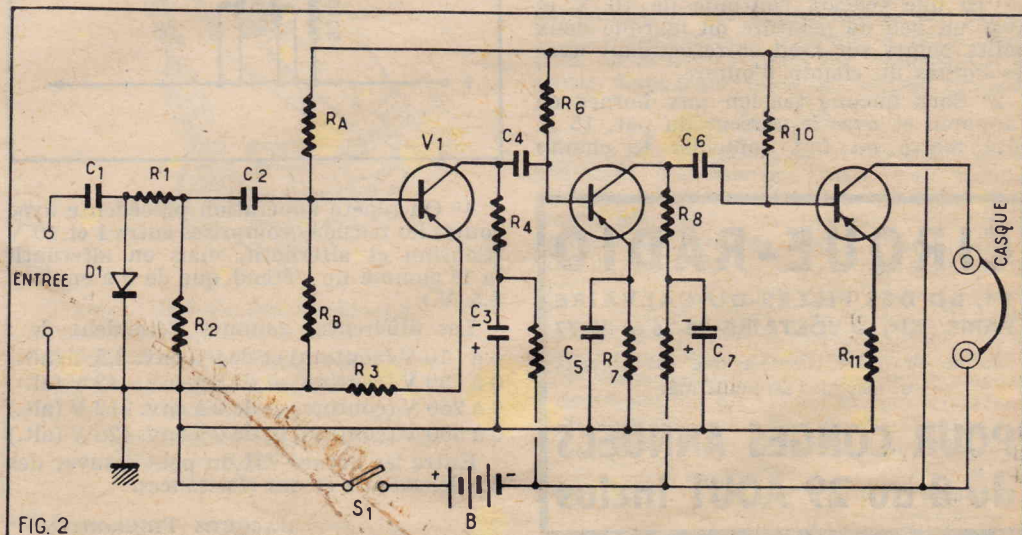
La figure 2 donne le schéma d'un ensemble simple mais efficace car il comprend trois transistors amplificateurs avant l'indicateur, qui est ici un casque.

A l'entrée on montera une sonde de façon qu'il soit facile de brancher cet appareil aux points d'essai. Cette sonde se compose simplement d'une pointe d'essai à manche isolant pour le point relié à C_1 de l'entrée et d'une pince crocodile pour le point de masse.

Le condensateur C_1 empêche tout court-circuit entre les deux appareils et permet de brancher la pointe d'essai en n'importe quel point de l'appareil à vérifier sans danger. Il est toutefois nécessaire, pour obtenir ce résultat, que la tension d'isolation de C_1 soit élevée, par exemple 600 V service ou 3.000 V essai.

Le signal capté à l'entrée est alternatif et la diode D_1 sert de limiteuse. Ce signal est alors réduit par le diviseur de tension $R_1 R_2$ et transmis par C_2 à la base du premier transistor V_1 .

Après amplification par les trois transis-



(1) Voir les nos 152 et suivant de Radio-Plans.

tors dont toutes les liaisons sont à résistances et capacité, le signal final passe dans un casque à deux écouteurs dont la résistance en continu doit être de 2.000 Ω . Si l'on ne trouvait pas un casque de 2.000 Ω on compléterait le circuit par une résistance en parallèle ou en série pour obtenir 2.000 Ω entre le collecteur de V_3 et le négatif de la pile.

Supposons que le casque dont on dispose est de 1.000 Ω . Dans ce cas on le montera en série avec une résistance de 1.000 Ω . Si le casque a une résistance de 5.000 Ω , par exemple, il faudra le monter en parallèle sur une résistance R donnée par la

$$\text{relation : } R = \frac{5.000 \times 2.000}{5.000 - 2.000} \Omega, \text{ ce qui}$$

donne $R = 3.333 \Omega$, pratiquement 3.200 à 3.500 Ω . Sur le schéma original proposé par la RCA la base de V_1 n'est pas polarisée au repos mais nous avons préféré ajouter au schéma le diviseur de tension composé de R_a et R_b monté entre la masse et le point — B.

Voici les valeurs des éléments : transistors : $V_1 = V_2 = V_3 = 2N109$, résistances : $R_1 = 51 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 0,5 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 5,1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 700 \text{ k}\Omega$, $R_{11} = 47 \Omega$, $R_a = 25 \text{ k}\Omega$, $R_b = 10 \text{ k}\Omega$ toutes de 0,5 W ; condensateurs : $C_1 = 1.000 \text{ pF}$ mica tension de service 600 V, $C_2 = 0,5 \mu\text{F}$ papier, $C_3 = 25 \mu\text{F}$ électrochimique 6 V, $C_4 = C_5 = C_6 = 0,5 \mu\text{F}$ papier, $C_7 = 25 \mu\text{F}$ électrochimique 6 V. Casque 2.000 Ω (voir plus haut), B = batterie de 6 V, S_1 = interrupteur unipolaire, D_1 = diode type 1N38A.

Lampe à éclairage intermittent.

Une lampe de signalisation peut se réaliser à l'aide d'une ampoule ordinaire de

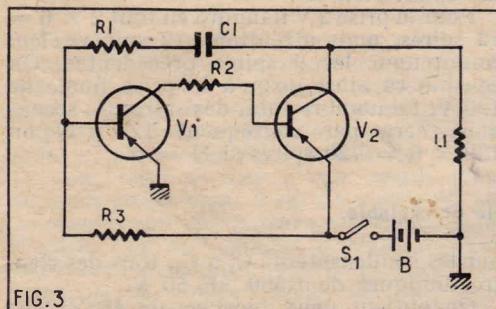


FIG. 3

4 V 60 mA associée à un montage électronique à transistors comme celui de la figure 3.

Les deux transistors V_1 et V_2 constituent un oscillateur de relaxation de sorte que la lampe d'éclairage L_1 est traversée par un courant pendant 0,2 seconde et s'éteint pendant 0,6 seconde lorsque le transistor V_2 est bloqué. La fréquence est donc 75 par minute.

Les valeurs des éléments sont : $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 820 \text{ k}\Omega$ toutes de 0,5 W ; $C_1 = 3 \mu\text{F}$ 25 V électrochimique, B = pile 6 V, S_1 = interrupteur, L_1 = ampoule miniature 4 V 0,06 A. Les transistors sont $V_1 = 2N647$, $V_2 = 2N406$ de la marque RCA.

Eclairage intermittent puissant.

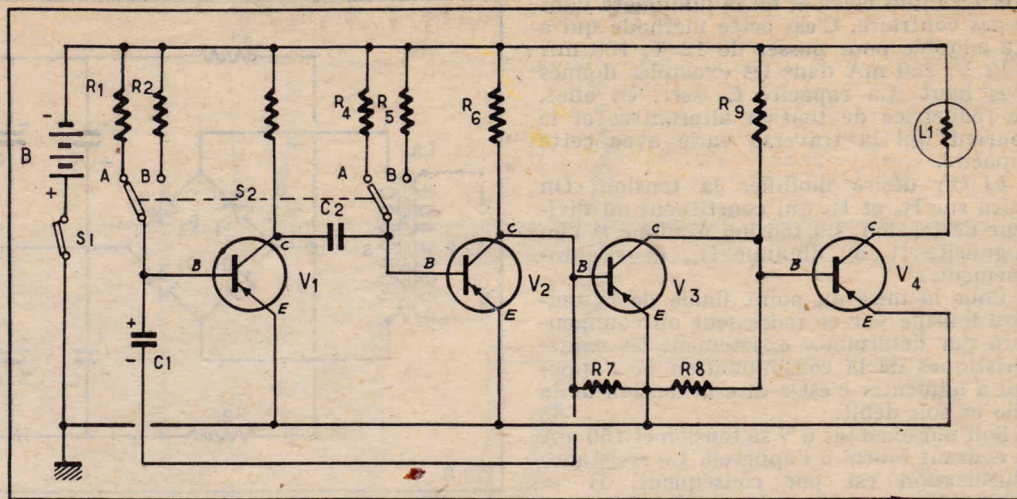
Un montage analogue mais commandant une lampe d'éclairage 6 V 5 A (30 W) comprend un nombre plus grand de transistors dont le dernier est un transistor de puissance.

La figure 4 donne le schéma de cet appareil. On peut choisir deux régimes d'interruption de lumière à l'aide de l'inverseur S_2 à deux positions A et B :

Position A : lumière 0,4 s ; obscurité 3,6 s.

Position B : lumière 0,5 s ; obscurité 1,5 s.

En position A la durée totale d'une pé-



riode est $0,4 + 3,6 = 4 \text{ s}$ ce qui donne par minute, $60/4 = 15$ éclairs.

En position B la durée de la période $0,5 + 1,5 = 2 \text{ s}$ ce qui correspond à $60/2 = 30$ éclairs par minute.

Le montage est basé sur le principe suivant : les transistors V_1 et V_2 constituent un multivibrateur car le collecteur de V_1 est couplé à la base de V_2 par C_2 et le collecteur de V_2 est couplé à la base de V_1 à l'aide de C_1 .

On obtient ainsi le blocage et le déblocage de V_2 . Le courant collecteur de ce dernier est amplifié à l'aide de l'amplificateur de courant continu constitué par les transistors V_3 et V_4 .

Le transistor V_4 est de grande puissance car il fournit au collecteur un courant de 5 A pendant la période de conduction. Les valeurs des éléments sont les suivantes : Transistors : $V_1 = V_2 = 2N217$, $V_3 = 2N270$, $V_4 = 2N561$ RCA ; résistances : $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 91 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 6 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 240 \Omega$, $R_7 = 240 \Omega$, $R_8 = 82 \Omega$, $R_9 = 82 \Omega$ toutes de 0,5 W ; condensateurs : $C_1 = 100 \mu\text{F}$ électrochimique 25 V, $C_2 = 100 \mu\text{F}$ électrochimique 25 V, L_1 = lampe d'éclairage 5 A 6 V. Alimentation sous 12 V continu par accumulateur ou à partir du secteur.

Oscillateur morse.

Pour apprendre le morse au son on pourra réaliser le montage de la figure 5 qui est un oscillateur donnant au casque

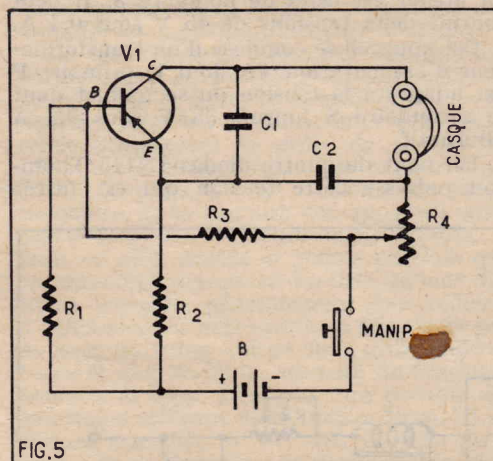


FIG. 5

une note musicale que l'on interrompt avec le manipulateur. Chaque fois que ce dernier ferme le circuit le son est entendu.

La tension de la batterie n'est pas critique. On peut utiliser une batterie de 1,5 à 4,5 V mais plus la tension est élevée plus le son est puissant.

La résistance R_4 est constituée par un potentiomètre dont on ne connecte qu'une seule extrémité et le curseur. Elle permet de régler la puissance de sortie.

Voici les valeurs des éléments : B = batterie 1,5 à 4,5 V, $C_1 = C_2 = 10.000 \text{ pF}$ papier, casque 2.000 Ω , $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 50 \text{ k}\Omega$ toutes de 0,5 W.

Le transistor est du type 2N109 RCA.

Alimentations sur secteur.

On emploie de plus en plus les récepteurs à transistors comme récepteurs d'appartement et dans ce cas il est économique de les alimenter sur secteur en réservant la pile pour les périodes où l'appareil est utilisé comme portable.

La figure 6 donne un schéma très simple proposé par Thomson. Son avantage principal consiste dans l'emploi de matériel léger à l'exclusion de tout bobinage.

On notera un seul inconvénient, le secteur est connecté à l'un des points de la

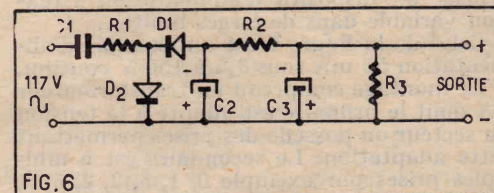


FIG. 6

sortie de cette alimentation. Le rendement est très bon car la réduction de tension à partir de celle du secteur s'effectue à l'aide du condensateur C_1 donc sans perte de puissance.

En modifiant certaines valeurs des éléments on peut obtenir des caractéristiques différentes du courant continu de sortie : 1° Sortie 12 V 100 mA. Les valeurs sont : $R_1 = 2 \Omega$ 1 W, $R_2 = 100 \Omega$ 2 W, $R_3 = 2.200 \Omega$ 1 W, $C_1 = 3 \times 2 \mu\text{F}$ en parallèle, condensateurs au papier tension de service 600 V, $C_2 = C_3 = 250 \mu\text{F}$ 15 V électrochimiques, $D_1 = D_2 = 1N91$. La tension d'ondulation résiduelle est de 0,5 % ce qui signifie que le filtrage est fort satisfaisant.

2° Sortie 12 V 150 mA. Mêmes valeurs que précédemment sauf : $C_1 = 4 \times 2 \mu\text{F}$.

3° Sortie 25 V 50 mA : Les valeurs sont $R_2 = 250 \Omega$ 2 W, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ 1 W, $C_1 = 2 \times 2 \mu\text{F}$ en parallèle, $C_2 = 100 \mu\text{F}$ 50 V électrochimique, $C_3 = 250 \mu\text{F}$ 30 V électrochimique, $R_1 = 2 \Omega$ 1 W, $D_1 = D_2 = 1N91$, ondulation 0,5 %.

Il est évident que les tensions fournies par ce dispositif devront être ajustées aux valeurs convenant dans chaque cas particulier. On effectuera cette mise au point de la manière suivante :

a) La tension de 12 V convient mais on désire obtenir un courant de valeur différente.

Une manière simple de résoudre ce problème consiste à modifier la capacité de C_1 . On l'augmentera si le courant de sortie

doit être plus élevé et on la diminuera dans le cas contraire. C'est cette méthode qui a été adoptée pour passer de 12 V, 100 mA à 12 V, 150 mA dans les exemples donnés plus haut. La capacité C_1 sert, en effet, de réductrice de tension alternative et le courant qui la traverse varie avec cette capacité.

b) On désire modifier la tension. On agira sur R_2 et R_3 qui constituent un diviseur de tension. La tension diminue si l'on augmente R_2 ou diminue R_3 , et réciproquement.

Pour la mise au point finale de la tension fournie par ce redresseur on commencera par déterminer exactement les caractéristiques de la consommation de l'appareil à alimenter c'est-à-dire la tension de la pile et son débit.

Soit par exemple 6 V sa tension et 150 mA le courant fourni à l'appareil. La résistance d'utilisation est par conséquent, $R = 6.000/150 = 40 \Omega$ et la puissance correspondante est $6 \times 150/1.000 = 0,9 \text{ W}$.

On se procurera une résistance de 40Ω 2 W ou plus que l'on branchera à la sortie du redresseur et on connectera en parallèle sur cette résistance un voltmètre à faible consommation indiquant la tension.

On réglera ensuite la valeur de R_2 jusqu'à obtention de la tension de sortie désirée. Il sera alors permis de remplacer la résistance par l'appareil réel sans danger pour celui-ci. Faire toujours attention au sens de la tension appliquée à un appareil à transistors. Tout transistor alimenté à l'« envers » est immédiatement détruit.

Alimentation réglable d'atelier.

Lorsque le technicien désire procéder à la mise au point de divers appareils à transistors dont les caractéristiques d'alimentation peuvent être différentes il pourra utiliser un dispositif d'alimentation à tension variable dans de larges limites.

Celui de la figure 7 est un exemple d'alimentation 50 mA sous 1,5 à 150 V continu.

Le montage comprend un transformateur TA dont le primaire est adapté à la tension du secteur ou possède des prises permettant cette adaptation. Le secondaire est à multiples prises par exemple 0, 1, 5, 2, 2, 5, 3, 5, 6, 3, 7, 12, 15, 25, 30, 40, 50, 70, 85, 110, 120 V, valeur à ne pas dépasser avec les diodes recommandées plus loin.

Le point P du pont de quatre diodes peut être relié à l'une de ces prises ce qui permettra de faire varier la tension à redresser et, par conséquent, la tension redressée.

On réalise le filtrage à l'aide d'une bobine L et de deux condensateurs électrolytiques ou électrochimiques.

La résistance R_1 sert de protection pour les diodes tandis que R_2 permet de faire varier d'une manière progressive la tension de sortie.

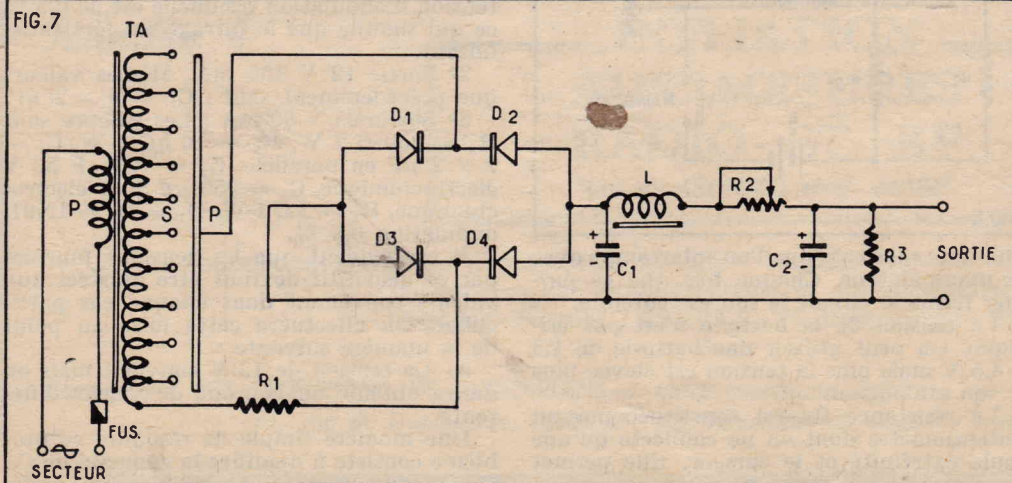


FIG. 7

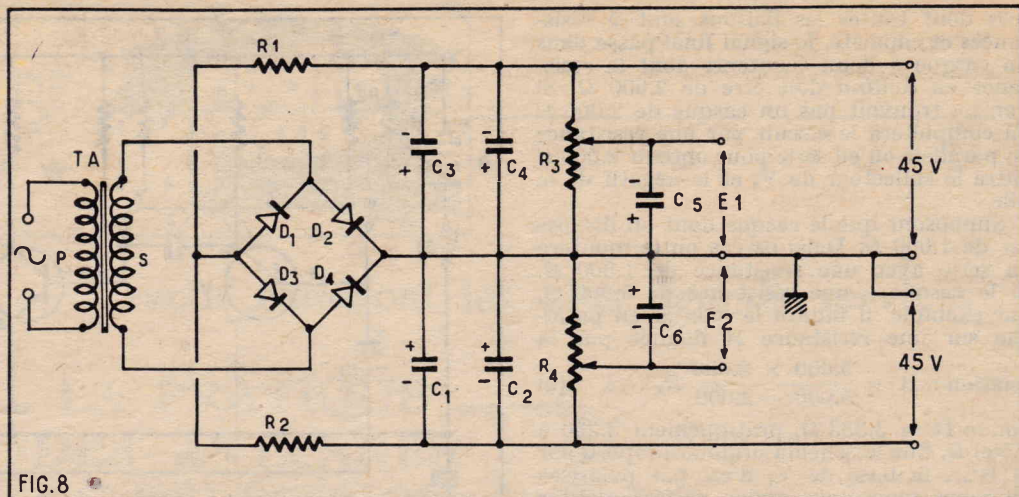


FIG. 8

Voici les valeurs des éléments : D_1 à $D_4 = 1N55A$ ou équivalente, $R_1 = 25 \Omega$ 2 W, $R_2 = 100 \Omega$ bobinée 4 W, $R_3 = 5.000 \Omega$ 5 W, (par exemple 5 résistances de 1.000Ω 1 W en série ou 5 résistances de 25.000Ω 1 W en parallèle) L = bobine de filtrage 8 à 10 H 50 mA 500 Ω en continu, $C_1 = C_2 =$ électrochimiques de 8 à 32 μF tension de service 250 V continu.

Un voltmètre sera monté aux bornes de la sortie et on procédera de la manière suivante pour la mise au point :

a) Placer le contact P sur la prise la plus proche de R_1 de manière que la tension de sortie soit la plus faible possible.

b) Mettre le curseur de R_2 en une position médiane.

c) Déplacer le contact P jusqu'à obtention d'une tension sensiblement voisine de celle demandée.

d) Régler la tension à la valeur exacte avec R_2 .

Il est évident que cette mise au point s'effectuera avec l'appareil à alimenter aux bornes de sortie ou avec une résistance équivalente.

Le transformateur TA peut être souvent réalisé par un technicien disposant d'un

vieux, mais bon, transformateur d'alimentation provenant d'un radio-récepteur quelconque.

On enlèvera les tôles et on comptera le nombre des spires des enroulements filaments lampes et filament tube redresseur.

On déterminera ensuite quel est le nombre des spires par volt. En général il est de l'ordre de 6 spires. Désignons-le par N.

On enlèvera ensuite les enroulements filaments et ceux de haute tension en ne laissant en place que le primaire.

Il faudra ensuite, se procurer du fil émaillé identique à celui du primaire et bobiner un secondaire à prises comme indiqué sur le schéma.

Pour effectuer les prises on calculera le nombre des spires en multipliant la tension requise par le nombre N.

Ainsi pour la prise 1,5 V, il faudra $1,5 \times N$ spires et si $N = 6$ par exemple, le nombre des spires sera 9.

Pour la prise 2 V il faudra en tout $2 \times 6 = 12$ spires, mais attention ! 12 spires en tout comprenant les 9 spires précédentes. On continuera ainsi jusqu'à la prise finale de 120 V. Le nombre total des spires du secondaire sera par conséquent $120 \times N$ ou $120 \times 6 = 720$ spires si $N = 6$.

Alimentation double et réglable.

Un autre dispositif pratique d'alimentation, pour mise au point en laboratoire ou en atelier est celui de la figure 8. Il peut fournir deux tensions de 45 V sous 0,4 A.

Cet appareil se compose d'un transformateur d'alimentation TA dont le primaire P est adapté à la tension du secteur et dont le secondaire S fournit 33 V sous 0,8 A alternatif.

Un pont de quatre diodes 1N115 Thomson redresse cette tension qui est filtrée

par les condensateurs C_1 à C_4 , tous des électrochimiques de 1.500 μF 50 V.

On obtient deux tensions de 45 V sous 0,4 A. Pour des tensions intermédiaires on montera des potentiomètres R_3 et R_4 et les condensateurs de filtrage C_5 et C_6 également de 1.500 μF 50 V.

Les résistances ont les valeurs suivantes : $R_1 = R_2 = 2 \Omega$ 5 W. $R_3 = R_4 = 47 \text{ k}\Omega$ 0,5 W si seules les sorties de 45 V sont prévues. Si l'on désire obtenir des tensions intermédiaires on montera à leur place des potentiomètres bobinés de 250 Ω et 18 W laissant passer 0,4 A par conséquent.

A défaut de potentiomètres on pourra aussi monter plusieurs résistances en série, par exemple 10 résistances de 25Ω 2 W, chacune et les tensions intermédiaires seront disponibles entre masse et une prise choisie convenablement.

Cette alimentation double peut être simplifiée en supprimant la partie inférieure du schéma si l'on n'a besoin que d'une seule tension à la fois.

Dans ce cas disparaîtront du schéma des éléments suivants : R_2 , C_1 , C_2 , R_4 et C_6 .

Au cas où l'on désirerait une tension continue mieux filtrée on pourra intercaler aux points P_1 , P_2 , P_3 et P_4 des résistances de quelques ohms laissant passer 0,45 A.

Noter toutefois que chaque ohm réduira la tension de sortie de 0,45 V environ. Ainsi, si $R = 10 \Omega$ la tension sera réduite de 4,5 V environ.

M. L.

THÉORIE ET PRATIQUE DE LA CONCENTRATION ÉLECTROSTATIQUE DES TÉLÉVISEURS

par Roger DAMIAN, Ingénieur E.S.E.

Il y a quelques années, tous les téléviseurs comportaient un réglage de « finesse » ou de « concentration » ou de « focalisation ». C'était un potentiomètre ou une résistance variable qui permettait de régler l'intensité traversant la bobine de focalisation. Celle-ci était un enroulement placé sur le col du tube à rayons cathodiques. En agissant sur ce réglage on pouvait obtenir un « spot » plus ou moins fin sur l'écran.

C'est — qu'à cette époque — on n'utilisait exclusivement que des tubes à « concentration magnétique ».

Un peu plus tard, le réglage de concentration émigra à l'intérieur de l'appareil. Le bouton ne commandait plus un réglage électrique mais un dispositif mécanique. La bobine de concentration était, en effet, remplacée par

des « aimants de concentration ». C'est en agissant sur la distance de deux anneaux de ferrite aimantés qu'on pouvait obtenir la meilleure finesse du « spot ».

Aujourd'hui le réglage de concentration a totalement disparu. On lit, sur la publicité, que ces nouveaux téléviseurs sont à « concentration automatique... » (ce qui ne veut strictement rien dire). En réalité, il s'agit de tubes à rayons cathodiques dont la concentration est obtenue au moyen de lentilles électrostatiques. Le champ magnétique n'est plus nécessaire.

Cette « concentration électrostatique » semble devoir remplacer complètement la concentration magnétique. Il est par conséquent nécessaire que les techniciens de l'électronique en connaissant bien le principe.

Importance de la focalisation.

L'image apparaissant sur l'écran du tube à rayons cathodiques est dessinée par un pinceau d'électrons qui vient frapper la matière luminescente. Pour que l'image soit fine, c'est-à-dire comporte beaucoup de détails, il est nécessaire que les électrons viennent converger sur l'écran sur une surface de très petites dimensions. Pour effectuer un dessin industriel de précision on utilise un tire-ligne — et non pas un pinceau à badigeonner les plafonds. Il est facile de vérifier qu'il suffit d'un très petit défaut de concentration pour que la définition linéaire passe, par exemple, de 800 à 750 points. La forme idéale du « spot » est un cercle de très faible diamètre (1/10mm, par exemple). Si le spot est elliptique, on peut observer une perte de définition dans la direction du grand axe de l'ellipse.

Enfin, il ne suffit pas que la concentration soit bonne au centre de l'écran, il faut que le spot demeure aussi parfait en tous les points de la surface...

C'est en prenant un certain nombre de précautions qu'on peut arriver à ces résultats de première importance... Ces précautions se comprendront d'elles-mêmes quand

nous aurons examiné le « pourquoi » et le « comment » de la concentration électrostatique.

Nécessité de la concentration.

Le tube à rayons cathodiques ramené à sa plus simple expression peut être représenté comme sur la figure 1. Il comporte :

1° Une cathode chauffée par un filament. Le rôle de cette électrode est de fournir des électrons ;

2° Un cylindre de Wehnelt ou grille, qui contrôle l'intensité du faisceau électronique. C'est cette électrode qui permet de moduler le faisceau en intensité de manière à produire sur l'écran un blanc (courant maximum), un gris, ou un noir (coupure totale du faisceau) ;

3° Une anode portée à un potentiel positif élevé dont la fonction est de communiquer aux électrons une grande énergie — c'est-à-dire une grande vitesse. Dans les tubes normaux de télévision, la tension d'anode est comprise entre 12.000 et 20.000 V.

Cet ensemble porte le nom de *canon à électrons*.

Ce terme s'explique de lui-même. Les électrons sont de véritables projectiles qui s'échappent de l'anode.

Pour compléter notre tube, il faut y ajouter un écran luminescent.

Mais tel qu'il vient d'être décrit, ce tube ne pourrait fournir aucune image. Il n'y aurait pas de *spot*, mais une très large tache diffuse sur l'écran. C'est, qu'en effet, un faisceau d'électrons est, par principe, toujours divergent, même si le parallélisme des trajectoires avait été réalisé au départ...

Considérons deux électrons qui voyagent parallèlement dans un faisceau cathodique. Ce sont deux charges électriques de même signe. A ce titre, d'après la loi de Coulomb, ils sont soumis à la force de répulsion qui les écartent l'un de l'autre. Cette force est égale à $\frac{1}{d^2}$. Si e est la charge et d la distance qui les sépare.

Mais on peut aussi considérer que ces deux électrons constituent deux courants électriques parallèles et de même sens. Dans ces conditions, la loi de Laplace nous indique qu'il existe une force d'attraction :

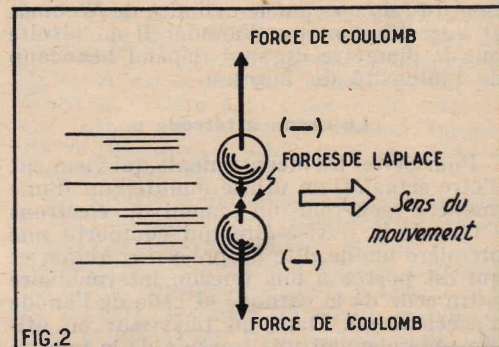


FIG. 2

FIG. 2. — Des électrons en mouvement sont soumis à une force de répulsion qui les écarte (Coulomb) et à une force d'attraction qui les rapproche (Laplace). La résultante est toujours une divergence.

deux courants parallèles et de même sens s'attirent.

La force de Coulomb est indépendante de la vitesse, mais celle de Laplace en dépend. On pourrait montrer que l'équilibre entre les deux serait obtenu si les électrons se déplaçaient à la vitesse de la lumière dans le vide... ce qui est impossible.

Il résulte de cela que la force de répulsion est toujours supérieure à la force d'attraction et qu'un faisceau électronique est toujours nécessairement divergent.

Nous retiendrons toutefois cette remarque importante que la divergence résultante sera d'autant plus faible que la vitesse des électrons sera plus grande. C'est pour cette raison que le « spot » est d'autant plus fin que la tension d'accélération est plus grande.

Concentration magnétique.

On peut provoquer la concentration du faisceau au moyen d'un champ magnétique dont les lignes de force sont parallèles à l'axe du faisceau. Ce champ magnétique peut être présent dans la totalité de l'espace traversé par les électrons. Cette solution, adoptée pour certains tubes de prise de vue, serait impraticable pour un tube-image mais on peut alors localiser le champ magnétique dans une certaine région, matérialisée par une bobine ou des aimants. C'est exactement le principe adopté dans les tubes à concentration

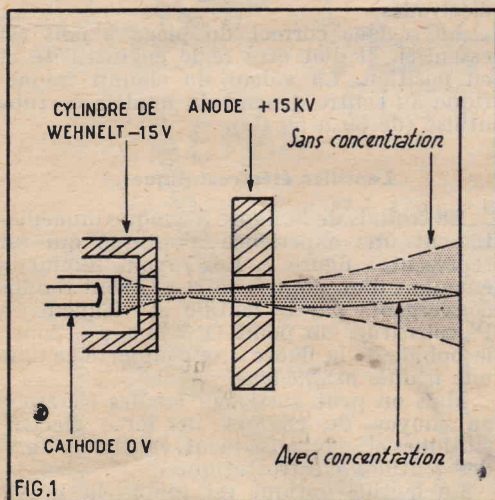


FIG. 1

FIG. 1. — Le faisceau qui émerge de l'anode est divergent. Il est nécessaire d'avoir recours à un système de concentration.

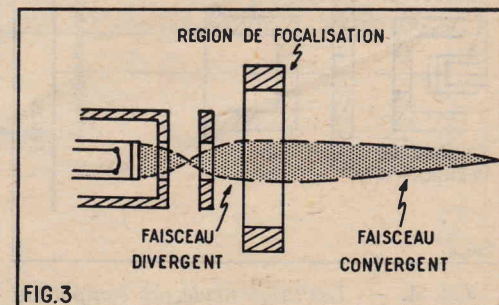


FIG. 3

FIG. 3. — Le principe d'un système de concentration électromagnétique.

magnétique (fig. 3). On peut concevoir et réaliser des tubes aussi simples que celui que représente la figure 3. Ce sont des tubes dits « à canon triode ».

Toutefois ces tubes sont aujourd'hui abandonnés pour deux raisons principales :
1° Ils sont peu sensibles. Il faut, en effet, une forte tension à vidéo-fréquence pour moduler le faisceau. En somme, il y a, entre ces tubes et les tubes modernes, la même différence qu'entre un tube triode de puissance et une tube tétrode ou pentode.

2° Il y a une réaction entre la modulation du faisceau par le cylindre de Wehnelt et l'accélération par l'anode. Il en résulte que le diamètre du spot dépend beaucoup de l'intensité du faisceau.

Le canon « tétrode ».

Pour éviter les inconvénients qui viennent d'être signalés, on utilise maintenant d'une manière générale un canon à électrons « tétrode », c'est-à-dire qui comporte une première anode dite de *pré-concentration* et qui est portée à une tension intermédiaire entre celle de la cathode et celle de l'anode d'accélération. Dans un téléviseur on utilise généralement une fraction de la tension dite *recupérée* qui est de l'ordre de 350 V et qui est fournie par le circuit de balayage horizontal.

L'anode n° 1 remplit à peu près la même fonction que la grille écran dans un tube électronique tétrode ou pentode. C'est une séparation électrostatique entre anode et électrode de commande qui est ici le cylindre de Wehnelt.

Le « piège à ions ».

Mais l'ensemble précédent n'est pas encore complet. En le montant tel que nous l'avons représenté sur la figure 4, on ne tarderait pas à voir apparaître sur l'écran la fameuse *tache ionique*. La partie centrale de l'écran serait rapidement détruite.

La question de la tache ionique a déjà été traitée dans *Radio-Plans*, aussi nous bornerons-nous à faire quelques rappels. Comme son nom l'indique, la tache ionique est produite par des « ions » qui sont ici, des projectiles lourds, beaucoup plus lourds que des électrons. L'origine exacte de ces ions négatifs reste encore quelque peu mystérieuse. Ils sont généralement constitués par un rassemblement de molécules de gaz (oxygène ou chlore) autour d'un électron. Il est impossible d'en éviter la formation. Puisqu'on ne peut les empêcher de naître, il faut les empêcher de nuire. Il faut leur barrer la route de l'écran qui est particulièrement sensible à leur impact. Pour cela, on leur tend un piège. On utilise le fait que les ions négatifs, étant très lourds, ne sont pratiquement pas sensibles à l'action d'un champ magnétique correcteur

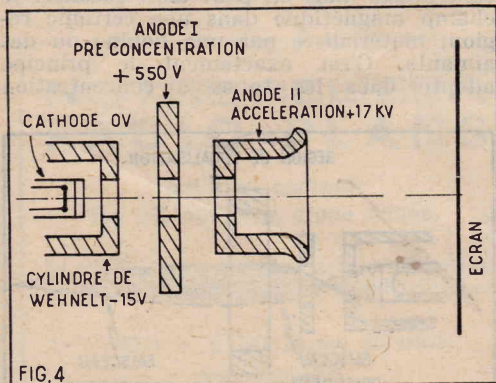


FIG. 4

FIG. 4. — Les tubes modernes comportent toujours une anode de préconcentration qui sépare électrostatiquement l'anode du cylindre de Wehnelt.

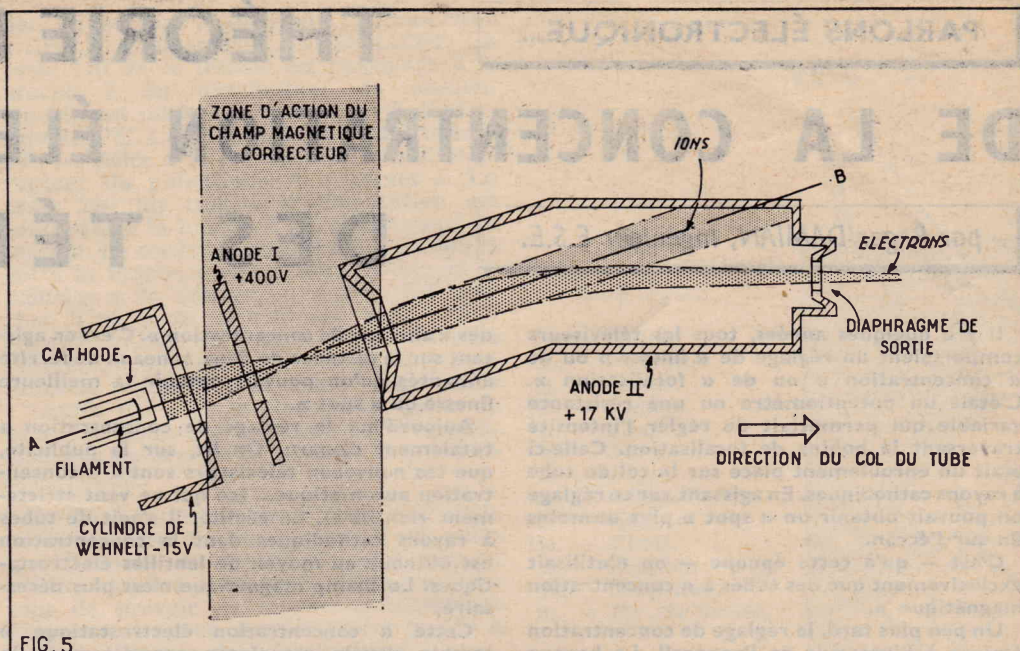


FIG. 5

FIG. 5. — Le principe du piège à ions. Il est essentiel que le champ magnétique correcteur agisse bien dans la région indiquée. S'il en est autrement, on peut observer des ombres anormales sur l'écran ou un défaut de concentration du spot.

alors que les électrons, beaucoup plus légers, y sont beaucoup plus sensibles.

La disposition du canon à électrons est indiquée sur la figure 5. On voit d'abord que l'axe de construction de la cathode, du cylindre de Wehnelt et de la première anode ne correspond pas à l'axe principale du tube, mais présente une inclinaison notable. Nous avons représenté cette direction en AB. C'est la direction dans laquelle « tire » le canon à électrons. Il en résulte que le faisceau électronique irait frapper l'intérieur de l'anode 2 et ne pourrait pas émerger par le diaphragme de sortie si une mesure spéciale n'était pas prise.

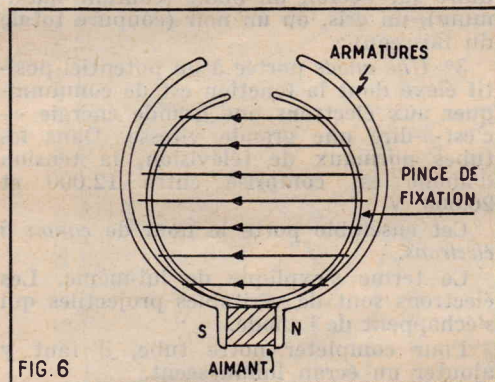


FIG. 6

FIG. 6. — Le correcteur idéal devrait fournir un champ magnétique uniforme. Les fuites latérales devraient être nulles.

Entre les deux anodes, on fait agir un champ magnétique correcteur dont la position et l'intensité sont soigneusement déterminées pour ramener le faisceau d'électrons dans l'axe du diaphragme de sortie.

Mais ce champ correcteur est pratiquement sans action sur les ions, parce qu'ils sont beaucoup trop lourds. Ils vont ainsi frapper la paroi intérieure de l'anode II. Leur choc ne produit aucun effet nocif.

On conçoit, d'après cela, qu'il est impossible de faire apparaître le « spot » si le correcteur extérieur du piège à ions n'est pas exactement réglé. D'autre part, le fonctionnement prolongé sans correcteur est

dangerous. On ne tarderait pas, après quelques minutes, à voir rougir la paroi de l'anode II, frappée par les électrons. Après quoi, le percement de l'électrode ne tarderait guère...

Le correcteur du piège à ions est constitué par un petit aimant (fig. 6) muni de deux armatures destinées à fournir une répartition régulière des lignes de force du champ (qui doivent être parallèles dans

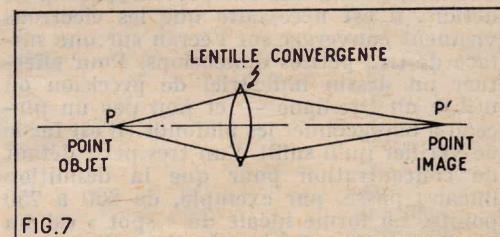


FIG. 7

FIG. 7. — Analogie optique de la concentration. Le système de concentration est une lentille convergente.

la région utile). Un système à pince ou à vis permet de fixer le correcteur sur le col du tube.

Beaucoup de techniciens confondent ce correcteur avec le piège à ions lui-même. C'est une erreur. Le piège à ions n'est pas extérieur, il est constitué par l'ensemble des électrodes.

Le réglage correct du piège à ions est essentiel. Il doit être réglé en intensité et en position. La valeur du champ magnétique au centre dépend du modèle de tube utilisé (de 30 à 50 Gs).

Lentilles électrostatiques.

Le croquis de la figure 3 évoque immédiatement une expérience d'optique qui est représentée figure 7. Les rayons lumineux émanant d'un point « objet » O sont rendus convergents par la lentille et viennent en P' constituer un point O' « image ». Ainsi, la bobine de la figure 3 se comporte comme une *lentille magnétique*.

Mais on peut aussi agir sur les électrons au moyen de champs de force électrostatiques et, par conséquent, constituer aussi des lentilles électrostatiques.

La lentille optique est matérielle et visible. Elle est constituée par exemple, par un verre présentant deux surfaces sphériques. Mais la lentille électronique demeure invisible et impalpable. Elle est constituée

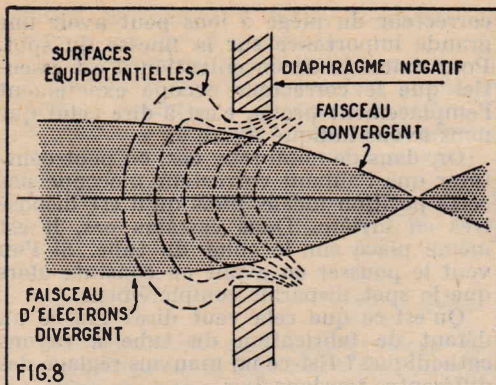


FIG. 8. — Un diaphragme négatif constitue une lentille électronique convergente.

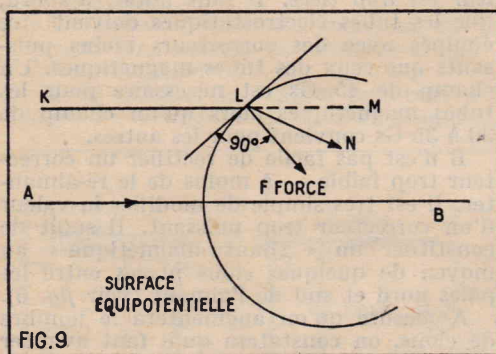


FIG. 9. — Lorsqu'un électron coupe une surface équipotentielle il est soumis à une force dirigée suivant la perpendiculaire à la surface.

par des surfaces équipotentielles qui demeurent absolument immatérielles.

Un simple trou, c'est-à-dire un diaphragme, pratiqué dans une plaque conductrice constitue une lentille électrostatique, à condition d'y appliquer une tension convenable entre l'origine des électrons, c'est-à-dire la cathode, et la surface conductrice.

Nous avons représenté figure 8 la disposition des surfaces équipotentielles produites par un diaphragme négatif. Si on pouvait les voir, on noterait que celles-ci forment des sortes de hernies à travers la lentille. Il existe d'ailleurs des dispositifs qui permettent de tracer ces surfaces avec précision (cuve rhéographique).

Que fait un électron qui traverse une surface équipotentielle? Il faut distinguer deux cas. Quand la trajectoire est perpendiculaire à la surface comme AB (fig. 9) le projectile subit une accélération ou un freinage. Il y a accélération si l'électron se dirige vers les potentiels croissants; il y a freinage dans le cas contraire. Mais il ne subit, alors, aucun changement de direction.

Si l'électron aborde la surface équipotentielle sous un angle quelconque, il est soumis à une force LF qui est perpendiculaire à la surface équipotentielle au point L. Il en résulte que l'électron, au lieu de continuer sa route en ligne droite suivant KLM est dévié dans la direction LN. Cette déviation est d'autant plus grande que l'angle que fait la trajectoire avec la surface est plus différent de 90°.

On peut d'ailleurs montrer que, dans le cas d'un faisceau divergent (fig. 8), la force de rappel vers l'axe est proportionnelle à l'angle de divergence. Il résulte de cela que le faisceau d'électrons, divergent avant le diaphragme négatif, devient convergent après le passage. L'effet est indiqué sur la figure 8.

On peut en conclure qu'un diaphragme négatif se comporte comme une lentille convergente.

Un raisonnement absolument calqué sur le précédent nous montrerait qu'un diaphragme positif se comporte comme une lentille divergente.

Revenons au canon à électrons.

Les connaissances élémentaires sur les lentilles électrostatiques que nous venons d'acquérir nous permettent de beaucoup mieux comprendre le fonctionnement du canon à électrons.

En effet, le cylindre de Wehnelt, qui est un diaphragme négatif constitue une lentille convergente. Les électrons, issus de la surface émissive de la cathode S, sont concentrés et viennent se grouper en S'. On peut dire que S' est l'image électronique de la cathode. Cette image est encore appelée le *cross-over*, expression anglaise que l'on peut traduire par *lieu de croisement*. On remarquera que cette image S' est située à l'intérieur même de la lentille électronique constituée par les surfaces équipotentielles entre le cylindre de Wehnelt et la première anode. C'est pour cette raison que l'ensemble est parfois désigné sous le nom d'*objectif à immersion*. Cette expression est empruntée au langage de la microscopie. L'objectif à immersion, dans ce cas, comporte l'emploi d'une goutte d'huile de cèdre, ayant le même indice, de réfrac-

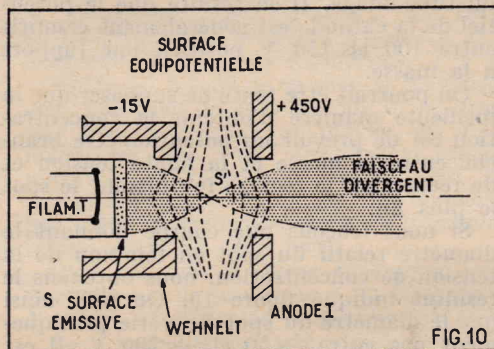


FIG. 10. — Le cylindre de Wehnelt fait converger les faisceaux électroniques qui se coupent dans la région S', qui est le point de croisement (*cross-over*).

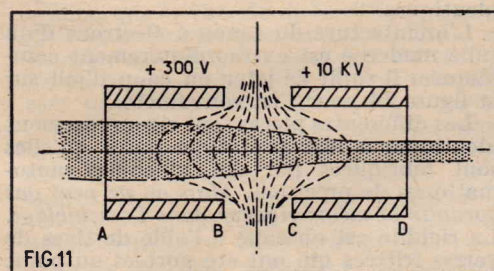


FIG. 11. — Deux cylindres coaxiaux entre lesquels existe une différence de potentiel constituent une lentille électronique épaisse.

tion que le verre et dans laquelle est immergée la préparation qu'on veut examiner.

Il est important de noter que l'image S' est beaucoup plus petite que la surface émissible S. Cela permet de comprendre pourquoi la surface du « spot » est beaucoup plus petite que celle de la cathode. En réalité, le « spot » n'est pas l'image de la cathode, mais celle de la section de croisement S', située légèrement en avant du diaphragme de la première anode.

Cette disposition permet également de comprendre pourquoi les électrons, issus de la cathode, ne sont pas directement captés par l'anode 1 dont la tension est fortement positive, puisqu'elle est comprise entre 300 et 500 V en général. Ces électrons, réunis en faisceau, concentrés, sont, peut-on

écrire, projetés à travers l'ouverture du diaphragme.

Après avoir traversé cette première partie du canon à électrons le faisceau est divergent (voir fig. 10). Pour le rendre convergent nous avons vu qu'on pouvait utiliser une lentille magnétique (enroulement ou aimant) mais on peut aussi utiliser les propriétés des lentilles électrostatiques épaisses.

Lentilles électrostatiques épaisses.

Ces lentilles épaisses peuvent être constituées de bien des manières différentes. Un des moyens les plus simples, fort employé dans les tubes oscillographes, est l'emploi de deux cylindres coaxiaux qui peuvent avoir, ou non, le même diamètre et qui sont portés à des potentiels différents (voir fig. 11). Il est évident que si les deux cylindres ont le même diamètre, les surfaces équipotentielles sont absolument symétriques de part et d'autre du plan médian.

Le faisceau doit subir nécessairement une convergence dans la partie AB et une divergence dans la partie CD. Les deux effets ne risquent-ils pas de se neutraliser? Non. On peut montrer en effet, que la convergence l'emporte toujours sur la divergence parce que l'action est toujours accompagnée d'une variation de vitesse.

Le terme *lentille épaisse* est encore emprunté au vocabulaire de l'optique. Dans ce cas, il sert à désigner des groupes de lentilles minces accolées les unes aux autres, comme on en utilise dans de nombreux instruments d'optique.

Canon à électrons à concentration statique.

Le canon à électrons à concentration électrostatique est obtenu en séparant l'anode principale ou d'accélération en deux parties et en plaçant entre les deux sections une électrode à potentiel plus faible dite *canon à électrons à concentration statique*.

La disposition est indiquée sur la figure 13 nous avons également représenté les surfaces équipotentielles.

Une telle lentille est fortement convergente et sa distance focale dépend de la différence de potentiel entre l'électrode de focalisation et l'électrode d'accélération.

L'électrode de sortie étant portée au même potentiel que l'électrode d'entrée, il en résulte que les électrons ont la même vitesse à l'entrée et à la sortie. Mais il est bien évident qu'ils subissent des variations de vitesse à l'intérieur.

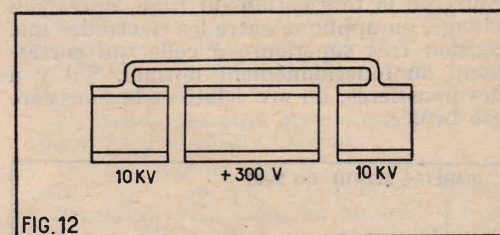


FIG. 12. — Cette lentille électronique à trois éléments constitue le système de concentration de la plupart des tubes électrostatiques pour télévision.

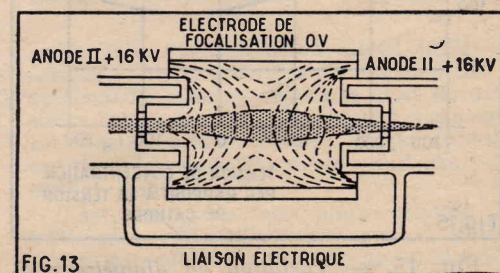


FIG. 13. — Surfaces équipotentielles et trajectoires électroniques dans le système de concentration.

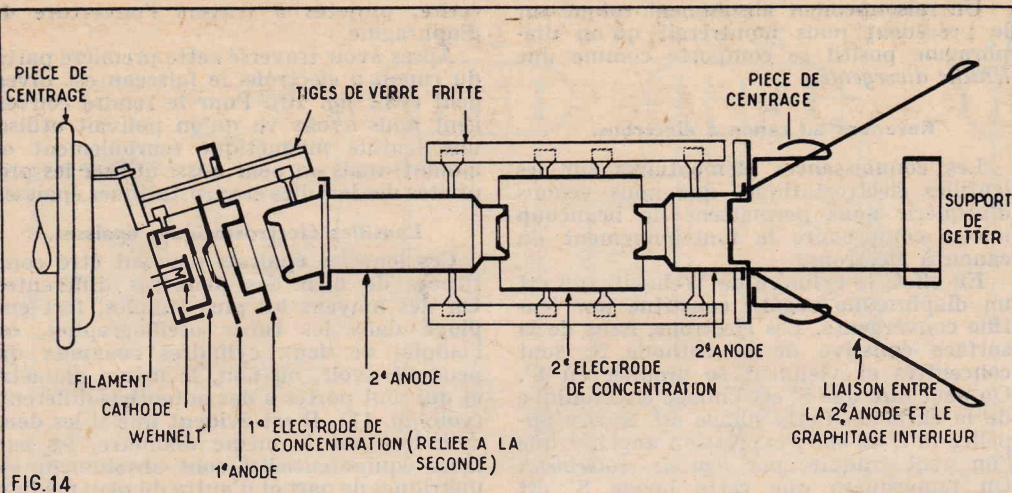


FIG. 14. — Dessin complet du canon à électrons d'un tube moderne (AW 43/80 et AW 53/80, Miniwatt). On notera la complexité de l'architecture. La plus grande précision est nécessaire.

Dans certains tubes, on prévoit un étage de concentration supplémentaire par l'intermédiaire d'une autre électrode. C'est ce qui a été fait dans le canon à électrons des tubes AW 43/80 et AW 53/80 construit par « La Radiotechnique » et dont nous donnons l'exacte reproduction figure 14.

Les deux électrodes de concentration sont reliées entre elles. Il en est de même de deux parties de l'anode d'accélération. Celle-ci est, en plus, en liaison électrique avec le revêtement de graphite intérieur et la métallisation de l'écran.

La difficulté de construction de ces canons à électrons est fort grande. On notera, en particulier le peu de distance qui sépare l'électrode de concentration des deux parties de l'anode. Or la différence de potentiel est de 16.000 V. Pour qu'une étincelle n'éclate pas, il faut que le tube soit parfaitement vide. La moindre trace de gaz se traduirait par la production d'une effluve et un claquage... On réduit le risque en donnant aux bords des électrodes une forme arrondie soigneusement étudiée.

La fabrication doit être très soignée. La moindre irrégularité de surface, la moindre poussière sont des causes de claquage. Au cours de la fabrication du tube, après son vidage, on applique entre les électrodes une tension très supérieure à celle qui correspond au fonctionnement normal. S'il y a des poussières, un arc éclate et la poussière est brûlée.

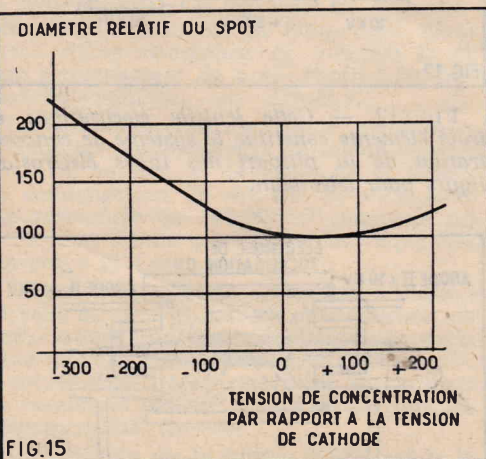


FIG. 15. — Variation du diamètre relatif du « spot » en fonction de la tension de concentration. Un réglage manuel n'est pas nécessaire. Mais il faut, pour chaque tube, chercher la tension la plus favorable.

Réglage de la tension de concentration.

Les constructeurs de tubes électrostatiques indiquent par exemple, que la tension de concentration doit être comprise entre -100 et +300 V, le potentiel zéro n'est pas celui de la « masse ». Dans un téléviseur il y a généralement une liaison directe entre l'anode du tube de sortie amplificateur à vidéo-fréquence et la cathode du tube-image. Il en résulte que le potentiel de la cathode est généralement compris entre 100 et 150 V positifs, par rapport à la masse.

On pourrait être tenté de supposer que la meilleure manière d'obtenir la concentration est de prévoir un potentiomètre branché entre la masse et la haute tension et de rechercher le réglage fournissant le spot le plus fin.

Si nous traçons une courbe donnant le diamètre relatif du spot en fonction de la tension de concentration, nous obtenons le résultat indiqué figure 15. On voit ainsi que le diamètre du spot ne varie pratiquement pas entre -50 et +200 V. Il est donc bien inutile de prévoir un réglage de concentration.

Cela ne veut d'ailleurs pas dire qu'il faille négliger complètement la question. Notre courbe figure 14 est valable pour un tube moyen. Mais tous les tubes ne sont pas identiques.

L'architecture du canon à électrons d'un tube moderne est extraordinairement compliquée. Il suffit de jeter un coup d'œil sur la figure 14 pour s'en convaincre.

Les différentes pièces sont rigoureusement identiques à leur prototype parce qu'elles sont fabriquées par des machines automatisées de précision. Mais on ne peut pas garantir la même rigueur dans l'assemblage. La rigidité est obtenue à l'aide de tiges de verres frittées qui ont été portées au point de ramollissement et dans lesquelles viennent s'encastrent les « tenons » des différents éléments. Au moment du pompage, tout cela est porté à une température élevée.

Il y a donc des écarts inévitables qui n'ont aucune conséquence fâcheuse pour le fonctionnement des tubes, mais qui font que les caractéristiques ne sont pas rigoureusement identiques. Il convient donc de rechercher, pour chaque tube, quelle est la tension de concentration qui donne le résultat le plus homogène, avec le spot le plus fin.

Cette recherche peut être faite en quelques secondes par le metteur au point si l'on a eu soin d'amener les trois ou quatre tensions qui peuvent convenir.

- 1^o Tension de la masse (-100 V) ;
- 2^o Tension de cathode (0V) ;
- 3^o HT.

Réglage du correcteur de piège à ions.

Beaucoup d'utilisateurs ignorent que le

correcteur du piège à ions peut avoir une grande importance sur la finesse du spot. Pour éviter la déconcentration il est essentiel que le correcteur occupe exactement l'emplacement prévu, c'est-à-dire celui que nous avons indiqué figure 5.

Or, dans de nombreux cas, on peut constater que l'aimant correcteur n'occupe pas cette position idéale, mais qu'il est disposé très en arrière. Dans certains cas, il est même placé sur le culot du tube. Si l'on veut le pousser en avant on constate alors que le spot disparaît complètement.

Qu'est-ce que cela veut dire ? Est-ce un défaut de fabrication du tube à rayons cathodiques ? Est-ce un mauvais réglage des différentes tensions ?

Non — ce n'est rien de tout cela — mais cela veut dire simplement que le champ magnétique au centre du dispositif correcteur est trop élevé. Il faut noter, d'abord, que les tubes électrostatiques doivent être équipés avec des correcteurs moins puissants que ceux des tubes magnétiques. Un champ de 45 Gs est nécessaire pour les tubes magnétiques alors qu'un champ de 30 à 35 Gs convient pour les autres.

Il n'est pas facile de rectifier un correcteur trop faible — à moins de le ré-aimanter. Il est très simple de modifier la valeur d'un correcteur trop puissant. Il suffit de constituer un « shunt magnétique » au moyen de quelques clous placés entre les pôles nord et sud de l'aimant (voir fig. 6).

A mesure qu'on augmentera le nombre de clous, on constatera qu'il faut avancer le correcteur pour obtenir le maximum de luminosité. On peut ainsi placer exactement le dispositif à sa position correcte.

Notons encore que le dispositif correcteur doit être étudié pour que les fuites magnétiques latérales soient aussi réduites que possible.

Cadrage de l'image avec les tubes statiques.

Il ne faut jamais se servir du correcteur de piège à ions pour obtenir le cadrage. Avec les tubes électromagnétiques le cadrage s'effectue au moyen du système de concentration : une sorte de « guillotine » à électrons permet d'orienter le faisceau. Cette solution n'est d'ailleurs pas idéale... Quoi qu'il en soit, elle est inapplicable au cas du tube électrostatique.

La meilleure solution est le cadrage électrique qui consiste à faire passer une composante continue dans les bobines de déviation. C'est extrêmement facile en ce qui concerne la déviation horizontale puisque cette composante continue est produite directement par les systèmes de balayage. Il suffit d'ajouter au montage un potentiomètre et un condensateur de 0,2 μ F...

C'est un peu plus compliqué pour la déviation verticale — mais le problème peut cependant être facilement résolu.

Toutefois ce procédé, purement électrique, est très rarement utilisé sur les téléviseurs modernes ; sans doute parce qu'il coûte le prix de deux potentiomètres et de deux condensateurs...

(Suite page 58.)

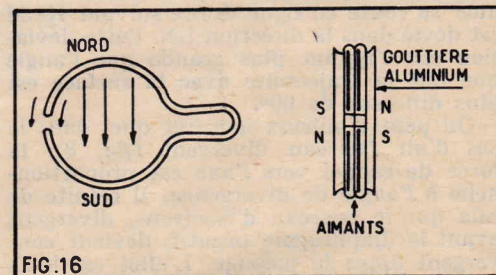


FIG. 16. — Les aimants de cadrage. On utilise deux aimants en fil de fer placés côte à côte et en opposition.

ÉTUDE PRATIQUE SUR L'UTILISATION DES TRANSISTORS

Par E. GENNES

Il y a peu de temps encore le transistor était un organe ressortissant au domaine du laboratoire, où les ingénieurs effectuaient des recherches pour établir une théorie cohérente de son fonctionnement. Ce travail a donné lieu à de nombreux calculs extrêmement compliqués mettant en œuvre des méthodes relevant des mathématiques supérieures. En général la littérature technique concernant les transistors est un reflet de ces travaux abstraits et l'amateur découragé pense qu'il faut être au moins agrégé de mathématiques pour comprendre le comportement des semi-conducteurs et déterminer les éléments qui entrent dans les circuits d'applications pratiques. Ainsi faute d'éléments à leur portée beaucoup se contentent de recopier des parties de montages déjà existants qu'ils assemblent avec plus ou moins de bonheur. Fort heureusement la situation commence à se décanter et il faut espérer que bientôt des méthodes plus simples, rappelant celles qui existent pour les tubes à vide seront généralisées et mises à la disposition du praticien.

D'ores et déjà on peut, à l'aide des courbes caractéristiques et de formules simples, déterminer avec une précision suffisante pour les besoins de la pratique les tensions et les courants qui définissent le point de fonctionnement d'un transistor amplificateur et la valeur des résistances permettant de les obtenir. C'est ce procédé que nous allons essayer d'exposer aussi clairement que possible.

Rappel sur la structure interne du transistor.

Nous n'avons pas l'intention de parler ici des théories électroniques expliquant les propriétés du transistor. Cette question a d'ailleurs été traitée dans nos colonnes avec beaucoup de clarté par nos meilleurs collaborateurs. Vouloir rester sur un plan exclusivement pratique nous ne ferons que constater les phénomènes pour en arriver rapidement aux applications. Nous ne traiterons également que le transistor jonction *p-n-p* qui est pratiquement le seul utilisé.

Un tel transistor est essentiellement constitué par un mince cristal de germanium N (conductibilité négative) sur lequel on a déposé par un traitement approprié une couche de germanium P (conductibilité positive) sur chaque face (fig. 1a). La surface de contact entre les couches diffé-

rentes constitue les *jonctions*. Une couche P est l'*émetteur*, le cristal N, la *base* et l'autre couche P le *collecteur*.

La couche de germanium P déposée sur le cristal de germanium N possède les propriétés d'un redresseur. Cet ensemble a une conductibilité unilatérale tout comme une diode. On peut donc représenter un transistor PNP par deux diodes comme sur la figure 1b. Réalisons le montage de la figure 2, c'est-à-dire appliquons une tension positive entre l'émetteur et la masse et une tension négative entre le collecteur et la base. La résistance émetteur-base étant faible (sens direct) il se produit un fort courant de l'émetteur vers la base. Par contre le courant base-collecteur est faible puisque dans ce sens la diode présente une forte résistance. Le courant dans la connexion de base est égal à la différence existant entre les deux courants. Cela se produirait s'il s'agissait de deux diodes

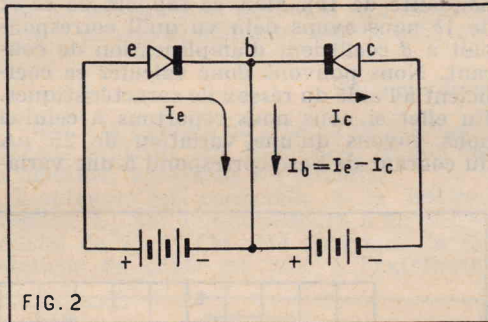


FIG. 2

accouplées. Il en est autrement pour un transistor. En effet la couche de la base est très mince et par suite de phénomènes que nous n'approfondirons pas, le courant d'émetteur la traverse ainsi que la couche d'arrêt base-collecteur et s'écoule par le circuit collecteur. Le courant de base est donc très faible, tout le courant ou presque circulant dans le circuit collecteur. En pratique le rapport entre le courant collecteur et le courant émetteur est voisin de 1 soit 0,95 à 0,99. Cela reste vrai pour les faibles courants alternatifs.

Ce rapport $I_c/I_e = \alpha$ est désigné sous le nom de coefficient d'amplification de courant (avec sortie en court-circuit) ou encore rapport de transfert des courants de sortie et d'entrée.

Si nous insérons dans le circuit émetteur un générateur de tension alternative et dans le circuit collecteur une résistance ou impédance de charge R_L . Nous obtenons la disposition de la figure 3. En (a) nous avons la disposition des diodes d'émetteur et de collecteur et en (b) la représentation schématique universellement adoptée.

Le générateur donne naissance à un courant alternatif à travers la faible résistance directe de la diode d'émetteur. Nous avons vu que ce courant passe dans le circuit collecteur dans une proportion voisine de un. Il circule donc dans la résistance de charge R_L aux bornes de laquelle il provoque une forte différence de potentiel alternative pour peu que la valeur de la résistance soit assez grande. En conséquence la faible tension du générateur se retrouve accrue aux bornes de la résistance de charge R_L . On obtient donc bien grâce à ce montage une *amplification de tension*. Le produit de la tension alternative appli-

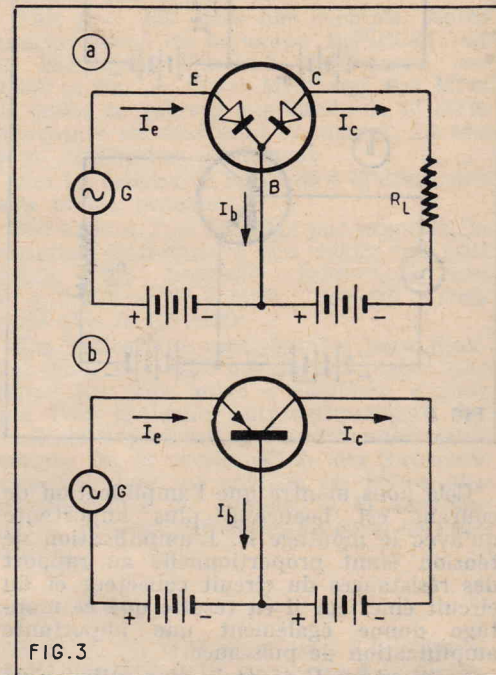


FIG. 3

quée par le générateur à l'émetteur par le courant alternatif qu'il provoque dans ce circuit exprime une certaine puissance. De même le produit de la tension alternative aux bornes de la résistance de charge et par le courant alternatif dans le circuit collecteur exprime une autre puissance. Les courants étant presque égaux tandis que la tension aux bornes de R_L est plus grande que celle du générateur, la puissance recueillie dans le circuit collecteur est plus grande que celle fournie au circuit émetteur. Il y a donc également *amplification de puissance*. Force est donc de constater que le transistor est bien un organe amplificateur.

Montage E.

La disposition schématisée à la figure 3 est dite *montage B*, ce qui signifie base commune. Vous pouvez en effet constater que la connexion de base est commune aux circuits émetteur et collecteur. Sauf pour des applications spéciales elle est peu utilisée et on lui préfère la disposition de la figure 4 dite montage E ou émetteur commun. La raison de cette appellation se déduit immédiatement de l'examen de la figure 4. En effet vous pouvez remarquer qu'ici c'est la connexion d'émetteur qui est commune aux circuits de base et de collecteur. La base devient alors l'élément de commande un peu comme la grille d'une triode. L'émetteur peut être comparé à la cathode et le collecteur à la plaque.

On démontre que dans ce cas le coefficient d'amplification de courant ou rapport de transfert des courants de sortie et d'entrée devient :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{I_c}{I_b}$$

α étant le coefficient d'amplification de courant en montage B.

Faisons de cette formule une petite application qui sera pleine d'enseignement. Nous avons vu que α est de l'ordre de 0,95 nous obtenons donc :

$$\beta = 0,95 / 1 - 0,95 = 0,95 / 0,05 = 19$$

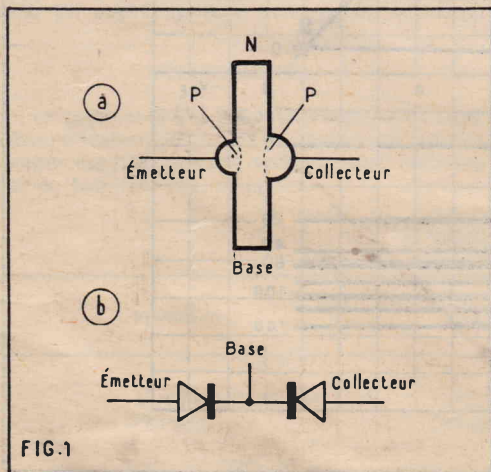


FIG. 1

teur varie de 0 à une certaine valeur (6 V dans l'exemple choisi). Chaque courbe correspond à une valeur fixe de courant de base (0, 20 μ A, 40 μ A, etc...).

En haut et à gauche nous avons la courbe $-I_c$ en fonction de $-I_b$ pour une valeur déterminée de tension $-V_{ce}$. Elle représente bien entendu les variations du courant collecteur lorsque le courant de base varie de 0 à une certaine valeur (100 μ A dans l'exemple choisi).

En bas et à gauche nous avons la courbe $-V_{be}$ en fonction de I_b pour une valeur déterminée de $-V_{ce}$.

Enfin en bas et à droite le réseau $-V_{be}$ en fonction de la tension $-V_{ce}$ en prenant comme paramètre $-I_b$. Chaque courbe indique les variations de la tension de la base par rapport à l'émetteur lorsque varie la tension du collecteur par rapport à l'émetteur. Chaque courbe correspond à une valeur fixe du courant de base.

Nous verrons plus tard tout ce que d'un tel réseau on peut déduire concernant l'utilisation pratique du transistor qu'il représente. D'ores et déjà nous pouvons en déduire certaines constantes. Nous avons représenté sur la figure 5 quatre angles φ , ψ , τ , cherchons à déterminer leur signification.

La tangente de l'angle φ est égale à $-\Delta I_c / -\Delta I_b$ (le signe Δ signifiant la variation de I_c pour une variation correspondante de I_b). Mais ce rapport de I_c et de I_b nous avons déjà vu qu'il correspondait à β coefficient d'amplification de courant. Nous pouvons donc calculer ce coefficient à l'aide du réseau de caractéristiques. En effet si nous nous reportons à celui-ci nous voyons qu'une variation de 25 μ A du courant de base correspond à une varia-

tion de 1,5 mA du courant collecteur. Nous avons donc $\beta = 1,5 / 0,025 = 60$.

L'angle ψ caractérise la pente de la courbe $-V_{be}$ en fonction de I_b . Cette pente correspond au rapport de la variation de V_{be} à la variation correspondante de I_b . Un tel rapport d'après la loi d'ohms $V/I = R$ correspond à une résistance. En fait, il s'agit de la *résistance différentielle d'entrée* du transistor, avec circuit de collecteur en court-circuit. Cela exprime plus simplement la résistance présentée par le circuit d'émetteur pour les courants alternatifs lorsque la résistance de charge du circuit collecteur a une valeur nulle.

Si nous calculons cette résistance pour le point considéré de la courbe, nous constatons qu'une variation de 0,065 V de V_{be} correspond à une variation de 50 μ A de I_b . Ce qui donne :

$$0,065 / 0,000050 = 1.500 \Omega$$

Si nous examinons cette courbe V_{be} en fonction de I_b nous voyons qu'elle est assez fortement incurvée, ce qui signifie que la résistance d'entrée varie considérablement avec la valeur de la tension continue appliquée à la base par rapport à l'émetteur. Si nous faisons le calcul pour des points extrêmes nous trouverions par exemple 600 Ω lorsque I_b est 100 μ A et 2.000 Ω lorsque I_b est 20 μ A. Cette courbure peut occasionner des distorsions surtout lorsque le signal appliqué à la base est important et il convient de combattre son effet par tous les moyens possibles.

L'angle τ caractérise la pente des courbes $-I_c$ en fonction de $-V_{ce}$. La valeur de cette pente est fournie par le rapport de la variation de I_c à la variation correspondante de V_{ce} . Il s'agit donc de l'inverse d'une résistance : c'est en effet la *conduc-*

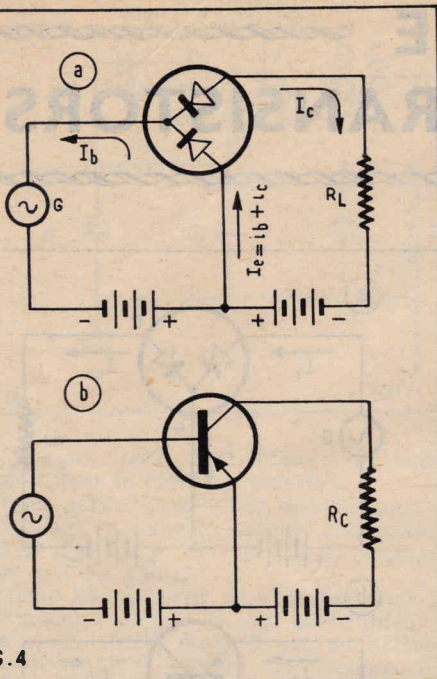


FIG. 4

Cela nous montre que l'amplification de courant est beaucoup plus importante qu'avec le montage B. L'amplification de tension étant proportionnelle au rapport des résistances du circuit collecteur et du circuit émetteur il en résulte que ce montage donne également une importante amplification de puissance.

Le montage E étant le plus utilisé c'est sur lui que va porter la suite de cette étude.

Réseaux de caractéristiques.

Tous ceux qui s'intéressent à l'électronique savent que les phénomènes se produisant dans une lampe sont représentés par des familles de courbes. Dans ce cas on utilise deux réseaux : le réseau I_p-V_p qui indique les variations du courant-plaque en fonction de la valeur de la tension-plaque et ce pour différentes valeurs de tension grille; le réseau I_p-V_g qui donne les variations du courant-plaque en fonction de la valeur de la tension grille et ce pour différentes valeurs de tension plaque.

Ce procédé extrêmement fécond est également utilisé pour définir les propriétés électriques des différents types de transistors.

Pour les transistors nous avons deux tensions principales :

— La tension $-V_{be}$ qui définit le potentiel de la base par rapport à l'émetteur.

— La tension $-V_{ce}$ qui définit le potentiel du collecteur par rapport à l'émetteur.

Les courants sont :

— Le courant $-I_b$ qui circule dans le circuit de base.

— Le courant $-I_c$ qui circule dans le circuit de collecteur.

— Le courant $-I_e$ qui circule dans le circuit d'émetteur. Ce dernier étant, nous l'avons vu, la somme algébrique des deux précédents.

Les réseaux de caractéristiques fournis par les constructeurs indiquent les variations de ces différentes grandeurs.

Ces réseaux sont généralement au nombre de 4 et groupés comme le montre l'exemple de la figure 5. Il s'agit des courbes relatives à un OC71.

En haut et à droite nous avons le réseau I_c en fonction de $-V_{ce}$ en prenant comme paramètre $-I_b$. Chaque courbe représente les variations du courant collecteur lorsque la tension du collecteur par rapport à l'émet-

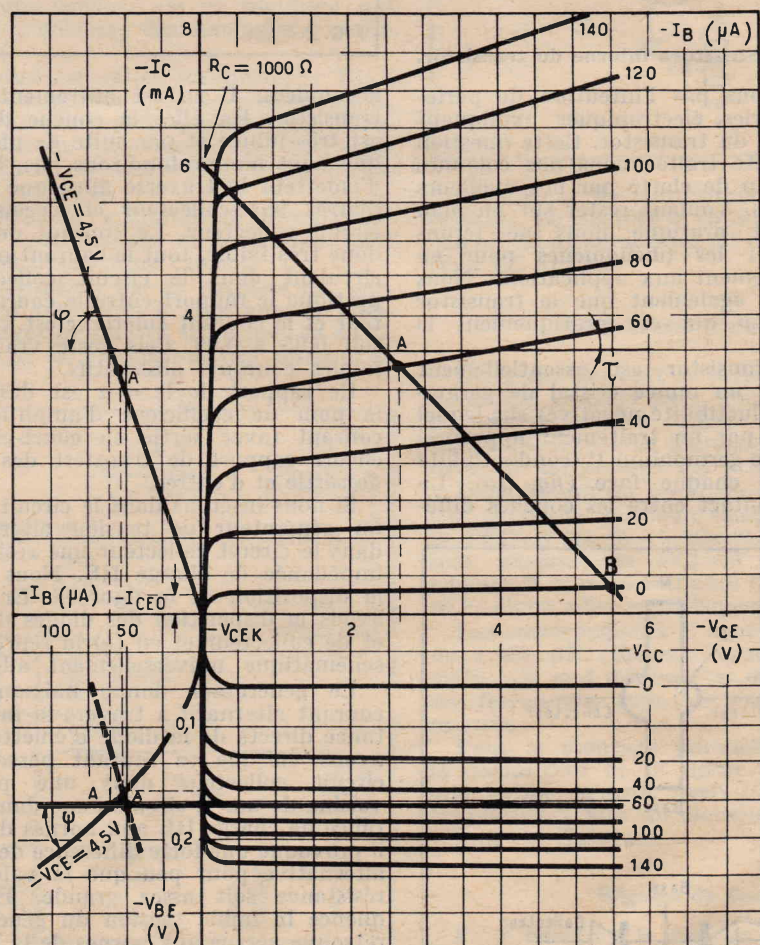


FIG. 5

tance de sortie du transistor lorsque le circuit d'entrée est ouvert. On en déduit facilement la résistance de sortie. Comme exemple de détermination de la résistance de sortie à circuit d'entrée ouvert considérons la partie rectiligne de la courbe $I_b = 60 \mu A$. On voit que pour une variation de V_{ce} de 1,5 V (de $V_{ce} = 3 V$ à $V_{ce} = 4,5 V$), la variation de I_c est de 0,25 mA. La résistance est donc :

$$1,5 / 0,00025 = 6.000 \Omega$$

la résistance de sortie est donc relativement grande. L'inclinaison des courbes le fait pressentir et le calcul le confirme. Cette résistance diminue lorsque le courant I_b augmente. C'est ainsi qu'elle est de 3.000Ω pour la courbe $I_b = 140 \mu A$.

Utilisation pratique des courbes.

Puissance dissipée. — Tout comme une lampe, un transistor admet sur le collecteur une puissance dissipée maximum qu'il convient de ne pas dépasser sans risquer une détérioration plus ou moins rapide des jonctions. Cette puissance est égale au produit de la tension du collecteur par l'intensité du courant dans le circuit.

Alors que pour un tube électronique cette puissance a une valeur immuable, elle dépend dans le cas d'un transistor d'un certain nombre de conditions dont la plus importante est la température ambiante au lieu du fonctionnement. Plus cette température est élevée, plus la puissance dissipée admissible est faible. En général on table sur une température ambiante de 25° , mais les constructeurs donnent dans leur documentation à l'aide d'une courbe la variation de puissance dissipée maximum en fonction de la température ambiante.

Lorsque l'on veut étudier les conditions d'utilisation d'un transistor, il faut tracer, sur le réseau — I_c/V_{ce} la courbe de puissance dissipée maximum.

Pour expliquer la façon de tracer cette courbe nous prendrons l'exemple du transistor OC72 dont nous donnons les courbes figure 6. Ce transistor admet à 25° une puissance de 125 mW. Pour — 25 V sur le collecteur cette puissance représente un courant de $0,125/25 = 0,005 A$. Si on effectue le même calcul pour différentes valeurs de tension collecteur on obtient :

20 V :	0,0062 A.
15 V :	0,0083 A.
10 V :	0,0125 A.
5 V :	0,025 A.
2,5 V :	0,050 A.
1 V :	0,125 A.

En portant les points correspondants sur le réseau de la figure 6 et en les joignant par un trait continu on obtient la courbe de puissance dissipée 125 mW. Les mathématiciens reconnaîtront une hyperbole.

Cette courbe qu'il convient de ne pas dépasser est surtout intéressante pour l'étude de l'étage final d'un amplificateur, car dans ce cas on cherche à obtenir la puissance maximum. Pour un étage préamplificateur on reste généralement bien en-deçà.

Droite de charge. — Il est intéressant sur un réseau de courbe de pouvoir représenter la résistance ou l'impédance placée dans le circuit collecteur du transistor. En effet, on pourra en déduire une quantité de renseignements comme nous le verrons bientôt. Cette résistance ou impédance correspond à l'inclinaison ou pente d'une droite que l'on trace sur le réseau — I_c/V_{ce} . Supposons que pour un transistor OC71 (voir les courbes fig. 5) on veuille représenter une résistance de charge de 1.000Ω sachant que l'on part d'une tension d'alimentation de — 6 V. La loi d'ohm nous apprend que le courant sera de $6/1.000 = 0,006 A$. Pour tracer sur le réseau de caractéristique du transistor la droite qui représente cette résistance on joint le point 6 V de l'axe V_{ce} au point 6 mA de l'axe I_c comme nous l'avons fait sur la figure 5. Ainsi que vous pouvez le constater cette droite coupe toutes les courbes du réseau.

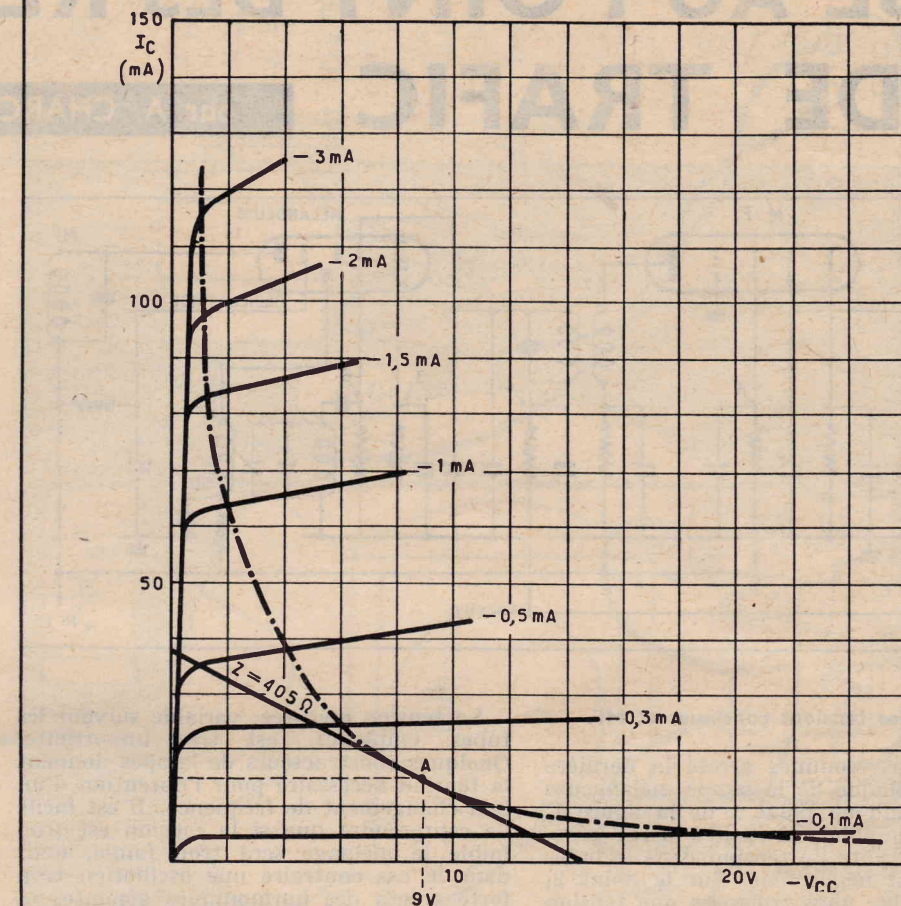


FIG. 6

Supposons que l'on règle la polarisation de la base du transistor de manière que le courant dans le circuit de base soit 60 mA le point d'intersection de la courbe 60 mA avec la droite de charge (point A) est le point de fonctionnement au repos. Ce point nous donne immédiatement la valeur de la tension sur le collecteur (2,75 V) le courant dans le circuit collecteur (3,25 mA), et la chute dans la résistance de charge ($6 - 2,75 = 3,25 V$). On peut reporter ce point dans les différents quadrants de la caractéristique comme nous l'avons fait sur la figure 5 à l'aide de traits pointillés. Ce report sur la courbe — V_{be}/I_b en particulier nous permet de déterminer la polarisation à appliquer à la base ce qui est très important puisque pour une résistance de charge déterminée c'est cette polarisation qui permet d'obtenir le point de fonctionnement correct, c'est-à-dire celui qui donnera le moins de distorsions. Dans l'exemple choisi vous pouvez vérifier sur la courbe que cette polarisation par rapport à l'émetteur est — 0,175 V.

Connaissant le point de fonctionnement, nous pouvons nous rendre compte des variations d'intensité du courant collecteur et de celles de chute de tension dans la résistance de charge et ainsi connaître l'amplification en courant, tension et puissance que procure l'étage, tout comme on le fait pour un tube électronique.

Pour notre explication nous sommes partis d'une valeur déterminée de résistance de charge. Dans une étude on procède différemment. On cherche à tracer la droite de charge la plus correcte, c'est-à-dire

celle qui est coupée le plus également par les différentes courbes du réseau de manière à obtenir des variations égales du courant collecteur et de la chute de tension dans la résistance. Lorsqu'on a trouvé la meilleure droite de charge, on calcule sa valeur en divisant son point d'intersection avec l'axe — V_{ce} par son point d'intersection avec l'axe I_c . Ainsi dans notre exemple, nous aurions $6/0,006 = 1.000 \Omega$.

Nous venons de voir comment tracer la droite de charge dans le cas d'une résistance de charge purement ohmique. S'il s'agit d'une impédance de charge ayant une résistance ohmique négligeable, on procède un peu différemment. Pour l'expliquer utilisons la figure 6 qui concerne rappelons-le un OC72. Supposons que nous utilisons une source d'alimentation de 9 V. Etant donné qu'il n'y a pas de résistance ohmique il n'y a pas de chute de courant continu dans l'impédance de charge. Le point de fonctionnement sera donc toujours sur la verticale passant par la graduation — 9 V de l'axe — V_{ce} . Etant donné qu'il ne faut pas dépasser la courbe de puissance dissipée la droite de charge sera donc tangente à cette courbe au point d'intersection avec la verticale — 9 V. Ce point A est le point de fonctionnement. On cherche la tangente à la courbe de puissance maximum qui, passant par A est coupée le plus également possible par les courbes de réseaux. Nous avons tracé sur la figure 6 la droite de charge qui répond assez bien à ces conditions. Elle coupe l'axe — V_{ce} au point — 15 V et l'axe I_c au point 37 mA, elle représente donc une impédance de $15/0,037 = 405 \Omega$. Ce peut être par exemple l'impédance primaire du transfo d'adaptation du HP. Le point de fonctionnement A est caractérisé par un courant collecteur de 15 mA et un courant de base de 0,2 mA.

(A suivre.)

MISE AU POINT DES RÉCEPTEURS DE TRAFIC

par A. CHARCOUCHET (F.9.R.C.)

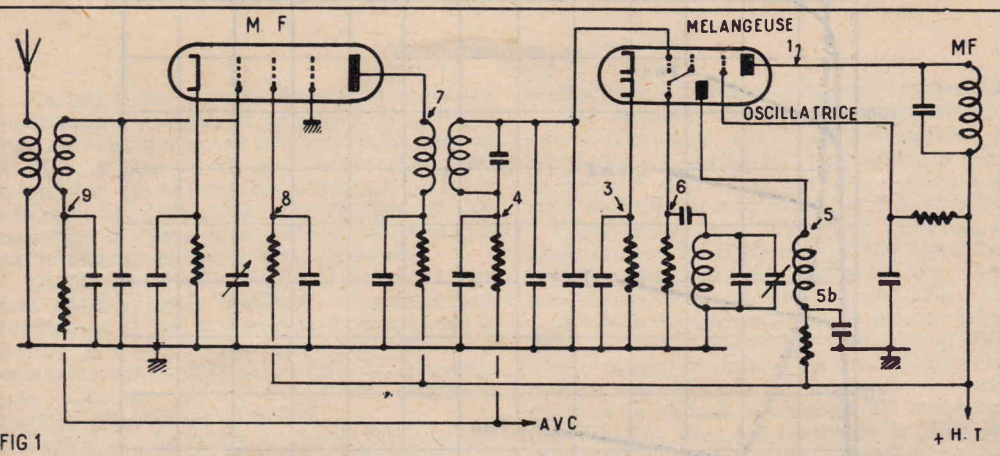


FIG 1

Mesure des tensions continues et MF.

Nous nous sommes arrêté la dernière fois sur la plaque de la lampe mélangeuse qui correspond au point 1 de la figure 1. La HT sur ce point est égale à la HT générale, car la chute de tension dans le bobinage MF est négligeable. Sur le point 2, écran du tube, nous trouvons une tension réduite par la résistance en série avec cette électrode. Il est facile de calculer la tension en connaissant le débit du tube et la valeur de la résistance. Le point 3 correspond aux cathodes qui, sur la figure 1, sont communes aux deux parties de la lampe, une partie triode et une partie pentode c'est-à-dire oscillatrice et mélangeuse. Cette tension dépend évidemment du tube employé, mais dans tous les cas référez-vous aux caractéristiques données par le constructeur. Au point 4, c'est-à-dire à la base du bobinage grille d'accord, nous trouvons la tension d'AVC qui est nulle en l'absence d'émission reçue par l'antenne. Le point 5 correspond à la plaque de la triode oscillatrice et la tension à ce point dépend du fonctionnement de la triode, c'est-à-dire que le tube n'oscille pas la tension est réduite, mais si le tube oscille la tension est beaucoup plus élevée. Il est facile de contrôler si la triode fonctionne correctement en mesurant la tension au point 5 B. Si l'on court-circuite la grille ou le bobinage pour arrêter les oscillations, la tension diminue au point 5 B, parce que la lampe débite beaucoup plus, faisant augmenter la chute de tension dans la résistance en série avec le bobinage.

Un autre contrôle de l'oscillation, est possible en mesurant la tension sur la cathode de la lampe au point 3. Lorsque la lampe n'oscille plus la tension augmente jusqu'à le débit de la triode augmente, et agissant plusieurs fois sur le bobinage de la lampe, on se rend compte de la qualité du circuit oscillant. Le point 6 est assez difficilement contrôlable avec un appareil de mesure normal, mais avec un contrôleur grande résistance interne ou un voltmètre électronique, il est possible de déceler une tension négative souvent assez faible.

Si la fréquence d'oscillations n'est pas trop élevée il est possible avec un bon voltmètre électronique HF ou même alternatif, de lire d'une façon vague la tension HF développée par la partie triode.

La tension mesurée, variable suivant les tubes employés, est très importante. Quelques constructeurs de lampes donnent la tension nécessaire pour l'obtention d'un bon changement de fréquence. Il est facile de comprendre que si la tension est trop faible le mélange sera trop faible, mais dans le cas contraire une oscillation trop forte créera des harmoniques gênantes et risquerait même de bloquer la partie mélangeuse, ce qui réduirait considérablement l'amplification de cette partie qui est la plupart du temps égale à 1 et souvent en dessous. Il faut aussi contrôler, lorsqu'il est possible, la tension sur les différentes bandes, car surtout lorsque l'on confectionne soi-même ses bobinages, le couplage entre les circuits d'accord et de réaction n'est pas souvent le même d'un bobinage à l'autre. Une mesure de la tension plaque ou de la tension cathode renseigne, mais d'une façon très imprécise.

Le point 7 donne la mesure de la tension plaque de la lampe HF ; tension qui est réduite par la résistance en série avec le bobinage réalisant le couplage entre la lampe HF et la lampe mélangeuse. Nous trouvons sur le point 7 une tension qui dépend du tube employé et de la valeur de la résistance.

Le point 8 correspond à l'écran de la lampe HF où nous trouvons une tension qui doit être de la valeur indiquée par le constructeur du tube. Sur les étages HF, il est souvent possible de réduire cette tension à une valeur plus faible, ce qui, sans réduire l'amplification du tube, en diminue le souffle et, comme dans tout récepteur qui se respecte le souffle vient de la lampe d'entrée, nous avons tout avantage à diminuer celui-ci.

Le point 9 est à la base du bobinage d'accord de la grille de la lampe HF, nous y trouvons une tension négative d'antifading si celle-ci est appliquée à la lampe HF. Dans certains récepteurs ce point est réuni à la masse. La tension est évidemment nulle ou tout au moins très faible en l'absence de porteuse ou d'émission. Au point 10, sur la cathode de la lampe HF, nous sommes par la mesure renseigné sur le débit HT général, c'est-à-dire plaque et écran. Comme pour les autres tubes une tension nulle, en l'absence de coupure d'un circuit, indique un tube défectueux, qu'il faut bien sûr remplacer au plus vite.

Réglages des MF.

Nous nous sommes assurés du fonctionnement de la basse fréquence par des tests successifs volontaires ou non au moment de la mesure des tensions sur ces circuits, il n'est donc pas indispensable de les reprendre. Bien entendu si l'on possède oscillographe et générateur BF, il ne faut pas négliger d'améliorer ou de vérifier ces étages BF, mais pour nous qui ne possédons que peu de matériel, ils peuvent être considérés comme en bon état. Par la suite, sur l'écoute il sera possible de se faire une idée de la qualité.

Il est temps de sortir les outils de travail HF, c'est-à-dire le tournevis à padding, qui est presque toujours constitué par un manche en matière isolante muni à une extrémité d'une forme convenant aux parties réglables, le générateur ou l'hétérodyne et un contrôleur en position tension alternative.

Brancher le contrôleur sur la bobine mobile du haut-parleur ou, par un condensateur de 0,1 μ F, entre la plaque et la masse de la lampe basse fréquence finale. Dans le premier cas la sensibilité devra être de 5 à 7,5 V maximum, mais dans le second cas il sera bon de commencer par la sensibilité 150 V et de diminuer si cela est nécessaire.

Connecter la sortie de l'hétérodyne sur la grille (point 1, fig. 2) de la deuxième lampe moyenne fréquence, si le récepteur possède deux étages. Régler l'hétérodyne sur la fréquence connue des MF, par exemple 150, 455, 472, 480 kHz. Mettre l'amplificateur basse fréquence à fond à l'aide du potentiomètre et réduire la sortie HF de l'hétérodyne pour avoir une lecture correcte sur le contrôleur.

A l'aide du tournevis à padding, tourner le condensateur ajustable ou le noyau de poudre de fer, suivant le mode d'accord des moyennes fréquences. Rechercher un maximum de déviation sur le contrôleur en réglant successivement le secondaire et le primaire du transformateur. Passer le câble de l'hétérodyne sur le point 2 (grille de la 1^{re} MF) et procéder de la même façon que pour le troisième transformateur. Il se peut que la déviation du contrôleur soit trop importante, dans ce cas réduire la tension de sortie de l'hétérodyne. Après ce réglage, connecter le câble HF sur le point 3 (grille de la lampe mélangeuse) et accorder toujours au maximum. Dans certains cas, il faut supprimer l'oscillation locale en court-circuitant le bobinage ou le condensateur d'accord, le réglage se fera plus facilement. Il est bon une fois sur le point 3 de reprendre les réglages en commençant par la détection, on trouve toujours une petite imperfection à corriger. Lorsque l'injection de l'hétérodyne se trouve sur la grille de la lampe mélangeuse la sortie doit être faible. Si celle-ci possède un atténuateur gradué et peut être même étalonné on s'aperçoit que la tension nécessaire est, pour une même déviation du contrôleur en alternatif, de plus en plus faible lorsque l'on s'éloigne de la détection. Un défaut dans la chaîne MF se traduirait par une atténuation ou tout au moins par un manque d'amplification : par exemple, si sur le point 1 nous lisons 0 au contrôleur, sur le point 2 la déviation devra être de 100 à condition, que la sortie du générateur

haute fréquence ne soit pas changée. Ces chiffres donnés, répétons-le comme exemple, dépendent des lampes employées et aussi des circuits utilisés.

Réglages des moyennes fréquences à filtre cristal.

Ce réglage paraît souvent une difficulté insurmontable aux O M s'. Il y a de nombreuses façons d'accorder une chaîne MF comprenant un filtre cristal. Mais la méthode suivante nous a donnée satisfaction dans plusieurs cas. Si l'on commence le réglage du récepteur ou que les moyennes fréquences soient très déréglées, il est bon de procéder à un réglage préliminaire.

Le cristal pourra servir pour contrôler le générateur HF. On réalise pour ce contrôle le montage de la figure 3, le cristal dans ce montage fonctionne sur la fréquence d'anti-résonance, tandis que dans la fonction de filtre cristal la fréquence de résonance est utilisée. Les deux fréquences sont un peu différentes, l'une de l'autre mais pour un réglage approché, la précision est largement suffisante.

La lampe figurée sur le schéma est une triode mais il est possible d'utiliser une pentode en réunissant la plaque et l'écran. Ce montage pourra être réalisé d'une façon définitive et servira à différents étalonnages de récepteur. A la station nous avons un tel engin et les services qu'il nous rend ne se comptent plus. Il est muni de plusieurs supports de quartz pour pouvoir connecter les différents types. Avec un tube du type batterie 1T4, ce montage fonctionne sur pile et à condition d'utiliser ses éléments ne tombant pas en poudre sans usage, l'appareil est toujours prêt à fonctionner.

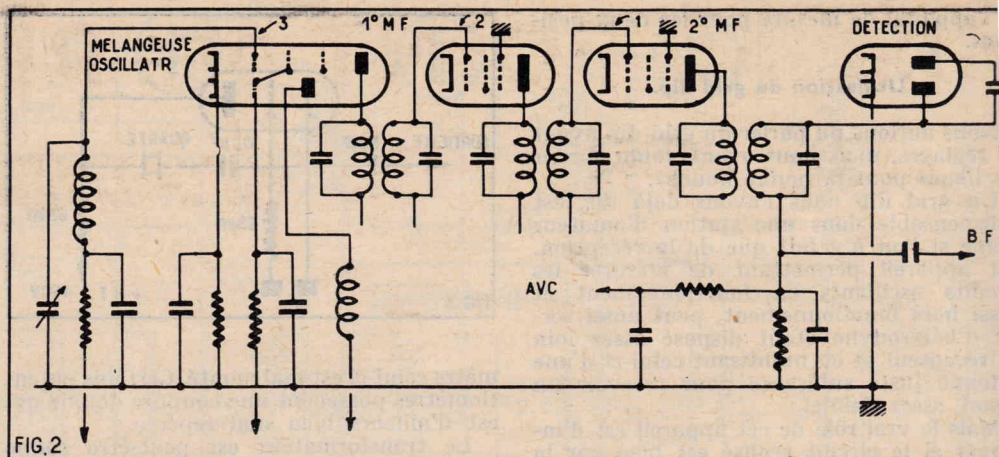
Pour régler l'hétérodyne sur la même fréquence que le cristal, il suffit d'injecter en même temps l'oscillateur quartz et l'hétérodyne sur la grille d'une lampe MF. Accorder l'hétérodyne jusqu'à l'obtention du battement zéro, ce qui se traduit dans le haut-parleur par un son de plus en plus grave lorsque l'on approche les accords des deux oscillateurs.

A l'aide de l'hétérodyne, dégrossir les réglages comme il a été dit. Une fois cette opération effectuée, placer le cristal dans son support sur le récepteur et injecter sur la grille de la mélangeuse une porteuse non modulée issue de l'hétérodyne HF. Le filtre cristal en service, on accordera lentement l'hétérodyne, afin de trouver les crêtes du cristal. Si le récepteur possède un S' mètre, on l'utilisera comme indicateur d'accord, mais dans le cas contraire, il sera possible de mesurer la tension de l'antifading à l'aide d'un contrôleur suffisamment résistant. Une autre solution consiste à introduire en série avec la résistance de détection un microampèremètre que l'on aura soin de découpler avec un condensateur de 0,1 μ F. Lorsque l'on aura trouvé la crête du cristal, les transformateurs moyenne fréquence seront réglés au maximum sur cette fréquence et pas sur une autre, bien entendu.

Si l'on ne possède pas d'hétérodyne, il est possible d'utiliser le BFO pour procéder aux réglages, mais dans ce cas il faudra déconnecter l'injection du BFO et l'introduire sur la grille de la mélangeuse. Pour moduler le BFO, on peut utiliser un procédé barbare mais qui dépanne tout de même, il consiste à l'alimenter en alternatif brut en prenant la HT non redressée sur une plaque de la valve ou à tout autre endroit plus facilement accessible.

Réglage du BFO.

Très souvent une commande de BFO est sortie sur le panneau avant du récepteur,



cette commande doit être suffisamment peu agissante pour ne créer qu'une faible variation de la note basse fréquence. Il faut donc que le condensateur composant cette commande soit de faible valeur. Pour obtenir l'accord sur la fréquence du BFO, d'autres condensateurs seront mis en parallèle sur le bobinage, certains d'entre eux étant ajustables pour permettre le réglage de la fréquence sur celle des moyennes fréquences. Dans certains montages, lorsque l'on utilise un self à noyau de fer, le réglage approché peut s'opérer par celui-ci.

Pour régler le BFO, il suffit d'accorder le récepteur sur une station quelconque ou sur un signal d'un générateur HF non modulé en se réglant au maximum, à l'aide d'un indicateur d'accord, œil magique, S'mètre ou microampèremètre de détection. Mettre en service l'oscillateur de battement (BFO) et régler l'ajustable ou le noyau de manière à l'amener sur la note désirée.

Il est bien évident que les tensions ont été contrôlées avant le réglage, et que l'on se sera assuré du bon fonctionnement de l'oscillateur par les procédés que nous avons indiqués plus haut.

Réglage et alignement des étages haute fréquence.

L'alignement ou réglage des récepteurs diffère suivant le type, autant il y a de récepteurs, autant il y a de réglages.

Pour un récepteur de trafic commercial, cette opération ne demande que peu d'initiative puisque le fabricant donne presque toujours la méthode à suivre, mais pour les récepteurs construits par l'OM surtout lorsque il réalise lui-même les bobinages, les problèmes ne sont plus les mêmes. Il faut en considérer notamment l'alignement des circuits oscillateur et d'accord, ainsi que l'épanouissement de la bande.

L'oscillateur doit pouvoir suivre les circuits d'accord. Pour réaliser le changement de fréquence, il faut que le circuit oscillant fonctionne sur une fréquence qui diffère de la fréquence d'accord, d'une valeur égale à la fréquence des MF. Par exemple : si la valeur des MF est de 455 kHz l'oscillateur local devra être, pour la bande 7.000 kHz, $7.000 - 455 = 6.545$ kHz, mais pour 7.200 kHz qui est l'autre extrémité de la bande, l'oscillateur sera de $7.200 - 455 = 6.745$ kHz. Entre les fréquences 6.545 et 6.745 kHz, la variation de capacité ne sera pas la même que pour les fréquences 7.000 et 7.200 kHz. Dans cet exemple la différence n'est pas très importante, mais pour une valeur de moyenne fréquence plus élevée, cette différence est plus grande, ce qui est le cas pour une valeur de MF de 1.600 kHz. Dans ces conditions il faut prévoir des valeurs de self et de capacité qui, pour une variation de fréquence déterminée, per-

mettent l'alignement des circuits d'accord et oscillateur de façon que la différence entre les deux reste toujours de 455 kHz si cette valeur est celle des MF.

L'épanouissement d'une bande, cette expression signifie que pour une rotation du cadran, la bande totale sera couverte entière ou presque. Il y a lieu dans ce cas de choisir des capacités variables de faible valeur et de compléter l'accord des bobinages par des capacités fixes et ajustables permettant de centrer la bande sur le cadran.

Revenons maintenant à notre hétérodyne et notre voltmètre alternatif. Place dans les supports les bobines correspondantes, tourner le commutateur ou le rotacteur sur la position désirée. Branche l'hétérodyne sur la grille de la lampe mélangeuse, et la régler dans la bande pour laquelle on a placé les bobinages. Rechercher avec le cadran de l'hétérodyne une réception, noter la fréquence, par exemple 7.400 kHz, continuer à rechercher d'autres réceptions. Un autre signal doit être reçu sur 6.490 kHz, toujours en supposant que les MF aient une valeur de 455 kHz. Si l'on a choisi de faire fonctionner le récepteur en utilisant le battement inférieur la position des fréquences est correcte puisque les deux fréquences sont distantes de 910 kHz et que la fréquence d'oscillation se trouve à $7.400 - 455 = 6.945$ kHz. Il se peut aussi qu'on trouve 7.400 et que, après une recherche, on trouve une fréquence plus haute égale à 8.310 kHz. Le battement est alors dit supérieur puisque l'oscillation se trouve obligatoirement entre les deux fréquences obtenues et à égale distance de chacune d'elles, ce qui donne $7.400 + 455 = 7.855$ kHz. Il y a donc deux possibilités de réception de la même fréquence : par le battement inférieur et par le battement supérieur. Nous sommes maintenant assurés de la fréquence de l'oscillateur, il faut, dans le premier cas cité plus haut, lui ajouter de la capacité pour amener la réception entre 7.000 et 7.200 kHz. Quant au deuxième exemple, le battement inférieur ayant été choisi, il y a lieu de vérifier si la bobine correspond bien à la fréquence désirée et de contrôler la valeur des capacités en parallèle sur le circuit oscillant.

Après avoir centré la bande sur le cadran en agissant sur les capacités et la bobine oscillatrice, passer l'hétérodyne sur l'entrée d'antenne du récepteur et injecter la fréquence désirée, régler l'accord mélangeuse et l'accord haute fréquence pour avoir un maximum de déviation sur l'indicateur d'accord ou le voltmètre alternatif, parcourir la bande en faisant suivre l'hétérodyne et parfaire les réglages en agissant successivement sur les noyaux de poudre de fer et les capacités en parallèle. Procéder aux réglages en bas et en haut de bande en essayant de garder la même déviation

de l'appareil de mesure pour les deux positions.

Utilisation du grid dip.

Nous aurions pu parler du grid dip avant les réglages, mais nous avons voulu garder ces lignes pour la bonne bouche.

Un grid dip nous l'avons déjà dit, est indispensable dans une station d'amateur même si l'on n'y fait que de la réception. Cet appareil permettant de mesurer les circuits oscillants en fonctionnement et aussi hors fonctionnement, peut aussi servir d'hétérodyne étant disposé assez loin du récepteur et en munissant celui-ci d'une antenne juste suffisante pour recevoir un signal assez faible.

Mais le vrai rôle de cet appareil est d'indiquer si le circuit réalisé est bien sur la fréquence voulue ou s'en trouve très éloigné. Pour mesurer une bobine, le circuit n'étant pas sous tension, on place le grid dip en position dynamique c'est-à-dire que l'on applique la HT et qu'il fonctionne en générateur. Coupler, en approchant la self du GD de la self à mesurer, tout d'abord d'assez près et tourner le condensateur variable du GD en cherchant un minimum sur l'indicateur de l'appareil de mesure. Une fois obtenu ce dip découpler en éloignant les deux selfs. Le dip se fera moins prononcé mais la précision sera plus grande et l'on arrive ainsi à une bonne estimation de la fréquence, le fignotage se faisant une fois le circuit sous tension. Pour un circuit sous tension, et seul, lorsqu'il s'agit d'un oscillateur le grid dip est en position statique. Coupler comme précédemment pour connaître la fréquence, mais cette fois l'accord sera indiqué par maximum à l'inverse du cas précédent.

Les indications du grid dip sont assez vagues en ce qui concerne les fréquences et les erreurs peuvent être quelques fois de 50 kHz mais cela n'a que peu d'importance pour des appréciations telles que la mesure des circuits oscillants. En ce qui concerne l'utilisation dans la fonction d'hétérodyne, cela devient plus grave et il faut pour lever le doute, utiliser les quartz. Nous avons déjà vu (fig. 3) un montage permettant à tous les quartz de fonctionner. Il est facile de cette façon de régler le récepteur avec le grid dip et par la suite ou en même temps, de faire fonctionner l'oscillateur à quartz qui donnera la fréquence et permettra d'étalonner le récepteur. Il ne faut pas croire que le nombre de quartz nécessaires soit très important au contraire, avec quatre quartz et même trois il est facile d'avoir toutes les bandes amateurs puisque celles-ci sont presque toutes harmoniques les unes des autres. Donc avec comme fréquences : 3.500, 3.600, 3.750, nous trouverons les harmoniques intéressantes les bandes amateurs suivantes : pour le premier, 7.000, 14.000, 21.000, 28.000 kHz, pour le second, 7.200, 14.400, 21.600, 28.800 kHz, pour le troisième, 7.500, 15.000, 22.500, 30.000 kHz. Dans ces harmoniques il y en a qui sont hors de la bande qui les concerne mais elles peuvent être utiles.

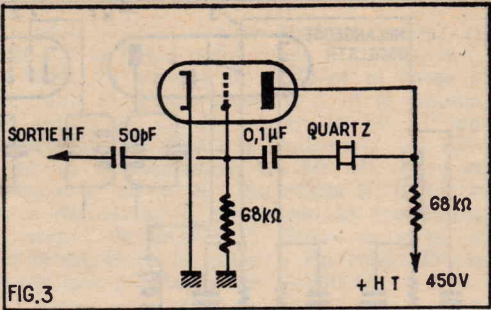
Quelques pannes classiques.

Nous avons maintenant réglé notre récepteur mais rien ne dit qu'il ne tombera pas en panne un jour ou l'autre et c'est pour cela que nous signalons quelques pannes courantes.

Les lampes ne s'allument pas.

Le câble d'alimentation secteur est peut-être coupé, ou bien la prise est mal montée ou encore elle a été arrachée.

L'interrupteur est hors service ou bien s'il s'agit d'une commande par potenti-



mètre celui-ci est mal monté. Certains potentiomètres possèdent une coupure double qui est d'ailleurs bien mal repérée.

Le transformateur est peut-être coupé ou tout simplement le fusible a sauté. Dans ce cas, faire attention s'il est hors service. Il y a une cause, la rechercher et remplacer le fusible par un autre du même calibre et non avec un fil de 30/10. Une cosse du transformateur peut être coupée, il faut alors démonter celui-ci et essayer de ressouder le fil coupé en allant à la pêche. Si le primaire du transformateur est coupé il ne reste plus qu'à lui trouver un remplaçant ou à se diriger vers la machine à bobiner, si rudimentaire soit elle, et à reprendre le travail.

Les lampes sont allumées.

Le transformateur se chauffe exagérément et très vite. Il existe peut être un court-circuit dans les plaques de la valve. Supprimer cette lampe, et mesurer les tensions aux bornes du secondaire HT comme il a été indiqué plus haut.

La valve est mauvaise, aucune HT n'est mesurée sur la cathode ou sur l'entrée du filtre HT.

Les plaques de la valve rougissent, et aucune HT sur le filtre ni avant ni après. Le premier condensateur de filtrage est mort. Mais si la tension est faible, le condensateur est sec et de ce fait inefficace, cette panne se traduit aussi par un accrochage qui ne semble venir de nulle part et est difficile à localiser.

La tension est nulle sur la sortie du filtre HT : le condensateur est mort par suite de court-circuit. Avec une cellule de filtrage assez résistante comme le sont les excitations de haut-parleur, une tension peut être lue sur l'entrée du filtre mais elle sera très faible, rarement supérieure à 100 V. Pour le cas d'une cellule composée d'une self, la résistance est moins grande et la chute de tension est plus brutale et souvent nous ne trouvons aucune tension ce qui est l'indice que la valve débite au maximum risquant de QRT dans un bref délai.

Aucun son ne sort du haut-parleur : le transformateur est coupé et dans ce cas il n'y a aucune HT sur la plaque de la lampe finale. Ne pas continuer les essais, il y va de la vie de la lampe, l'écran débitant beaucoup trop. La bobine mobile du haut-parleur elle aussi peut être coupée ou mal branchée.

En touchant la grille de la lampe finale un bruit est perçu, cette lampe n'est donc pas en cause, il faut voir l'alimentation de la préampli basse fréquence.

En posant le doigt ou un objet métallique sur la grille ou la sortie de la détection le haut-parleur fait entendre un ronflement la panne ne vient pas de cette partie.

En frottant un tournevis sur la grille de la lampe mélangeuse aucun son ne sort du haut-parleur : vérifier les tensions sur les plaques et les écrans des lampes MF et mélangeuses. Si une plaque n'est pas alimentée le transformateur MF peut être coupé, mais si un écran ne présente aucune tension, il peut y avoir plusieurs causes. La plus classique : le condensateur de décou-

plage est en court-circuit et la résistance semble bonne, peut être chauffe-t-elle un peu. La dite résistance est coupée. Il faut alors se méfier, le condensateur lui aussi est peut-être mort par court-circuit certainement par sympathie pour la précédente. Une autre cause plus grave peut venir d'un court-circuit interne de la lampe, elle-même, cette fois le mal est sans remède, il faut la changer.

Si après toutes ces vérifications le récepteur refuse toujours de fonctionner, il faut vérifier les primaires des transformateurs MF, c'est-à-dire les enroulements de grille qui eux aussi peuvent être coupés.

Une panne bizarre a été détectée sur un récepteur américain, grâce à une notice très détaillée. Les schémas portaient les valeurs de résistance à trouver en différents points et par une mesure soigneuse de celles-ci, nous nous sommes aperçus que vers la détection où nous devions trouver 2 MΩ il ne restait plus que 500.000 Ω. Après une recherche assez longue demandant le démontage d'une partie de la détection nous avons découvert qu'un condensateur de découplage de 50 pF avait changé de valeur et était devenu une résistance de 50.000 Ω. Le récepteur n'avait pas beaucoup perdu de sa sensibilité, mais la basse fréquence ne sortait pas malgré un push-pull de 6 V 6. Par cet exemple nous avons voulu montrer qu'il est nécessaire de bien regarder le schéma et de faire une vérification à froid c'est-à-dire sans haute tension, de tous les points accessibles sur le récepteur, et cela avec un bon ohmmètre.

Un crachement est perçu lorsque l'on touche la grille de la lampe mélangeuse. Il se peut que la lampe n'oscille pas mais nous savons comment mettre en évidence cette oscillation.

Le récepteur est muet lorsqu'on branche l'antenne, mais reçoit des stations dès que celle-ci est appliquée sur la grille de la lampe mélangeuse : vérifier si les électrodes de ce tube sont bien alimentées en haute tension, si la polarisation de cathode a la valeur exacte correspondant à un débit normal du tube.

La tension cathode est très élevée : il ne faut pas en déduire que le tube débite trop fortement, non, il peut se trouver que la résistance de cathode soit coupée ou que le potentiomètre en série avec celle-ci, et ayant pour but de désensibiliser le récepteur soit lui aussi coupé. A ce moment la haute tension ne trouvant plus de passage vers le moins ou la masse est présente sur la cathode, moins une petite chute produite dans la lampe elle-même au moment de la mesure, le tube ayant une résistance interne très grande.

Un manque de réception ou un manque de sensibilité peut venir aussi d'un mauvais couplage entre la lampe HF et la suivante, il faut vérifier les bobinages soigneusement et se méfier des condensateurs céramique qui changent de valeur et se mettent en court-circuit surtout lorsqu'on applique une différence de potentiel trop importante à leurs extrémités.

Si le récepteur fonctionne mais ne donne que des sons plus ou moins désagréables et que la modulation est déformée, il ne faut pas incriminer les stations reçues quoique certaines pourraient avoir besoin de retouche. Il faut tout d'abord s'assurer que la déformation provient bien de la partie basse fréquence. Pour vérifier cette partie et si l'on possède un pick-up, brancher celui-ci sur la sortie de la détection et passer un disque que l'on connaît bien pour juger de la différence avec l'électrophone habituel. Il se peut aussi que cela ne soit pas à l'avantage de l'électrophone d'ailleurs et nous vous le souhaitons.

(Suite page 58.)

LES POSEMÈTRES PHOTOGRAPHIQUES ⁽¹⁾

par F.-P. BUSSER

d) Champ angulaire.

Lorsque nous voulons photographier un sujet, c'est la lumière reçue ou réfléchie par ce dernier qui nous intéresse et non celle réfléchie par les objets voisins qui ne figureront pas sur le cliché. Il est par conséquent superflu de s'étendre sur l'opportunité d'un champ bien défini pour le posemètre. L'importance de cette caractéristique se conçoit aisément. Notons toutefois, que la valeur convenable du champ dépend de la méthode de mesure adoptée. Selon que nous voudrions mesurer la lumière réfléchie par une partie significative du sujet, la lumière réfléchie globalement par le sujet ou la lumière incidente, le champ optimum du posemètre passera d'une fraction de degré à quelque 180°.

Mesures ponctuelles : nous entendons par là les mesures s'intéressant à une faible fraction du sujet, considérée comme essentielle. Le posemètre ne doit par conséquent embrasser que la partie du sujet qui intéresse. Si nous sommes très près du sujet, le champ du posemètre pourra être relativement grand car en raison de la proximité (quelques centimètres à quelques dizaines de centimètres) il ne mesurera que la lumière réfléchie par la partie intéressante du sujet. Si par contre, le sujet ou sa partie intéressante sont très petits ou que nous ne puissions nous rapprocher du sujet, le champ du posemètre doit être d'autant plus réduit que le sujet est petit ou que nous en sommes éloignés. Pratiquement, cette condition est souvent très difficile à remplir par un posemètre photo-électrique. Les mesures ponctuelles sont celles qui ont le plus de signification photographique et qui donnent la meilleure précision lorsque le matériel employé pour la mesure est adapté à cette méthode. Pour cette méthode, les meilleurs posemètres sont les appareils optiques à étalon lumineux.

Mesure globale de la lumière réfléchie : c'est la méthode employée le plus souvent par les amateurs et si elle donne des résultats acceptables, c'est principalement parce que les films actuels ont vraiment bon caractère. Elle consiste à braquer le posemètre vers le sujet, le posemètre étant au point de prise de vue. Le champ du posemètre doit au maximum être égal à celui de l'objectif utilisé. En effet s'il était plus grand, des parties claires ou très sombres, des lampes ou des reflets au voisinage immédiat du sujet fausseraient l'indication du posemètre d'une manière telle qu'elle perdrait pratiquement toute signification. S'il est fait usage de plusieurs objectifs de focales différentes, cela intéresse en particulier les amateurs de petit format, le champ ne devrait pas être supérieur à celui de l'objectif ayant la plus grande focale. En fait, cette condition est assez difficile à remplir et les posemètres du commerce n'y satisfont que rarement, pour ne pas dire jamais. En effet, si le champ est plus réduit, la cellule ne recevra la lumière réfléchie que d'une partie plus faible du

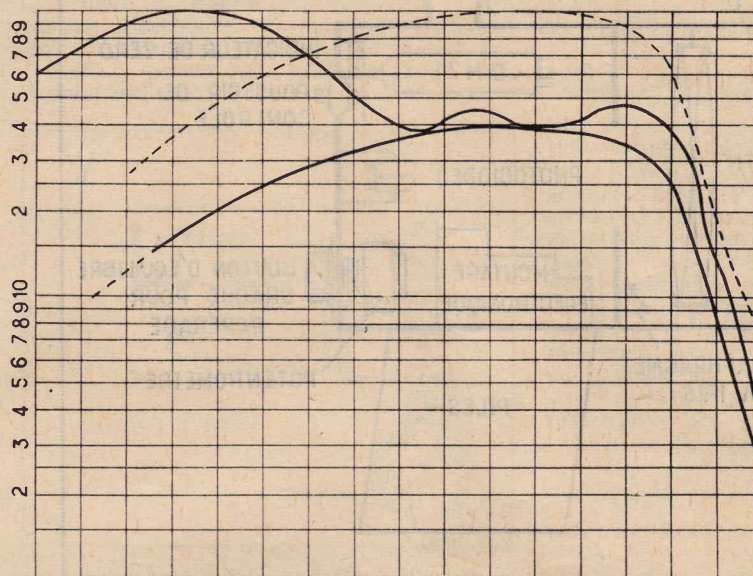


FIG. 27

FIG. 27. — Translation de courbes. En tracé logarithmique, pour inscrire une courbe dans une autre, il suffit de lui faire subir une translation parallèle à l'axe des ordonnées, sans qu'il soit besoin de modifier l'échelle du tracé.

sujet, par conséquent moins de lumière. L'aiguille du posemètre déviara donc moins et comme beaucoup d'amateurs lorsqu'ils achètent un posemètre font leur choix en plaçant plusieurs appareils côte à côte et en considérant celui qui dévie le plus comme le plus sensible, un posemètre dont le champ serait plus faible se vendrait beaucoup plus difficilement. Seuls quelques appareils de très grande classe ont à notre connaissance un champ suffisamment faible. Il serait pourtant intéressant que le champ du posemètre soit notablement plus faible même que celui de l'objectif, car cela permettrait de le braquer non plus simplement vers le sujet, mais vers une partie seulement du sujet, le centre d'intérêt par exemple, et d'obtenir des indications plus différenciées. A force de réduire le champ, nous nous trouverions ramenés aux mesures ponctuelles.

Mesure de la lumière incidente : cette méthode consiste à mesurer la lumière reçue par le sujet. Elle donne de bons résultats en pratique et mérite par conséquent d'être conseillée. Il importe avec cette méthode que la cellule reçoive la lumière de la même manière que le sujet. Bien entendu le posemètre doit être très près du sujet. Il doit en toute rigueur être mis à la place même du sujet et braqué vers le point de prise de vue. Il mesure alors la lumière venant de toutes parts. Le champ du posemètre devra par conséquent être pratiquement hémisphérique, c'est-à-dire embrasser 180° en toutes directions. Par cela cette méthode s'oppose aux précédentes. Un champ hémisphérique est en général relativement facile à obtenir, d'autant plus que l'on peut sans inconvénient s'accommoder d'une approximation assez large.

e) Limitation du champ.

Nous venons de voir l'importance du champ embrassé par le posemètre. Divers procédés ont été imaginés pour obtenir les caractéristiques convenables. Nous n'en ci-

terons que les plus intéressants, dans la mesure où ils pourront être utilisés dans une réalisation d'amateur.

Champs très faibles : ils sont très difficiles à obtenir avec les cellules photo-voltaiques en raison de la grande surface sensible. Avec des photo-résistances ou des photo-diodes, les champs très faibles peuvent à la rigueur être réalisés, mais nous avons vu plus haut les inconvénients des photo-résistances et pour les photo-diodes, la sensibilité à l'infrarouge fausse totalement les mesures. Il faut avoir recours à des dispositifs de compensation instables et délicats à mettre au point. La seule méthode permettant des champs très faibles consiste à placer l'élément photo-sensible au foyer d'un objectif très lumineux, de focale en rapport avec le champ à obtenir. L'on peut constituer une sorte de lunette photométrique où objectif et photo-diode sont fixes, cette lunette étant obliquement doublée d'une lunette de visée. Nous donnons en figure 28, le schéma d'un appareil que nous avons réalisé selon ce principe et qui, équipé d'un objectif de luminosité efficace 1,3, comportait une photo-diode de mesure et une photo-diode de compensation (suppression de l'erreur due à l'infrarouge et au courant d'obscurité) placées toutes deux au foyer de l'objectif. Une lunette de visée (lunette à prisme de théodolite) permettait d'orienter l'appareil avec précision. Un système de miroirs faisait apparaître dans le champ de la lunette l'image d'un indicateur cathodique DM71 qui, vue à travers l'oculaire de la lunette, pouvait être observée agrandie en même temps que le point du sujet intéressé par la mesure. Le réglage consistait à agir sur le diaphragme de l'objectif jusqu'à ce que le trait de l'indicateur cathodique soit minimum. L'appareil comportait deux systèmes de pont en série. Le premier comportait les deux diodes et ne servait qu'à la compensation du courant d'obscurité et de la caractéristique chromatique. Son signal de sortie déséquilibrait un second

(1) Voir les nos 132, 133, 144, 146 à 148, 152 et 153 de *Radio-Plans*.

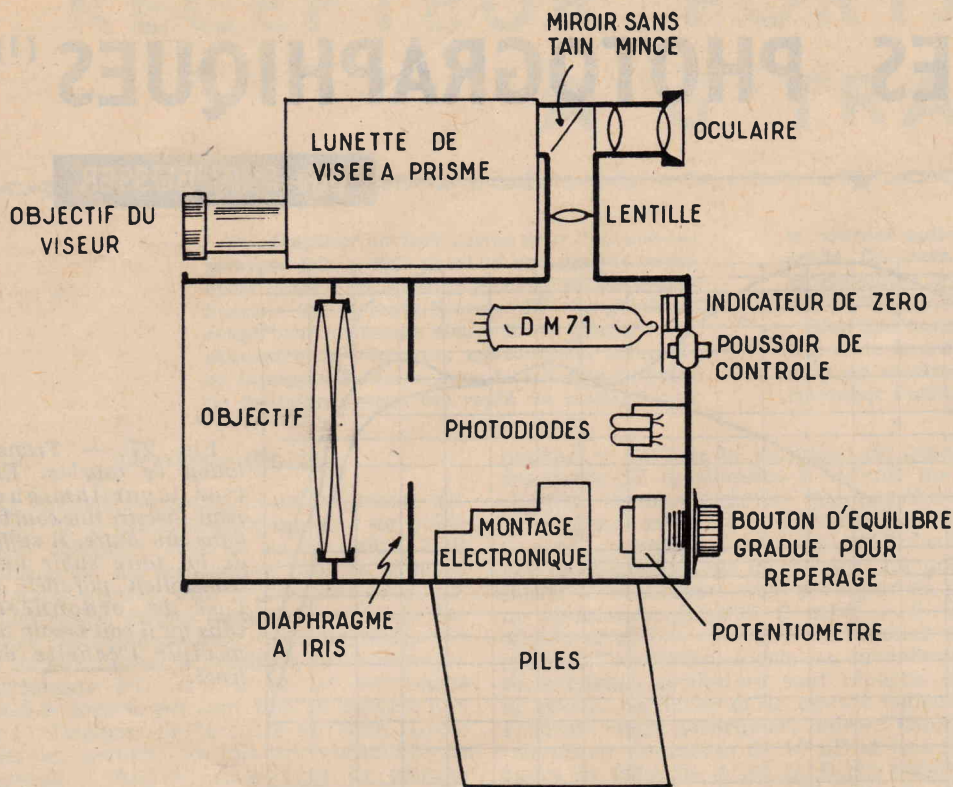


FIG. 28

FIG. 28. — Un posemètre à champ réduit. Coupe simplifiée

Le pont dont l'équilibre était réalisé pour des valeurs du courant photo-électrique déterminées et choisies par un commutateur de sensibilité à quatre positions. Un amplificateur de zéro à transistors de gain élevé (gain en tension 20.000) attaquait à travers un pont de diodes la grille de l'indicateur cathodique permettant de visualiser l'équilibre du système. Nous donnons en figure 29 le diagramme du montage électronique. Nous ne décrivons pas en détail cet appareil car pour différentes raisons nous ne l'avons conservé que peu de temps. En effet, il est à la fois encombrant et relativement lourd, son système électronique exige une alimentation assez complexe et pose par sa stabilité des problèmes que lors de sa réalisation nous n'avions pas su résoudre d'une manière parfaite. Nous avons donc amélioré le système électronique qui ne comporte plus, après modification, que le premier pont du montage précédent suivi d'un amplificateur de courant à transistors stabilisé en gain et en température, et qui attaque un galvanomètre. La photo-diode de mesure est placée à l'extrémité d'un mince bras en laiton qui permet de déplacer la diode derrière le dépoli d'un reflex 6 x 6 à 2 objectifs et de faire la mesure en chaque point de l'image. La photo-diode de compensation est placée sur le même bras, à quelque distance de la photo-diode de mesure et un miroir incliné en cuivre poli renvoie la lumière. En figure 30, nous donnons le schéma du dispositif et en figure 31 le diagramme du montage électronique correspondant. Pas plus que le premier système, celui-ci n'est parfait et sa mise en œuvre est nettement moins aisée que celle d'un bon posemètre à étalon lumineux. Nous renonçons par conséquent à donner d'autres détails à leur sujet.

Champs moyens : différents moyens permettent de les obtenir. Nous pouvons tout d'abord placer une cellule photo-voltaïque

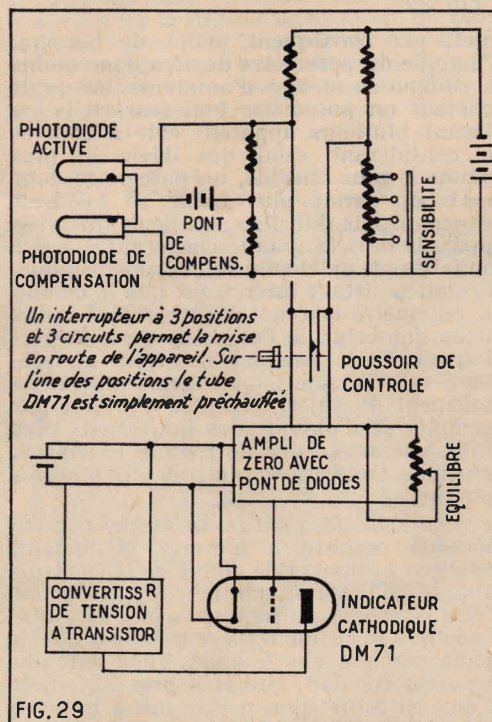


FIG. 29

FIG. 29. — Diagramme du montage électronique du posemètre de la figure 28.

au foyer d'une lentille ou d'un objectif de focale convenable et de fort diamètre. Il est aisé d'obtenir ainsi des champs de l'ordre d'une vingtaine de degrés. Cependant le dispositif n'a qu'une sensibilité moyenne et ne peut être adopté dans la plupart des cas en raison de la sensibilité relativement faible des cellules dont nous pouvons disposer. De plus, ce système conduit à un ensemble assez encombrant auquel il faut associer un viseur optique (fig. 32). L'un des systèmes les plus souvent employés sur les appareils commerciaux et qui peut donner de bons résultats s'il est

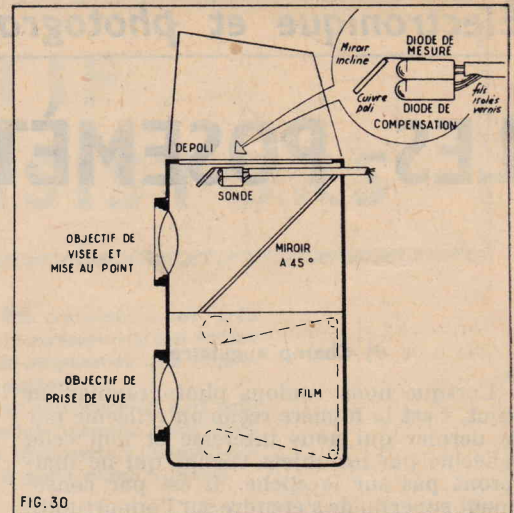


FIG. 30

FIG. 30. — Coupe simplifiée du reflexe avec posemètre incorporé.

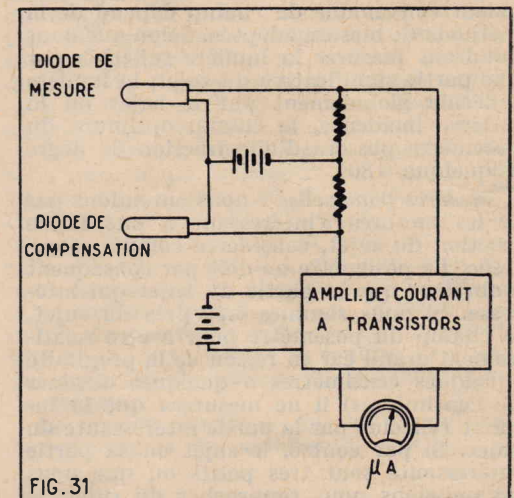


FIG. 31

FIG. 31. — Diagramme du montage électronique correspondant à la figure 30. Ce montage se contente de mesurer le courant photo-électrique utile du pont.

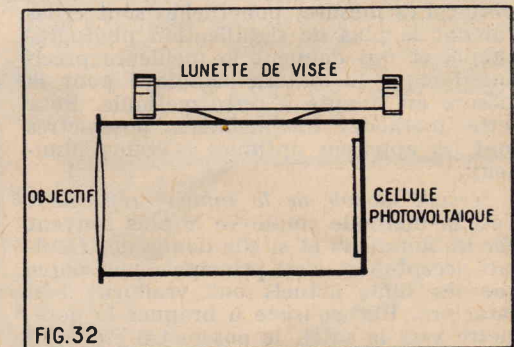


FIG. 32

FIG. 32. — Posemètre à champ réduit.

bien étudié consiste à placer devant la cellule (photo-pile obligatoirement) une grille de forme et de proportions convenables (fig. 33). Souvent un réseau de minuscules lentilles est placé devant la grille. Un tel réseau ne peut être que très difficilement réalisé par l'amateur et nous pourrions fort bien nous en passer.

La réalisation d'une grille ne présente aucune difficulté particulière. Il suffit de découper dans du clinquant de cuivre ou de laiton de 2/10 des bandes de largeur et de longueur convenable et de les assembler à la manière d'un casier à œufs après y avoir tracé à la scie à découper à espacement adéquat des fentes profondes de la moitié de la largeur des bandes. Nous avons donné dans un récent article concernant la réalisation pratique d'un posemètre photo-

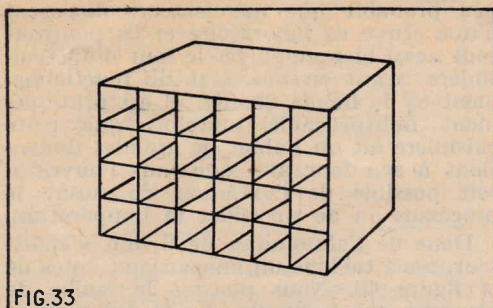


FIG. 33

FIG. 33. — Grille pour cellule photo-voltaïque.

électrique (*Radio-Plans*, n° 148 de février 1960), toutes les indications pour la confection d'un type donné de ces grilles. Après assemblage, les grilles sont noircies soit par coloration chimique, soit avec une peinture noire mate (noir pour appareils photographiques ou à défaut noir pour tableaux).

Pour déterminer les dimensions et les caractéristiques d'une grille, il suffit de connaître le format de l'appareil avec lequel nous voulons employer le posemètre et la focale de l'objectif pour lequel nous voulons calculer le champ du posemètre. Une méthode graphique simple évite tout calcul. Elle consiste à dessiner à une échelle suffisamment grande le trajet optique de l'appareil photographique utilisé, dans le plan horizontal d'une part et dans le plan vertical d'autre part. Il est dès lors facile connaissant la largeur de déterminer leur espacement dans le plan horizontal et dans le plan vertical. Prenons un exemple.

Supposons que nous ayons un appareil de format 9×12 sur lequel nous voulons utiliser un objectif de 135 mm de focale, cet objectif étant le seul dont nous disposons. Sur du papier millimétré, nous traçons une verticale de 9 cm. Sur la normale au milieu de ce segment, nous portons à une distance de 13,5 cm un point que nous considérerons comme étant le centre optique de l'objectif. Nous réunissons ce point aux extrémités du segment par deux droites qui délimitent le champ de l'appareil photographique dans le plan considéré (fig. 34 a). Nous pouvons répéter le même processus (fig. 34 b) pour le plan perpendiculaire au précédent (segment de 12 cm) mais en pratique il est préférable d'adopter verticalement et horizontalement le même espacement des la-

melles de la grille et nous nous baserons sur la plus petite dimension de l'image soit 9 cm dans le cas de l'exemple choisi. Afin que l'orientation du posemètre reste facile, il est bon que le champ soit plus réduit que celui de l'appareil. Il serait même intéressant qu'il soit notablement plus réduit, mais cette condition est difficile à remplir les cellules du commerce n'ayant pas une sensibilité suffisante. Nous nous contenterons donc d'admettre une certaine marge de sécurité, de l'ordre de + 10 % et porterons sur le segment représentant la plus petite dimension de la plaque (fig. 34 a) deux points à 1 cm des extrémités et tracerons comme précédemment deux droites joignant ces points à celui représentant le centre optique de l'objectif. Nous avons délimité ce que nous pourrions appeler le champ utile de l'appareil. D'une manière générale, le champ matérialisé par la grille peut être défini comme limité par les rayons extrêmes atteignant une extrémité de la partie de la cellule limitée par une case de la grille, après avoir passé à ras du bord supérieur opposé de cette case. Graphiquement, les limites du champ sont facilement mises en évidence en reproduisant avec les proportions convenables la figure 35. Il ressort de cette dernière que si à partir de la figure 34 a nous voulons déterminer les proportions de la grille, il suffit de déterminer sur le graphique deux points sur les deux droites limitant le champ utile, tels qu'ils soient symétriques des points déterminés précédemment par rapport au centre optique de l'objectif. Cela nous donne, si nous les réunissons deux à deux, la figure 36 qui correspond par ses proportions à une case de la grille obturée à une extrémité par la portion correspondante de la cellule. A partir de la figure 36, nous pouvons dès lors déterminer la largeur minima des bandes dont est faite la grille connaissant l'écartement de ces bandes. A ce sujet il convient d'observer toutefois que ces bandes ont intérêt à être aussi espacées que possible, c'est-à-dire à être aussi peu nombreuses que possible. Moins elles sont nombreuses, moins grandes sont les pertes. La solution la meilleure consiste à prendre une cellule ronde et à la placer au fond d'un tube de même diamètre et de longueur appropriée. La « grille » ne comporte dans ce cas plus qu'une seule case. Il faut en pratique rechercher un compromis, car, si nous voulons trop limiter le nombre de cases de la grille, il faut augmenter en

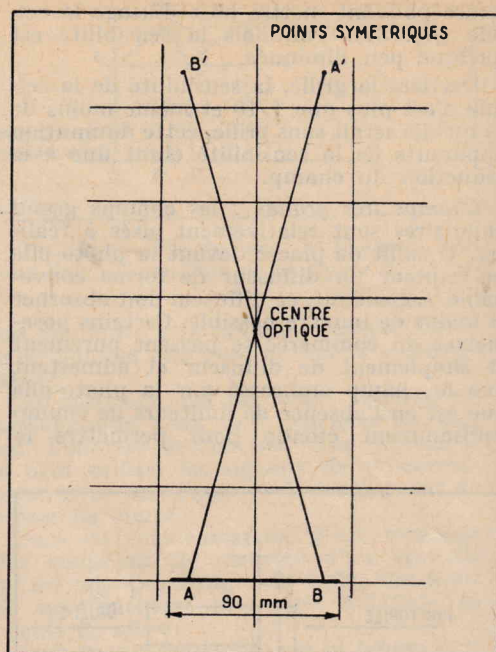


FIG. 35. — Détermination des points symétriques à ceux limitant le champ utile.

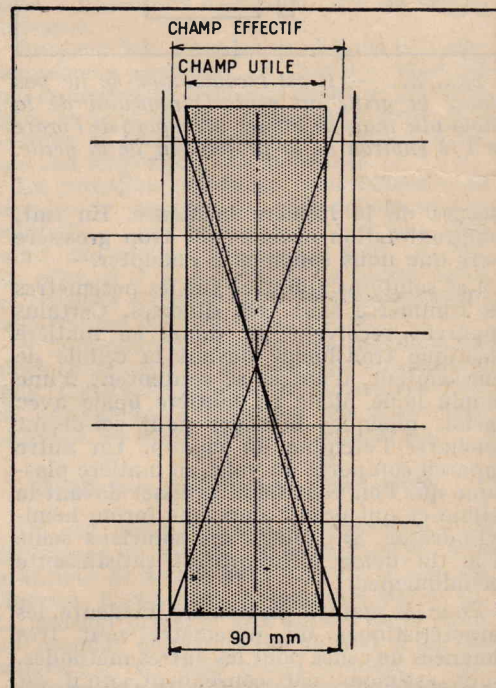


FIG. 36. — Les proportions du rectangle incrivant le champ utile correspondant à celles que devrait avoir la grille. Dans le cas présent c'est environ $1/4$. De telles grilles étant soit encombrantes, soit délicates à réaliser, il faudra en pratique se contenter d'un rapport plus modeste, $1/3$ voire $1/2$ par exemple.

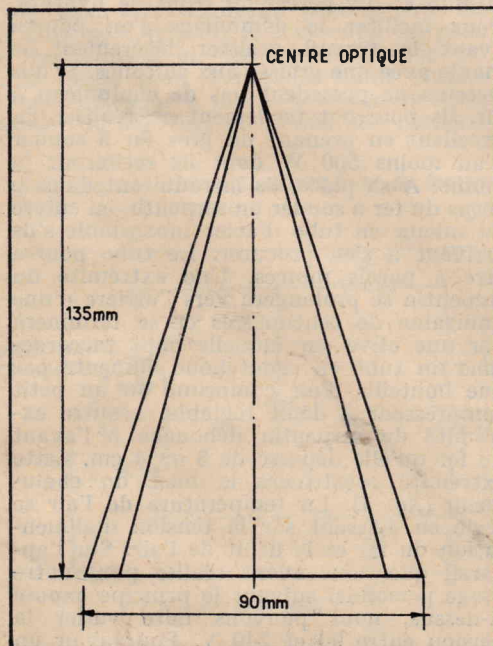
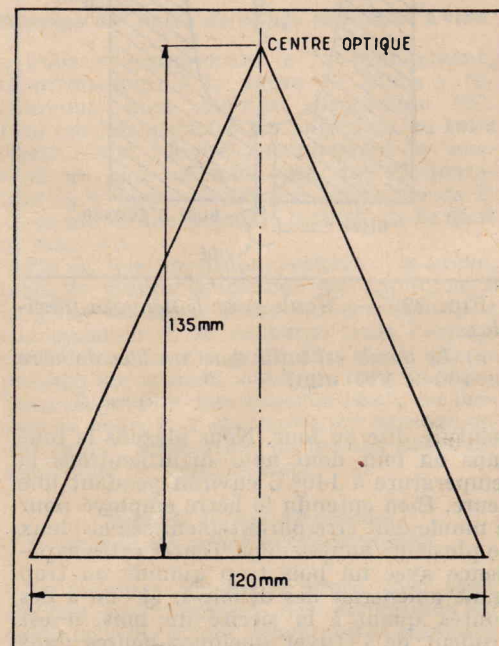


FIG. 34 a et 34 b. — Détermination du trajet optique totale et utile.



conséquence la largeur de la grille, et de cette sorte l'ensemble prend rapidement un encombrement prohibitif. Un nombre trop grand de cases rend par ailleurs très délicate l'exécution mécanique de la grille et c'est là une chose de première importance pour l'amateur. La sensibilité de la cellule peut être mieux utilisée si au lieu de disposer la grille à son contact immédiat, nous laissons quelques millimètres entre grille et cellule. Une bonne distance est $1/3$ environ de la largeur de la grille. L'éclairement de la cellule est de la sorte plus constant et avantage important, la cellule ne risque pas d'être endommagée par le contact de la grille. Il est en effet utile de rappeler que la surface sensible d'une photo-pile est extrêmement fragile, la moindre égrati-

gnure pouvant mettre hors d'usage la cellule (fig. 37). Toutefois la sensibilité est quelque peu diminuée.

Derrière la grille, la sensibilité de la cellule n'est plus que 1/10 et même moins de ce qu'elle serait sans grille, cette diminution apparente de la sensibilité étant due à la réduction du champ.

Champs très grands : les champs grand angulaires sont relativement aisés à réaliser. Il suffit de placer devant la photo-pile du capteur un diffuseur de forme convenable. Cependant, ce diffuseur doit absorber le moins de lumière possible. Certains posemètres du commerce se passent purement et simplement de diffuseur et admettent que le champ embrassé par la photo-pile nue est en l'absence de limiteurs de champ suffisamment étendu pour permettre la

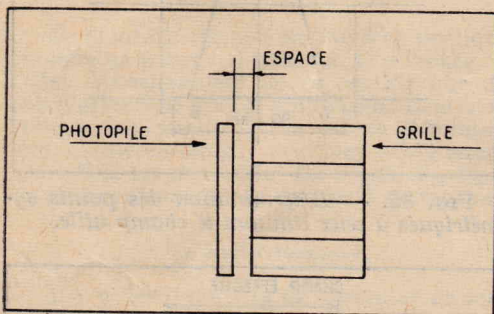


FIG. 37. — Il est recommandé de ne pas placer la grille au contact immédiat de la photo-pile mais de laisser un espace de l'ordre de 1/3 environ de la profondeur de la grille.

mesure de la lumière incidente. En fait, l'approximation obtenue est trop grossière pour que nous songions à l'adopter.

Les solutions adoptées sur les posemètres du commerce sont très diverses. Certains appareils reçoivent un dôme en matière plastique translucide devant la cellule de leur capteur, d'autres se contentent d'une simple lame plane en matière opale avec parfois quelques bossages pour soi-disant améliorer l'étendue du champ. Un autre appareil comporte un volet en matière plastique que l'on peut faire coulisser devant la cellule et qui prend alors une forme hémicylindrique. De toutes ces solutions seule celle du dôme diffusant est satisfaisante techniquement.

Pour les mesures en lumière incidente, les caractéristiques du posemètre sont très éloignées de celles pour les autres méthodes. Nous estimons par conséquent, qu'il est préférable d'avoir un posemètre spécial pour la lumière incidente, plutôt que de vouloir étendre à cette méthode les possibilités d'un posemètre ordinaire par adjonction d'un accessoire *ad hoc*. En effet, les instruments universels n'ont jamais rien valu et cette universalité n'a jamais été qu'un argument de vente, sans pour autant être un avantage.

Si nous adoptons le principe du posemètre spécialisé, nous pourrions prévoir ses organes en fonction de son usage particulier. La cellule sera ronde (60 mm de diamètre par exemple). Il n'y aura pas de grille devant elle et de préférence, nous séparerons le capteur du traducteur qui pratiquement sera toujours un galvanomètre. La taille de la cellule et la nature de la mesure permettront de choisir un galvanomètre plus robuste et plus précis que pour un posemètre ordinaire. Devant la cellule, nous fixerons le diffuseur. Nous pourrions par exemple le fixer à la monture même de la cellule, cette monture pouvant être d'un modèle du commerce auquel nous fixerons peut-être un court manche destiné à mettre la sonde mieux en main (fig. 38).

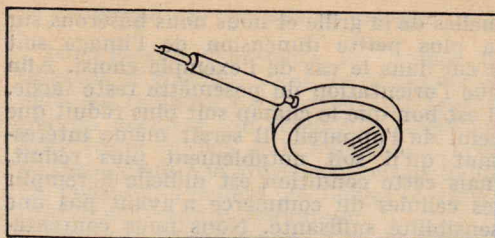


FIG. 38. — Préférer une cellule en monture du commerce avec manche.

Nous avons eu de bons résultats avec un dôme en plexiglas translucide dont la réalisation est à la portée de tout amateur un tant soit peu habile. Le *modus faciendi* peut se résumer comme suit : dans une feuille de plexiglas translucide (qualité pour négatoscopes) nous découpons un disque de 100 mm de diamètre. D'autre part, nous prenons un bloc de hêtre bien homogène dans lequel nous prenons un cylindre de 100 mm de diamètre pour 120 mm de hauteur. Nous creusons ce cylindre d'un logement rond selon détails de la figure 39. Les cotes sont celles convenant pour une cellule de 60 à 67 mm de diamètre. Nous mastiquons et polissons soigneusement le moule (intérieurement bien entendu) et dressons non moins soigneusement sa face supérieure. Eventuellement nous aurons recours également au masticage pour obtenir partout une surface impeccablement polie. Nous laissons sécher quelques jours le mastic et passons une couche de

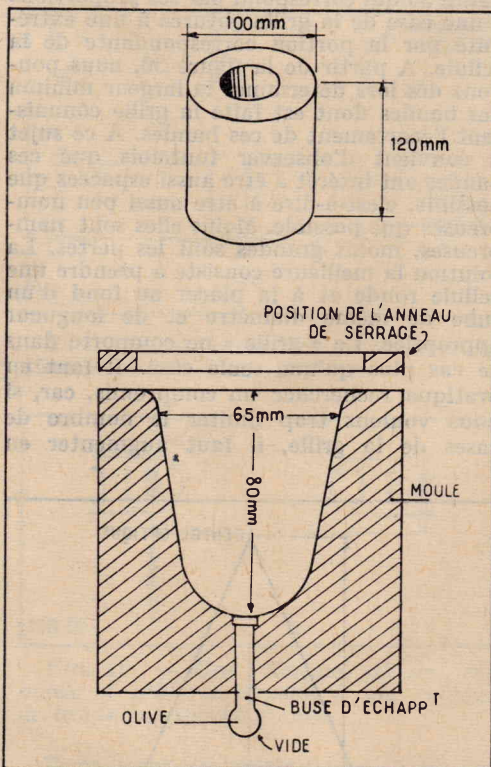


FIG. 39. — Moule pour le dôme en plexiglas.

a) Le moule est taillé dans un bloc de hêtre de 100 x 120 mm.

peinture dite au four. Nous plaçons le tout dans un four dont nous maintiendrons la température à 140° C environ pendant une heure. Bien entendu le hêtre employé pour le moule doit être parfaitement sec et vieux de plusieurs années déjà. Tenter cette expérience avec un bois trop humide ou trop jeune amènerait des déboires. Si l'on a des doutes quant à la siccité du bois, il est prudent de l'étuvier quelques heures dans un four à une centaine de degrés C. Il est

peu probable que nos lecteurs disposent d'une étuve de laboratoire et ils pourront tout aussi bien employer le four d'une cuisinière à gaz en bon état de fonctionnement et de bonne qualité. Il est pratiquement indispensable toutefois que cette cuisinière ait un hublot de grandes dimensions à son four afin que sans l'ouvrir il soit possible de l'extérieur de suivre le processus ou de surveiller la température.

Dans de l'aluminium de 6 mm d'épaisseur, nous taillons un anneau aux cotes de la figure 40. Nous plaçons le feuillet de plexiglas sur le moule et par-dessus nous plaçons l'anneau en aluminium. Un serre-joint maintient le tout en place tandis que nous perçons sur tout le pourtour de l'anneau une série de trous (une dizaine régulièrement espacés) par lesquels nous passons des vis à bois d'au moins 4 x 25

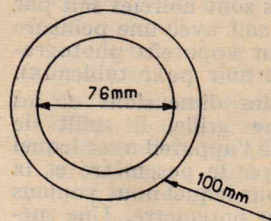


FIG. 40. — Cotes de l'anneau de serrage.

que nous serrons énergiquement. Le serre-joint peut alors être retiré. Au fond du moule, nous avions fixé avant masticage (voir fig. 39) une buse d'échappement terminée extérieurement par une olive. Nous branchons sur cette olive un tube en caoutchouc à parois épaisses (tube à vide) que par ailleurs nous raccordons à une trompe à eau ou mieux à une pompe à vide.

À l'aide d'un chalumeau à air nous chauffons aussi régulièrement que possible la partie centrale du disque en plexiglas, celle recouvrant le creux du moule. Si le travail est bien conduit elle commence au bout d'un instant à s'incurver. Continuer à chauffer et peu à peu, le plexiglas s'enfoncera de plus en plus dans le moule sous l'influence de la dépression et du ramollissement dû à la chaleur. Finalement il épousera parfaitement la forme du moule. Laisser refroidir dans le moule et démonter. Le dôme sortira prêt à l'emploi si le moule a été bien fait. Il suffira tout au plus d'un léger polissage pour lui donner l'aspect convenable. La seule opération qu'il reste à effectuer avant l'emploi est de réduire la largeur de la collerette de fixation à 5 à 10 mm et d'y percer les trous de fixation. Pour faciliter le démoulage l'on pourra avant le travail graisser légèrement le moule avec une graisse aux silicones. Si nos lecteurs ne possèdent pas de chalumeau à air, ils pourront facilement en réaliser un excellent en prenant un gros fer à souder d'au moins 500 W dont ils retireront la panne. À sa place, ils introduiront dans le corps du fer à souder un serpentin en cuivre ou mieux en tube d'acier inoxydable s'ils arrivent à s'en procurer. Le tube pourra être à parois minces. Une extrémité du serpentin se prolongera vers l'arrière d'une quinzaine de centimètres et se terminera par une olive sur laquelle nous raccorderons un tube en caoutchouc alimenté par une bouteille d'air comprimé ou un petit compresseur à débit réglable. L'autre extrémité du serpentin débouche à l'avant du fer qu'elle dépasse de 3 ou 4 cm. Cette extrémité constituera la buse du chalumeau (fig. 4). La température de l'air se règle en agissant sur la tension d'alimentation du fer et le débit de l'air. Sur l'appareil que nous avons réalisé pour notre usage personnel suivant le principe exposé ci-dessus, nous pouvons faire varier la tension entre 90 et 240 V. Pour avoir un meilleur rendement, nous avons noyé le

serpentin (en inox) dans un ciment réfractaire qui assure une meilleure transmission de la chaleur. A défaut de chalumeau à air, l'on pourra également travailler avec un projecteur d'infrarouge suffisamment puissant, éventuellement même avec une flamme de gaz molle.

L'absorption du plexiglas translucide étant sensible, nous avons cherché une autre solution. Nous nous sommes, après plusieurs essais infructueux, arrêtés à un tissu en nylon à mailles lâches. Il s'agit d'un tissu pour filtres industriels dont on trouve dans le commerce une version vendue comme toile moustiquaire. Le pas des mailles est de l'ordre de 1 mm. Dans un bloc de hêtre nous perçons un trou de 65 mm un diamètre dont nous passons la tranche au papier de verre et arrondissons l'arête supérieure. Nous fixons sur le bloc une coupe de tissu nylon et à la main essayons de lui faire prendre la forme d'une cloche limitée par le bord du trou. Nous immobilisons alors la toile et dans un autre bloc de hêtre nous taillons un noyau dont la forme et les cotes seront celles de la figure 42 (cotes valables pour des cellules rondes de 60 à 67 mm).

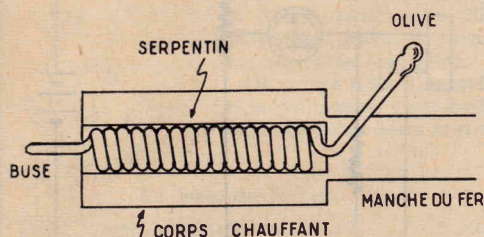


FIG. 41. — Confection d'un chalumeau à air avec un fer à souder puissant.

Nous plaçons tous les éléments dans un four où nous les portons à bonne température. Quelques essais permettront de déterminer la température optimale qui varie d'un tissu à l'autre. Nous enfonçons alors le noyau dans le trou du bloc en hêtre. Le tissu en nylon est alors mis en forme et pratiquement épouse celle du noyau. Laisser refroidir en maintenant le noyau en place. Après refroidissement démonter et tremper dans une solution pâteuse de plexiglas dans du diluant cellulosique. Entre chaque maille se forme une minuscule lentille divergente en plexiglas. Après séchage (au bout de quelques jours) l'ensemble constitue un dôme rigide qui, s'il n'a pas la robustesse de celui en plexiglas massif, est cependant suffisamment rigide pour résister à l'usage normal et possède l'avantage de n'absorber qu'un minimum de lumière tout en assurant un champ très étendu. Il faut bien entendu retailler la colerette de fixation et éventuellement la doubler d'un anneau en plexiglas.

2. Les traducteurs.

Comme nous l'avons déjà précisé plus haut, nous entendons par là, l'ensemble des dispositifs ou appareillages qui, dans un posemètre, permettent l'utilisation du signal photo-électrique délivré par le capteur et la détermination des données d'exposition à partir de ce signal.

Parmi les différents types de traducteurs possibles, nous distinguerons ceux utilisant un galvanomètre et ceux beaucoup moins courants employant un indicateur cathodique. Commercialement les premiers sont les seuls employés. Il existe d'autres procédés, mais qui sans intérêt pratique ne méritent pas que nous nous y attachions.

a) Microampèremètres.

Les traducteurs employant un microampèremètre sont à peu près les seuls uti-

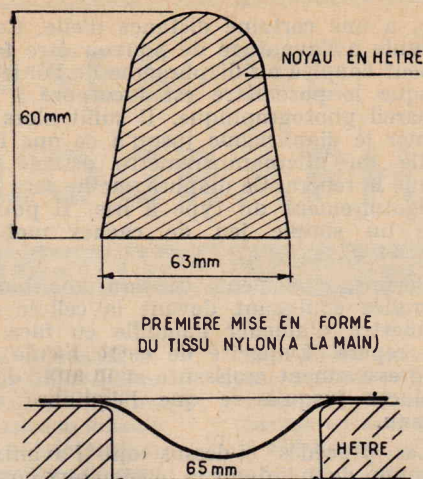


FIG. 42. — Formes pour la confection d'un dôme diffusant en toile de nylon.

lisés. Etant donné que sur les posemètres de prise de vue les capteurs sont pour ainsi dire tous équipés de photo-piles au sélénium, les traducteurs associés se contentent en général de mesurer le courant délivré par ces cellules. Cette mesure a lieu soit directement, soit par une méthode d'équilibrage. Dans les deux cas un amplificateur peut être associé au microampèremètre afin d'en augmenter la sensibilité.

Mesure directe du courant photo-électrique.

Dans ce cas le microampèremètre est simplement branché sur la sortie du capteur et sa déviation sert à déterminer les données d'exposition puisqu'elle est fonction de l'éclairement du capteur. Nous avons vu à plusieurs reprises déjà l'importance de la résistance de charge sur la courbe de réponse des cellules photo-voltaïques et des photo-diodes. La résistance interne du galvanomètre devrait en principe être nulle pour que la réponse soit linéaire. Elle doit en tous cas être adaptée à celle de la cellule afin que l'erreur de linéarité reste dans des limites tolérables et que les phénomènes annexes telles la fatigue, la perte de sensibilité momentanée qui l'accompagne, soient réduits à un minimum. Pour un posemètre une courbe linéaire n'est pas tellement intéressante que pour un luxmètre d'éclairagisme ou de laboratoire par exemple. Une échelle logarithmique serait au contraire bien plus intéressante. Certes, nous ne pourrions pas atteindre une courbe logarithmique, mais nous pourrions l'approcher plus ou moins grossièrement. Par ailleurs, il est heureux que nous n'ayons pas besoin d'une courbe linéaire car nous pourrions ainsi employer un microampèremètre de résistance interne plus élevée, c'est-à-dire moins sensible et par conséquent à la fois moins fragile et moins onéreux. Nous chercherons à adapter la résistance de ce microampèremètre à la résistance interne de la cellule. En toute rigueur, il faudrait alors que la résistance du galvanomètre varie avec la lumière car c'est ce qui se passe avec la résistance interne de la photo-pile. Toutefois, nous nous souviendrons que c'est aux faibles éclaircissements que le galvanomètre devrait être le plus sensible puisque la cellule délivre le moins de courant. Or, si nous voulons adapter la résistance du galvanomètre à celle de la cellule, c'est avant tout pour tirer le meilleur parti de la puissance délivrée par la cellule. Nous savons en effet, que si un générateur (ici la photo-pile) est chargé par une résistance égale à sa résistance interne, la puissance dans la résistance de charge est maxima. Pour toute autre valeur de la résistance de charge la puissance qui y est dissipée est plus

faible. Il y a donc intérêt à ce que l'adaptation des impédances ait lieu pour les faibles valeurs du courant photo-électrique. Expérimentalement, nous avons trouvé qu'une bonne valeur de la résistance du galvanomètre était 500 à 1.000 Ω pour une déviation totale à 50 ou 100 μA . Développer la théorie de cette adaptation mènerait fort loin sans que cela présente un intérêt pratique immédiat. Cette résistance étant trop élevée pour que la précision reste bonne aux forts éclaircissements, nous prévoyons en principe deux gammes de sensibilité et un shunt qui peut être branché en parallèle sur le galvanomètre en agissant sur un bouton poussoir. Lorsque le shunt est en service, la sensibilité est diminuée dans un rapport de 1 à 10, 1 à 20, éventuellement même de 1 à 100. Plus exactement, en pratique le shunt est branché en permanence sur le galvanomètre le protégeant ainsi des surcharges. Le poussoir permet de le mettre hors circuit et d'augmenter la sensibilité.

La résistance de 500 à 1.000 que nous indiquons ci-dessus pour le microampèremètre doit être considérée comme un maximum. En pratique, il vaut mieux utiliser un microampèremètre de même dévia-

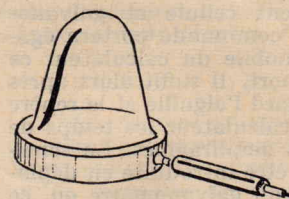


FIG. 43. — Photo-pile coiffée de son dôme diffusant pour la mesure de la lumière incidente.

tion totale mais de résistance interne plus faible, c'est-à-dire de consommation plus modeste. Il est toujours intéressant de prévoir deux gammes de sensibilité, avec un fort recoupement des deux gammes bien entendu.

Dirigé vers le sujet selon l'une des méthodes dont nous avons parlé plus haut, le posemètre reçoit sur son capteur la lumière qui par le truchement du courant photo-électrique fait dévier l'aiguille du galvanomètre. Le cadran de ce dernier comportera des divisions déterminées empiriquement et qui correspondront par exemple aux ouvertures de diaphragme. Un calculateur solidaire du posemètre sur lequel nous reporterons le diaphragme indiqué par l'aiguille du microampèremètre nous donnera en fonction de la sensibilité du film, le temps de pose correspondant ainsi que celui convenant pour toutes les autres valeurs de diaphragme. Eventuellement, au lieu d'être divisé en diaphragmes, le cadran sera divisé en temps de pose et le calculateur permettra de déterminer le diaphragme convenable pour tout temps de pose. Cette dernière formule est préférable en pratique, car elle permet une échelle de luminosités plus étendue, ce qui est important surtout si le posemètre est très sensible et comporte une seule gamme.

Pour éviter le report visuel, les posemètres commerciaux possèdent souvent une échelle spéciale où sont portés non des chiffres correspondant soit aux diaphragmes soit aux temps de pose, mais des canaux qui partant de la largeur comprise entre deux repères consécutifs du cadran vont s'élargissant pour arriver à une largeur uniforme et aboutir au bord du calculateur. Celui-ci est ainsi conçu qu'il suffit de suivre du regard le canal où s'est arrêtée l'aiguille et d'amener en face un repère du calculateur qui donne alors pour chaque diaphragme le temps convenant à la sensibilité de l'émulsion pour laquelle est réglé l'appareil. Certains appareils combinent les deux procédés que nous venons d'indiquer.

Très souvent au lieu de mesurer directement le courant photo-électrique l'on a recours à ce que nous appelons un équilibre. Nous entendons par là que par un dispositif adéquat le courant photo-électrique est amené à une valeur déterminée en agissant sur un organe de réglage de ce dispositif. La position de l'organe de réglage et non celle de l'aiguille du galvanomètre permet de déterminer les données d'exposition. Ces procédés ont l'avantage de permettre de coupler facilement le posemètre à l'objectif. Il suffit en effet, dans ces dispositifs, de faire apparaître l'aiguille dans le champ du viseur de l'appareil photographique et de coupler mécaniquement la commande du diaphragme de son objectif à celle du dispositif de réglage. Souvent celui-ci sera d'ailleurs également un diaphragme.

L'organe de réglage peut être de nature très différente. Tantôt ce sera un shunt variable en parallèle sur la cellule et le galvanomètre. Il permet alors de réduire la sensibilité du posemètre jusqu'à ce que la déviation de l'aiguille du microampère-mètre atteigne un repère fixe. Le shunt sera en pratique un rhéostat court-circuitant progressivement cellule et galvanomètre. Son axe de commande portera également le disque mobile du calculateur ce qui évite tout rapport. Il suffit alors après avoir amené en regard l'aiguille et le repère fixe de lire sur le calculateur les temps de pose en regard des diaphragmes. La sensibilité du film peut être introduite en déplaçant le repère fixe du galvanomètre ou, ce qui est plus avantageux, en déplaçant l'échelle du calculateur non solidaire de l'axe de commande. Bien entendu, le rhéostat doit avoir une loi de variation de résistance spéciale qu'il faut déterminer expérimentalement avant de réaliser un appareil suivant ce principe. Si cela n'était, il serait impossible de coupler directement le calculateur à l'axe de commande du shunt (fig. 44 a).

Dans d'autres cas, l'organe de réglage sera un diaphragme placé devant la cel-

lule, à une certaine distance d'elle. Cette formule a l'avantage de pouvoir être facilement couplée au diaphragme de l'objectif lorsque le posemètre est incorporé à un appareil photographique. Il suffit alors de fermer le diaphragme jusqu'à ce que l'aiguille du microampère-mètre associé atteigne le repère. Ce diaphragme ne sera pas obligatoirement du type à iris. Il pourra être un simple jeu de caches mobiles (fig. 44 b).

Parfois, également, ce sera une bande dégradée couissant devant la cellule qui permettra d'amener l'aiguille en face de son repère. L'opacité de cette bande est progressivement croissante et il suffit de la déplacer jusqu'à ce que l'équilibre soit obtenu.

Les procédés ci-dessus ont l'avantage commun de maintenir la tension aux bornes de la cellule constante. En effet, le galvanomètre travaillant à déviation constante et étant en parallèle sur la cellule, la tension aux bornes de cette dernière est toujours la même. La linéarité du dispositif est par conséquent excellente et il mérite d'être recommandé, surtout dans ses deux premières formes. La cellule fonctionne pratiquement en court-circuit. Rappelons que si nous maintenons à ses bornes une tension constante, cela revient à la faire fonctionner en court-circuit mais avec une pile virtuelle de f , e , m , constante et résistance interne nulle en série.

Nous avons rencontré également un procédé voisin du premier ci-dessus mais qui est loin d'en présenter tous les avantages. L'organe de réglage était simplement une résistance variable insérée en série avec le galvanomètre. On augmentait la résistance jusqu'à ce que la déviation du galvanomètre atteigne la valeur prédéterminée. Ce montage ne présente pas les mêmes qualités de linéarité que les précédents et nous le considérons sans intérêt pratique (fig. 44c).

Nous ne connaissons pas de posemètre commercial qui utilise une méthode de zéro à proprement parler. Remarquons toutefois que les méthodes dites de zéro ne sont qu'un cas particulier de celles que nous avons appelées plus haut, méthodes d'équilibrage. En effet, le courant prédéterminé est simplement fixé à zéro et il s'agit d'y amener le montage en agissant sur un réglage. De tels dispositifs sont utilisés au laboratoire pour les mesures avec des photodiodes ou des photo-résistances. Le courant photo-électrique est comparé à celui délivré par une pile de référence dont on peut faire varier le courant par une résistance série réglable. Dans d'autres cas, c'est le courant de la pile qui est fixe et le courant photo-électrique que nous ferons varier. Cette dernière solution est préférable à la précédente puisque la tension aux bornes de la cellule est ainsi maintenue constante. Le courant délivré par la pile étant constant également, la précision de l'étalonnage est meilleure. Le galvanomètre sert simplement à contrôler l'égalité des deux courants. Résistances, pile et cellule sont montées en pont et le galvanomètre fonctionne en indicateur de zéro. Eventuellement les résistances seront fixes et c'est un diaphragme qui permettra d'équilibrer le système. Avec des photo-piles ces montages sont sans intérêt pratique.

b) Indicateurs cathodiques.

Ces indicateurs ne sont utilisés que sur des appareils spéciaux ou de laboratoire. Ils remplacent avantageusement les galvanomètres comme indicateurs de zéro ou d'équilibre. Ils ne se prêtent pas contre pas à une mesure par déviation. Leurs principales qualités sont leur robustesse, leur sensibilité, leur faible prix, avantages aux-

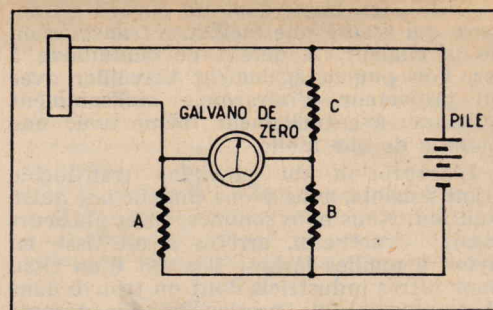
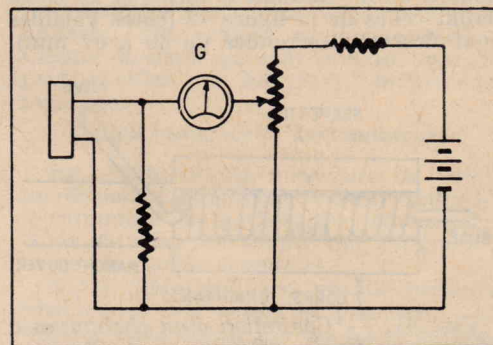
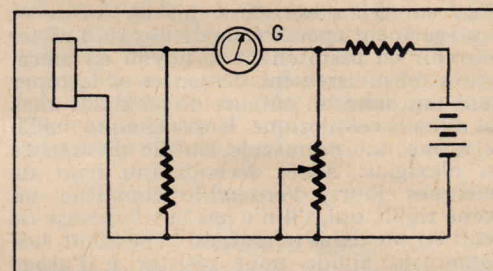


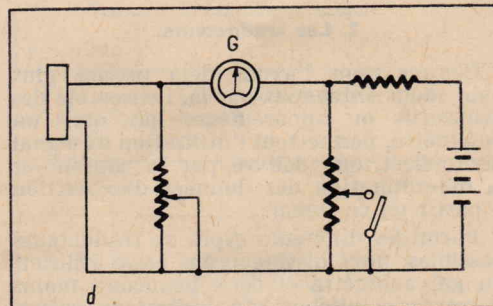
FIG. 45. — a) Montage pour photo-résistances et photo-diodes. L'équilibre peut être obtenu en agissant sur A, B ou C. Il est préférable cependant de choisir B petit par rapport à C et d'agir sur A, la tension aux bornes de l'élément photo-sensible restant alors constante ce qui améliore la linéarité et la fidélité du système.



b) Montage pour photo-pile avec pile de référence. Ce montage est à déconseiller parce qu'il constitue plutôt une mesure de ddp (voltmètre comparateur) qu'une mesure de courant d'où défaut de linéarité.



c) Autre montage pour photo-piles. Pas plus que le précédent, ce montage n'est à conseiller, la ddp aux bornes de la cellule ne restant pas constante.



d) Montage recommandé pour photo-piles. La ddp reste constante aux bornes de la cellule et l'organe de commande (équilibre) est la résistance série de la photo-pile. Il est facile avec ce montage de prévoir plusieurs gammes de sensibilité en commutant la résistance parallèle dans le circuit de la pile de référence.

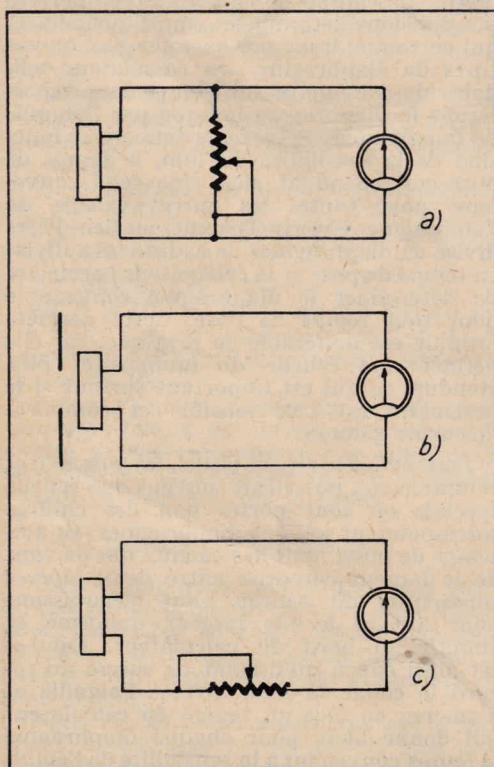


FIG. 44. — Schéma de principe des trois procédés d'équilibrage type.

quels il convient d'ajouter la possibilité d'être lus dans l'obscurité mais que contrebalancent de sérieux inconvénients. Ils sont en effet sensibles aux tensions plutôt qu'aux courants alors que les capteurs délivrent des courants et non des tensions, ils nécessitent une alimentation encombrante si elle est sur secteur ou gourmande si des batteries la constituent. Cette alimentation doit également subvenir aux besoins de l'amplificateur qu'il est indispensable de leur associer.

Pratiquement les indicateurs cathodiques ne conviennent que comme indicateurs de zéro. Il faut donc ramener tous les dispositifs à équilibrage à un système de zéro ce qui, en général, ne présente pas de difficultés exagérées puisqu'il suffit le plus souvent de prévoir une tension de référence à laquelle comparer celle fournie par le capteur et l'organe de réglage associé. L'amplificateur de tension sera d'un type classique pour tensions continues éventuellement à transistors. Dans un récent article publié dans cette même revue nous avons décrit avec tous les détails pour la mise au point un tel amplificateur ainsi que l'indicateur de zéro dont il fait partie. Nos lecteurs pourront avec fruit s'y reporter (*Radio-Plans*, n° 153 de juillet 1960). Souvent pour éviter l'amplificateur continu de réalisation et de mise au point toujours délicate, il sera possible d'avoir recours à un

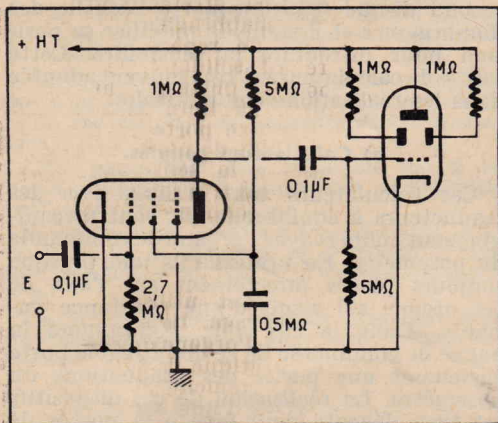


FIG. 46. — Indicateur visuel à pentode sous-alimentée. Il doit obligatoirement être précédé du circuit modulateur de la figure 48. Sa mise au point est assez délicate en raison de la sensibilité aux ronflements du tube amplificateur. L'indicateur visuel travaille en détecteur par la grille évitant ainsi l'emploi d'une diode supplémentaire.

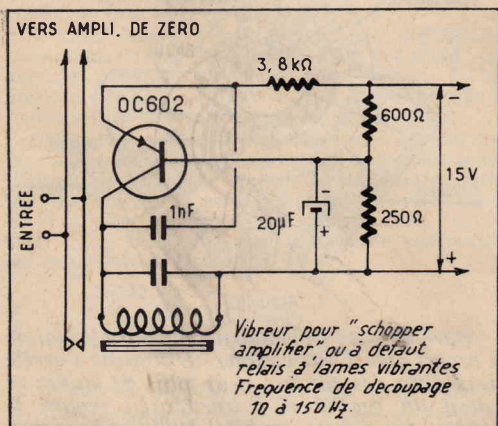


FIG. 47. — Modulateur pour indicateur de zéro à ampli-alternatif. Un système mécanique vibreur ou relais, court-circuite à cadence rapide l'entrée de l'indicateur de zéro et permet, sans dérive, la mesure de tension de l'ordre d'une fraction de millivolt.

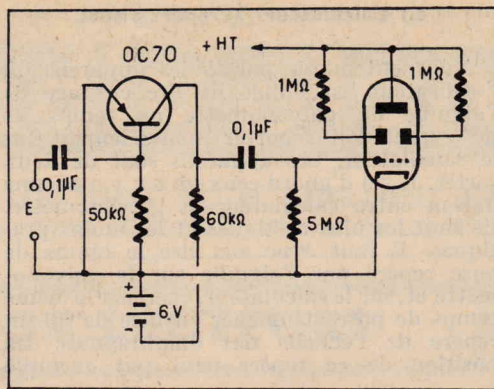


FIG. 48. — Perfectionnement du montage de la figure 47, cette formule utilise un transistor comme amplificateur. Le montage est moins délicat à mettre en œuvre que le précédent et procure un gain généralement suffisant. Comme en figure 46 l'indicateur cathodique fonctionne en détecteur grille. C'est ici un type secteur, mais rien ne s'oppose à l'emploi d'un modèle pour piles, DM70 ou DM71 par exemple.

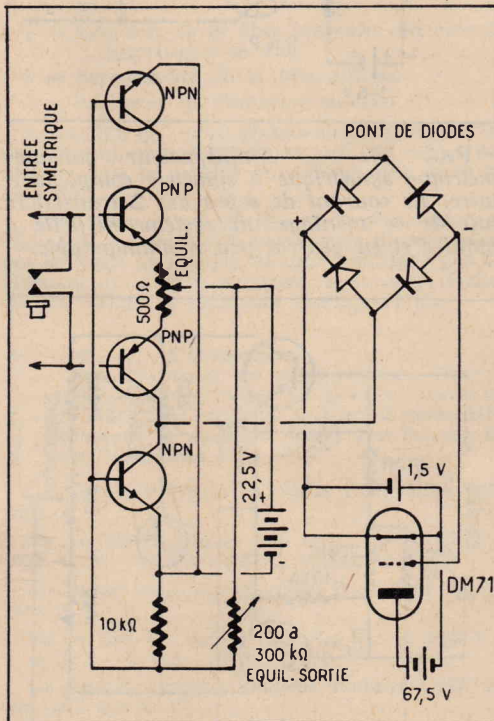


FIG. 49. — Indicateur de zéro avec amplificateur à courant continu de gain élevé (environ 20.000 en tension) équipé de 4 transistors deux à deux PNP et NPN. La très grande sensibilité que permet d'atteindre ce montage oblige à vérifier fréquemment son équilibrage. Pour cela un bouton poussoir permet de court-circuiter l'entrée. Le montage peut être perfectionné par adjonction du circuit de la figure 50. Si les transistors sont bien appariés cet indicateur peut être sensible à quelques microvolts.

système alternatif en hachant avec un vibreur le signal à mesurer.

Quelques schémas plus qu'un long exposé donneront au sujet de ces dispositifs les principaux renseignements utiles. Il est sans intérêt de s'y attarder plus longuement car leur signification pratique est de peu d'importance (fig. 46 à 51).

c) Amplificateurs.

Deux sortes d'amplificateurs sont susceptibles d'être utilisés sur des posémètres.

Ce sont d'abord des amplificateurs galvanométriques, amplificateurs de courant destinés à augmenter la sensibilité des galvanomètres utilisés. Ce sont ensuite sur certains types d'appareils des amplificateurs de tension destinés à faire dévier un indicateur cathodique. Il sortirait évidemment du cadre de cette étude de s'attacher aux particularités de ces amplificateurs. Les premiers relèvent de la technique générale des amplificateurs galvanométriques. Ils seront presque toujours à transistors, ceux-ci étant d'excellents amplificateurs de courant. Les seconds relèvent également d'une technique classique et nos lecteurs sont certainement habitués à leur maniement.

Les amplificateurs de courant étant employés comme amplificateurs de mesure doivent avoir un gain constant avec une précision aussi bonne que possible. Nous venons de dire que le plus souvent ils seront à transistors et il faut alors veiller à une compensation en température quasi parfaite. Leur impédance d'entrée sera aussi basse que possible et restera constante. Tout au plus pourra-t-elle diminuer avec l'amplitude du signal, mais elle devra alors le faire suivant une loi constante. L'impédance de sortie est indifférente, néanmoins lorsque ces amplificateurs sont chargés par un galvanomètre il faudrait que cette impédance soit du même ordre de grandeur que celle du galvanomètre afin qu'il y ait bonne adaptation. Le gain peut être relativement modeste, de l'ordre de vingt à cinquante fois par exemple, pourvu qu'il reste constant (fig. 52 à 54).

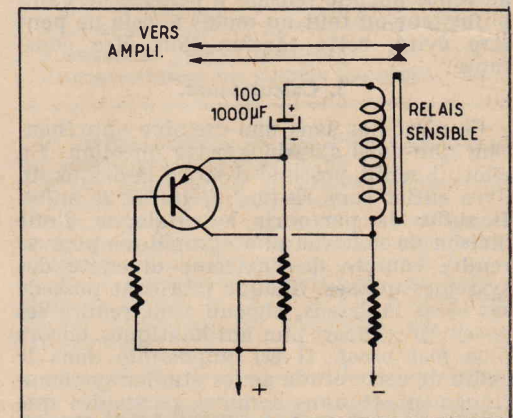


FIG. 50. — Perfectionnement au montage de la figure 49. Un transistor et un relais sensible forment un oscillateur à relaxation et court-circuitent périodiquement l'entrée de l'ampli. Il est alors plus facile d'en effectuer l'équilibrage et lors de la mesure, le zéro est lu avec plus de précision. La fréquence de l'oscillateur est de l'ordre de 0,7 à 1 Hz. La valeur des éléments doit être déterminée expérimentalement en fonction des caractéristiques du relais.

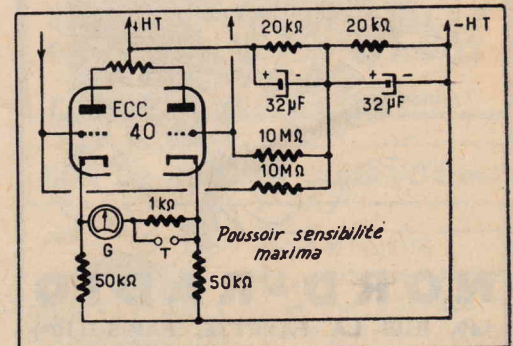


FIG. 51. — Amplificateur de zéro symétrique pour galvanomètre de zéro. Alimentation sur secteur.

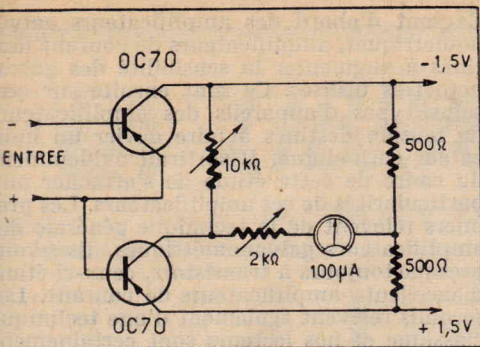


FIG. 52. — Amplificateur galvanométrique à 2 transistors montés en pont. Le gain est de l'ordre de 10 à 20. Cet amplificateur convient pour être branché à la sortie d'une photo-pile. Il faut prévoir plusieurs lampes obtenues en shuntant l'entrée.

Les amplificateurs de tension étant simplement destinés à augmenter la sensibilité d'un indicateur de zéro, leur gain peut varier dans des limites assez larges. Leur impédance d'entrée est indifférente, bien qu'elle ait intérêt à être assez basse afin que le premier étage fonctionne en adaptateur d'impédance et permette de mesurer les déséquilibres de tension mais les différences de courant. L'impédance de sortie serait indifférente également si l'amplificateur ne devait délivrer des tensions assez importantes. Le gain doit au minimum être de 100 (fig. 46 à 51).

Dans l'un et l'autre cas, il ne doit y avoir ni repos aucune tension à l'entrée de l'amplificateur ou tout au moins si cela ne peut être évité, cette tension doit être constante.

3. Calculateurs.

Ce n'est pas sans une certaine appréhension que nous abordons cette question. En effet, il serait possible d'écrire là-dessus un livre entier sans risquer d'épuiser le sujet. Il suffit de parcourir le catalogue d'une maison de matériel photographique pour se rendre compte de l'extrême diversité des systèmes utilisés. Chaque fabricant possède ses idées là-dessus, chacun veut rendre ses posemètres encore plus automatiques, encore plus fool proof. Il est impossible dans le cadre de cette étude de les étudier systématiquement et nous sommes persuadés que loin de nous en tenir grief, nos lecteurs nous auront gré d'y renoncer. Nous allons simplement essayer le plus rapidement possible, d'essayer de dégager les principes généraux de quelques grandes classes de calculateurs facilement reproductibles par l'amateur moyennement outillé.

a.) Calculateurs à report visuel.

Nous entendons par là les appareils où l'utilisateur est obligé de lire en face de l'aiguille du galvanomètre un temps de pose qu'il doit reporter manuellement sur le calculateur. Ces appareils sont de deux sortes. Il y a d'abord ceux où il n'y a aucune liaison entre calculateur et galvanomètre. Ce sont les plus rustiques et les moins pratiques. Il faut avec eux lire le temps de pose repéré par l'aiguille sur le galvanomètre et, sur le calculateur, chercher le même temps de pose et amener en face de lui un repère de l'échelle des diaphragmes. La position de ce repère peut par exemple

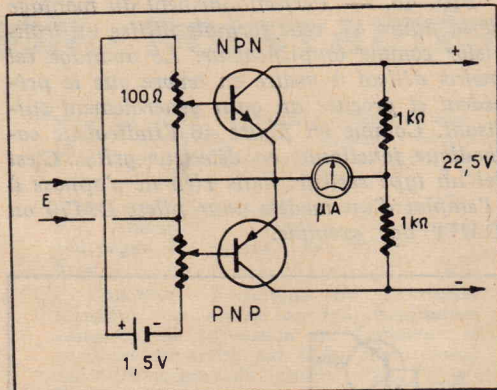


FIG. 53. — Amplificateur galvanométrique symétrique à symétrie complémentaire. Le courant de repos des 2 transistors fait de ce montage un système difficile à manier et en général peu recommandable.

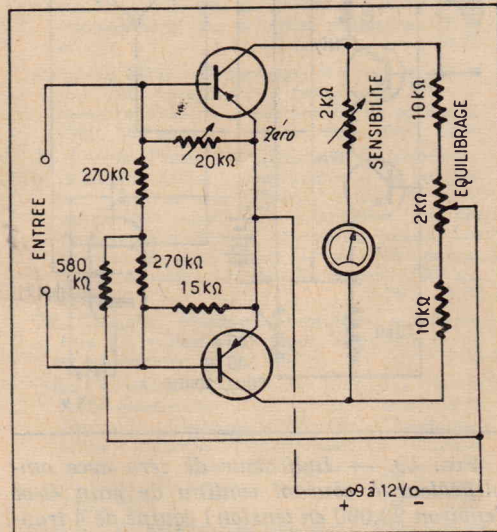


FIG. 54. — Amplificateur galvanomètre à gain élevé. Avec une paire de transistors à fort gain, il est facile d'atteindre un gain en courant de l'ordre de 50 à 60. Les transistors doivent avoir des caractéristiques aussi semblables que possible afin d'éliminer au maximum l'influence de la température et de l'usure des piles. C'est avec cet ampli que nous avons eu les meilleurs résultats pratiques.

être modifiée sur les disques des diaphragmes pour introduire la sensibilité du film dans le système qui en tient alors compte automatiquement.

Avec d'autres appareils d'un principe voisin, le cadran du galvanomètre ne comporte plus d'inscriptions. Il est simplement divisé en zones alternativement blanches et noires qui forment autant de canaux. Ces canaux vont s'épanouissant et arrivent au bord du calculateur avec une largeur constante. Il suffit de suivre du regard le canal en face

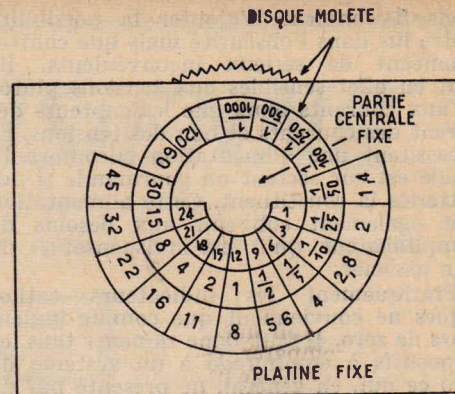


FIG. 55. — Calculateur simple à report manuel. L'aiguille du microampèremètre indique un temps de pose que nous reportons, lu sur le disque mobile en face de la sensibilité du film, lue sur la partie fixe centrale du calculateur. Il suffit alors de lire en face de chaque temps de pose le diaphragme correspondant, lu sur la platine fixe extérieure.

duquel l'aiguille s'est arrêtée pour avoir temps de pose et diaphragmes en regard après avoir amené un repère en face du canal. Ce repère est solidaire de l'échelle des temps de pose et porté par un disque moleté qu'il suffit de faire tourner. Un second disque semi-fixe porte l'échelle des diaphragmes et il suffit de modifier sa position pour introduire la sensibilité. Cette forme de calculateur est très souvent adoptée dans les réalisations commerciales.

b) Calculateurs couplés.

Ces calculateurs sont utilisés avec les traducteurs à équilibrage. Ils sont mécaniquement couplés avec l'organe de commande du posemètre. En pratique ils sont presque toujours placés directement sur l'axe de cet organe s'il s'agit d'une résistance variable. Dans le cas d'un diaphragme la bague de commande de ce diaphragme porte également une partie des graduations du posemètre. La réalisation de ces dispositifs est trop délicate pour être à la portée de l'amateur. En effet, la courbe du shunt variable doit être déterminée de telle sorte que les divisions du calculateur soient équidistantes. La même remarque vaut pour la résistance série si ce procédé est utilisé. Dans le cas du diaphragme, la réalisation mécanique pose des problèmes délicats.

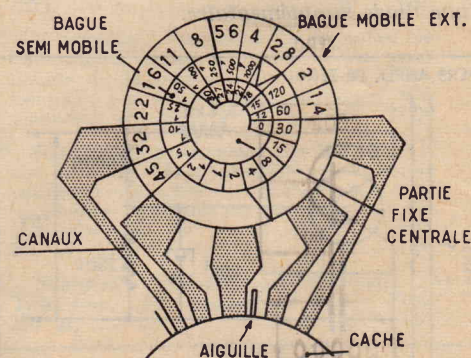


FIG. 56. — Calculateur plus perfectionné à report visuel par canaux. L'aiguille s'arrête dans l'un des canaux et il suffit de suivre ce canal du regard et d'amener en regard le repère du disque mobile des diaphragmes. Le disque concentrique au précédent et qui porte les temps de pose ayant au préalable été bloqué de sorte que son index corresponde à la sensibilité du film utilisé lue sur la partie fixe médiane : temps de pose et diaphragmes correspondants peuvent être lus en regard les uns des autres.

FERMETURE ANNUELLE

NORD-RADIO

149, RUE LA FAYETTE, PARIS (10^e)

informe sa fidèle clientèle que ses magasins seront fermés pour congés payés

DU 1^{er} AU 29 AOÛT

L'ARTISAN DEVANT LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés ne constituent pas une nouveauté technique puisque, les premiers qui furent réalisés par les Américains, l'étaient pour des buts militaires. Néanmoins leur développement s'est fait très lentement. De très nombreux procédés de fabrication ont été essayés avec des fortunes diverses et l'évolution de ce mode de construction électrique et radio-électrique ne semble pas sur le point de s'arrêter. Des perfectionnements sont donc encore à prévoir mais on est tout de même arrivé à un certain stade de stabilité qui conduit, notamment, à un emploi plus intensif des circuits imprimés dans les récepteurs. Et les radiotechniciens, même s'ils ne sont qu'artisans, ne peuvent plus les rejeter de leurs préoccupations, soit pour les utiliser, soit pour dépanner des récepteurs qui en sont pourvus.

L'emploi des circuits imprimés a été consacré par l'établissement de normes élaborées par la F.N.I.E. Celles-ci nous donnent d'abord une définition du câblage et du circuit imprimés.

Câblage imprimé.

Technique dans laquelle les connexions entre les pièces détachées d'un appareil électronique ou d'une partie de celui-ci, consistent en des bandes conductrices étroites situées à l'intérieur ou liées aux surfaces d'une plaque en matière isolante et dans laquelle toutes les pièces détachées fonctionnelles sont séparées de cette plaque.

Circuit imprimé.

Technique dans laquelle une ou plusieurs pièces détachées d'un appareil électronique, ou d'une partie de celui-ci, consistent en des bandes conductrices étroites situées à l'intérieur ou liées aux surfaces d'une plaque en matière isolante et dans laquelle les connexions entre ces pièces détachées et les autres pièces détachées de ce même appareil électronique, ou d'une partie de celui-ci, consistent en des bandes conductrices étroites situées à l'intérieur ou liées aux surfaces de la même plaque.

Dans la pratique courante cette distinction entre câblage et circuit imprimé n'est généralement pas suivie. Les câblages sont appelés aussi circuits imprimés et, de beaucoup, sont les plus répandus. Nous nous conformerons à l'usage et engloberons l'un et l'autre dans la dénomination « circuits imprimés ».

Fabrication des circuits imprimés.

Nous ne reviendrons pas sur les différents procédés de fabrication des circuits imprimés, nous rappellerons seulement que le plus usité consiste à employer une plaque isolante recouverte sur une ou deux faces d'une mince et uniforme couche de cuivre ou autre métal conducteur. En partant d'un schéma déterminé, le circuit est reproduit par morsure chimique du cuivre le faisant disparaître aux endroits qui ne correspondent pas au circuit que l'on veut

imprimer. C'est donc une méthode soustractive qui se pratique généralement par photogravure ou par sérigraphie (méthode à l'écran de soie). La figure 1 en indique le principe, A représente en coupe le stratifié recouvert d'une feuille métallique et B le circuit gravé.

En photogravure le report s'effectue en recouvrant la couche métallique des plaques d'une émulsion photo-sensible sur laquelle on pose un film négatif très contrasté de la photographie du câblage dessiné. Après une exposition à la lumière, d'une durée déterminée, l'émulsion se trouve impressionnée aux endroits correspondant aux parties blanches de ce négatif. On immerge ensuite la plaque dans un mordant qui dissout le cuivre de la plaque sauf sur les parties blanches qui correspondent au tracé du circuit.

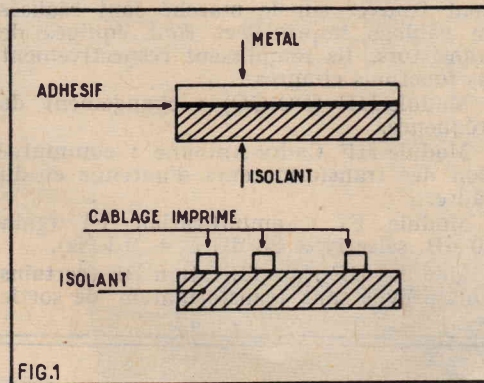


FIG.1

En sérigraphie le dessin du circuit est appliqué par voie photochimique sur un écran de soie à mailles serrées dont les parties du tissu, correspondant aux parties cuivrées qui ne doivent pas disparaître, sont obturées. L'immersion ou la projection d'un mordant s'effectue comme dans le cas précédent et, dans l'un et l'autre, on obtient une bonne précision dans le report des dessins ; elle est cependant plus grande avec la photogravure, mais avec la sérigraphie, le prix de revient est plus faible pour les petites séries.

La transposition d'un schéma en dessin d'un format déterminé pour l'établissement d'un circuit imprimé constitue une opération délicate car la moindre erreur peut avoir de regrettables conséquences. Et cette transposition est plus compliquée lorsque, pour réduire l'encombrement, on l'effectue sur des plaques métallisées recto et verso et que des connexions entre les deux sont nécessaires.

Cette opération se fait en tenant compte des grilles normalisées pour l'emplacement des trous nécessaires à la fixation et aux connexions des pièces détachées du circuit. S'il n'existe pas de conditions spéciales d'isolement les conducteurs sont généralement espacés de 1 à 1,5 mm.

Nous indiquons la complexité de toutes ces opérations pour faire comprendre qu'elle ne peuvent être réalisées qu'avec d'importants moyens industriels à moins de circuits très simples pour lesquels il est possible d'utiliser une encre résistant à l'acide de

la gravure ou des rubans (adhésif ou polyester) que l'on colle sur la couche métallique à l'emplacement des conducteurs, la gravure du circuit désiré s'obtenant ainsi directement. Mais ceci n'exclue pas l'emploi des circuits imprimés plus compliqués pour les moyennes entreprises et même pour les artisans.

Pour ceux-ci la réalisation de petites séries semble trouver sa meilleure solution auprès d'un spécialiste qui effectue à la demande l'impression d'un circuit.

Ces spécialistes de la gravure ont à leur disposition des stratifiés métallisés qui, maintenant, donnent toute satisfaction. Cette question de matières premières convenables est très importante car bien des déboires ont été provoqués à l'origine par le décollement ou le gonflement des couches métalliques du support et la qualité de l'adhésif est un élément primordial. Actuellement, même dans la fabrication nationale, des revêtements offrent la garantie voulue et les supports isolants du point de vue rigidité diélectrique, facteur de perte réduit pour les applications en haute fréquence et caractéristiques physiques, fournissent aussi toute garantie.

Les caractéristiques physiques indispensables pour les stratifiés sont : de ne pas être hygrométriques, de se découper facilement sans être soumis à des températures élevées et de supporter une élévation de température en particulier la chaleur des bains de soudure dont nous verrons plus loin l'avantage.

Cependant si les stratifiés d'épaisseur comprise entre 0,8 et 3 mm constituent les supports les plus courants, le verre ou le papier exsoly sont aussi utilisés, mais dans le matériel professionnel. Aux U.S.A. on adopte quelquefois le téflon pour les circuits imprimés destinés à des applications en hyperfréquences.

Les revêtements métalliques sont toujours en cuivre électrolytique pour les utilisations normales radio-électriques, mais l'aluminium et l'argent sont aussi employés. Les épaisseurs standard des feuilles sont 0,035 mm (la plus usitée) et 0,07 mm, cependant il existe des couches métalliques dont l'épaisseur n'est que de 0,02 mm. Cette épaisseur dépend à l'intensité du courant qui traversera les conducteurs qui ne doivent pas s'échauffer exagérément 140°C au-dessus de la température ambiante tout en conservant une largeur convenable. A noter cependant que le refroidissement s'effectue mieux que dans un conducteur classique isolé et qu'ainsi on peut admettre des densités de courant plus élevées que pour ces dernières. On considère qu'un conducteur imprimé de 1 mm de largeur et de 0,035 mm d'épaisseur peut supporter 6 A.

Néanmoins tous les déboires ne viennent pas uniquement des matières premières, la morsure chimique ou le traitement pour la protection des circuits peuvent avoir aussi une influence sur la stabilité des circuits dans le temps.

Le traitement des plaques imprimées après découpage, perçage, nettoyage et séchage n'est pas indispensable. Cependant les circuits livrés pour être utilisés en radio sont généralement protégés pour éviter l'oxydation et faciliter la soudure. Pour

Vient de paraître :

LES CAHIERS DE

SYSTÈME "D"

NUMÉRO 17

POUR LE BRICOLEUR CINÉASTE ET PHOTOGRAPHE

- Projecteur cinéma 9,5
- Enrouleur à films
- Fusil photographique
- Agrandisseur multiformat
- Flash électronique
- Télémètre - Pied - Visionneuse...

Prix : 2 NF

Adressez commandes à **SYSTÈME "D"**, 43, rue de Dunkerque, Paris-X*, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10, en utilisant la partie « correspondance » de la formule du chèque. Ou demandez-le à votre marchand de journaux qui vous le procurera.



FER A SOUDER

AVEC PRISE DE MASSE

● LONGUE DURÉE

● CHAUFFAGE RAPIDE

TOUTES PIÈCES INTERCHANGEABLES

● CONSTRUIT POUR DURER

30 ans d'expérience

Demandez Notice FS 14

36, av. Gambetta,
PARIS - 20^e - RQ. 03-02

PARLONS ÉLECTRONIQUE

(Suite de la page 40.)

Il est certainement beaucoup plus économique de prévoir deux aimants annulaires de cadrage (fig. 10). Ceux-ci sont simplement constitué par du fil de fer convenablement mis en forme et aimanté de manière à présenter dans la partie centrale, une intensité de champ de 4 à 8 Gs.

Le système de cadrage comporte deux aimants identiques qui doivent présenter la même aimantation au centre. Il est nécessaire qu'il en soit ainsi, de telle sorte qu'on puisse obtenir un champ exactement nul en plaçant les deux pièces côte à côte et en opposition, c'est-à-dire de manière que le pôle nord de l'une soit collée au pôle sud de l'autre.

En faisant tourner un aimant par rapport à l'autre on augmente progressivement le champ au centre et en faisant tourner l'ensemble on déplace l'image.

Les anneaux de cadrage sont placés entre la sortie de l'anode et l'entrée du système de déviation. Il est commode de monter les deux aimants sur une gouttière en métal non magnétique qui rend les manœuvres plus faciles.

MISE AU POINT DES RÉCEPTEURS DE TRAFIC

(Suite de la page 46.)

Plusieurs causes peuvent produire une distorsion de la BF : un condensateur de couplage peut avoir une fuite importante et appliquer sur la grille de la lampe suivante une tension positive. Le contrôle est assez difficile en position dynamique il faut mieux débrancher le condensateur et le mesurer à l'ohmmètre. Une lampe peut faire du courant grille : il n'y a pas de remède si ce n'est d'augmenter la polarisation, mais cela réduit l'amplification de la lampe et ce ne peut être qu'un pis-aller en attendant le moment de se procurer un autre tube. Le transformateur de sortie peut être mal adapté ou monté à l'envers, cela s'est vu. Maintenant toutes les déformations de la basse fréquence ne viennent pas nécessairement de ces étages, ils peuvent venir de la détection, ou encore des étages HF et MF lorsque ceux-ci sont saturés par la réception d'une station trop puissante et que la ligne d'antifading n'agit pas assez énergiquement.

Il y a bien d'autres pannes dont nous pourrions parler mais cela deviendrait vite fastidieux pour le lecteur comme pour le rédacteur.

Avec ces quelques notions nous pensons avoir satisfait un nombre assez grand de nos lecteurs qui réclamaient depuis longtemps des renseignements sur les récepteurs de trafic. Et bien entendu, nous restons à leur disposition pour tous tuyaux ou avis sur des réalisations ou des suggestions qu'ils pourraient nous faire.

A. CHARCOUCHET, F.9.R.C.

Achetez chaque mois

RADIO-PLANS

chez le même marchand

C'est une certitude de toujours le trouver

L'EFFET DOPPLER

(Suite de la page 13.)

Quant à g' nous le ferons égal à 10^{-2} , c'est en fait une grossière approximation et qui ne vaut que dans le cas où nous utilisons le premier procédé.

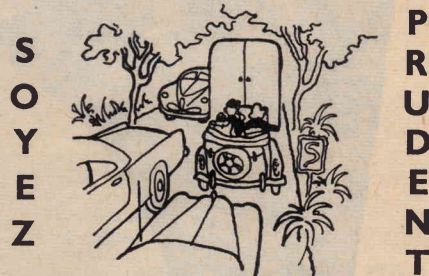
Si nous utilisons le second, il faudra prendre la valeur de $R =$ et se rappeler que $= a$ une hauteur h , g' a une valeur telle que :

$$g' = g \left(1 - \frac{2(R-h)}{R} \right)$$

Les mathématiciens trouveront en remplaçant g' par sa valeur une équation à deux inconnues, qu'ils résoudreont facilement en rejetant l'une des solutions peu probable dans le cas ci-dessus.

On voit donc que le calcul de la vitesse et de la hauteur d'un satellite n'est pas si difficile qu'on veut bien le laisser croire, et quoique très simple, la deuxième méthode donne des résultats très satisfaisants et comparables avec une marge très faible d'erreur au résultat transmis par les services spécialisés.

**VOUS PARTEZ ! NOUS AUSSI
MAIS**



**RECTA SERA FERMÉ
DU 1^{er} AU 21 AOUT INCLUS**

**BON REPOS
pour vous et votre famille**

**A BIENTOT : RECTA
37, Avenue Ledru-Rollin - PARIS (XII^e)**

**EN VACANCES
vous allez faire des photos**

Mais pour éviter les échecs et la médiocrité, lisez

**LA PHOTOGRAPHIE
A LA
PORTÉE DE TOUS**

Par Pierre DAHAN

Un volume de 144 pages et 80 illustrations

Grâce à sa documentation complète sur les appareils, les prises de vues, les temps de pose, l'installation du laboratoire, les accessoires, les agrandissements, les formules des différents types de révélateurs, fixateurs, renforçateurs, etc., etc., cet ouvrage sera votre guide indispensable pour obtenir des résultats impeccables.

PRIX : 2 NF

Ajoutez pour frais d'envoi **0,30 NF** et adressez commande à la Société Parisienne d'Édition, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e, par versement à notre compte chèque postal Paris 259-10, en utilisant la partie correspondance de la formule du chèque. Aucun envoi contre remboursement. Ou demandez-le à votre librairie qui vous le procurera (Exclusivité Hache-te.)