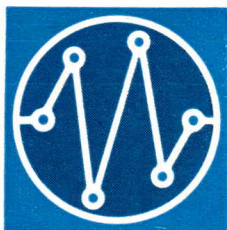


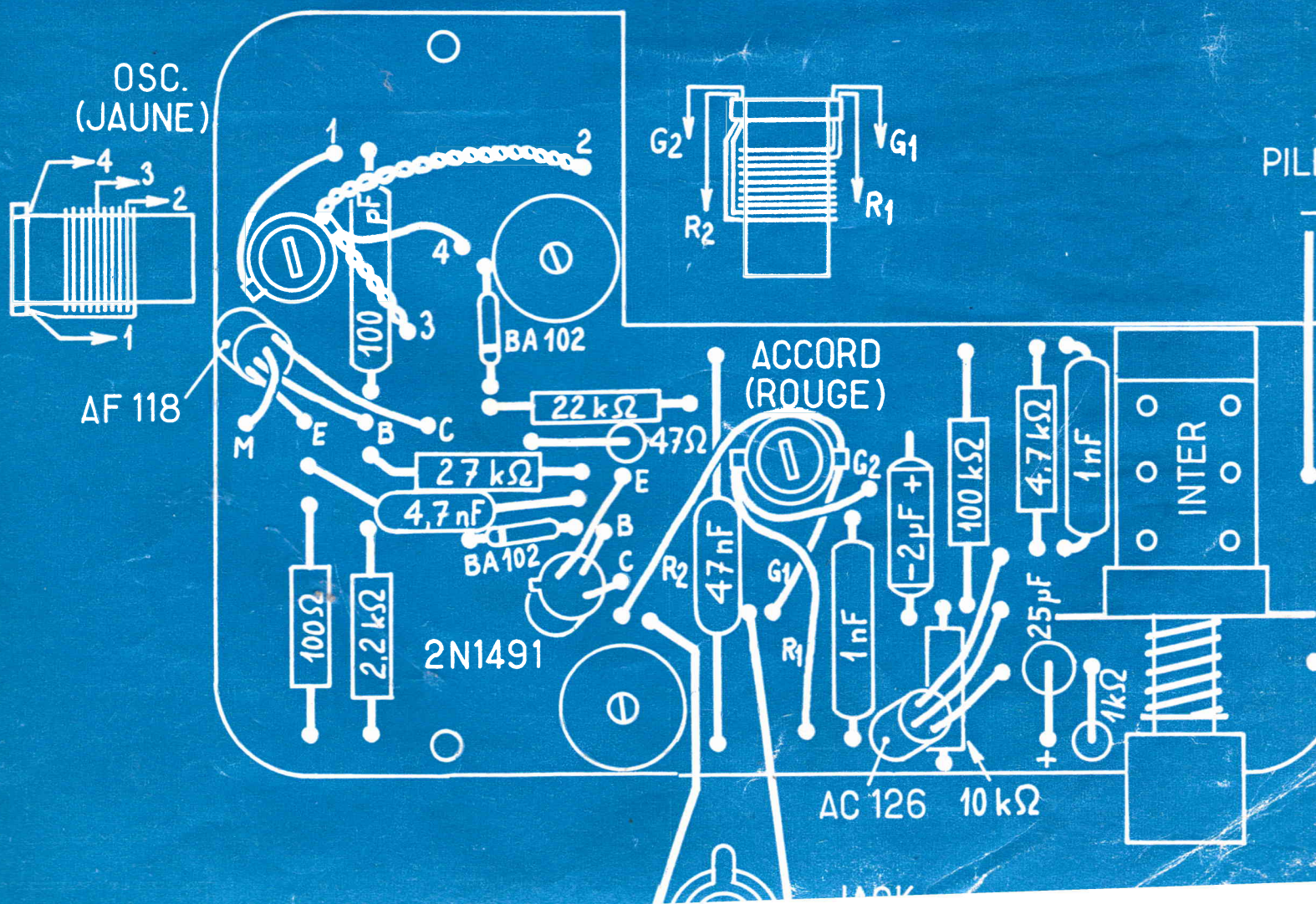
radio/plans



au service de l'amateur de radio de télévision et d'électron

dans ce numéro :

montages spéciaux pour magnétophones -
lampemètre simplifié - récepteur portatif à
transistors - ensemble stéréo à six transistors
de 2 x 10 watts - un oscilloscope de classe
professionnelle et cet ensemble micro-émetteur

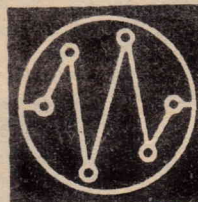


COLLECTION : LES SÉLECTIONS DE **radio/plans**

- N° 1 LA PRATIQUE DES ANTENNES DE TELEVISION**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E., et G. BLAISE
112 pages - 132 illustrations 7 F
- N° 2 SACHEZ DEPANNER VOTRE TELEVISEUR**
(Nouvelle édition)
124 pages - 102 illustrations 7,50 F
- N° 3 INSTALLATION DES TELEVISEURS**
par Gilbert BLAISE
52 pages - 30 illustrations 3,50 F
- N° 4 INITIATION AUX MESURES RADIO ET BF**
par Michel LEONARD et G. BLAISE
124 pages - 97 illustrations 4,50 F
- N° 5 LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRE-
QUENCE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
116 pages - 143 illustrations 6 F
- N° 6 PERFECTIONNEMENTS ET AMELIORATION DES
TELEVISEURS**
par Gilbert BLAISE
84 pages - 92 illustrations 6 F
- N° 7 APPLICATIONS SPECIALES DES TRANSISTORS**
par Michel LEONARD
68 pages - 60 illustrations 4,50 F
- N° 8 MONTAGES DE TECHNIQUES ETRANGERES**
recueillis et adaptés par R.-L. BOREL
100 pages - 98 illustrations 6,50 F
- N° 9 LES DIFFERENTES CLASSES D'AMPLIFICATION**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
44 pages - 56 illustrations 3 F
- N° 10 CHRONIQUE DE LA HAUTE FIDELITE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
44 pages - 55 illustrations 3 F
- N° 11 L'ABC DE L'OSCILLOGRAPHE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E., et G. BLAISE
84 pages - 120 illustrations 6 F
- N° 12 PETITE INTRODUCTION AUX CALCULATEURS
ELECTRONIQUES**
par Fred KLINGER
84 pages - 150 illustrations 7,50 F
- N° 13 LES MONTAGES DE TELEVISION A TRANSIS-
TORS**
par H.-D. NELSON
116 pages - 16,5 × 21,5 - 95 illustrations 7,50 F
- N° 14 LES BASES DU TELEVISEUR**
par E. LAFFET
68 pages - 16,5 × 21,5 - 140 illustrations 6,50 F
- N° 15 LES BASES DE L'OSCILLOGRAPHIE**
par Fred KLINGER
100 pages - 16,5 × 21,5 - 186 illustrations 8 F
- N° 16 LA TV EN COULEURS**
selon le dernier système SECAM
par Michel LEONARD
92 pages - 16,5 × 21,5 - 57 illustrations 8 F
- N° 17 CE QU'IL FAUT SAVOIR DES TRANSISTORS**
par F. KLINGER
164 pages - 16,5 × 21,5 - 267 illustrations 12 F

En vente dans toutes les bonnes librairies. Vous pouvez les commander à votre marchand de journaux habituel qui vous les procurera, ou à RADIO-PLANS, 43, rue de Dunkerque, PARIS-Xe, par versement au C.C.P. Paris 259-10. Envoi franco.

radio/plans



au service de l'amateur de radio
de télévision et d'électronique

SOMMAIRE DU N° 235 - MAI 1967

PAGE

- 19 Récepteur AVJ2 pour les candidats
amateurs d'O. C.
- 20 Montages spéciaux pour magnétophones
- 24 Récepteur portatif à six transistors
- 27 Ensemble micro-émetteur
- 32 Les mires des TV européennes
- 33 Construisez un oscilloscope
de classe professionnelle
- 40 Emploi pratique des générateurs Hall
- 42 Banc d'alignement et de mesures
- 44 Synchronisation et bases de temps
des T.V. en couleurs à tube rectangulaire
- 48 Le couplage critique
- 50 Ensemble stéréo à 6 transistors de 2x10 W
- 56 Revue de la Presse technique étrangère
- 58 Un lampemètre simplifié
- 61 Nos problèmes de câblage
- 61 IX^e Festival International du Son
- 63 Trigger de Schmit
- 65 Nouveautés et Informations

DIRECTION - ADMINISTRATION

43, Rue de Dunkerque
PARIS-X^e - Tél. : 878-09-92
C.C.P. PARIS 259.10

ABONNEMENTS

FRANCE : Un an 16,50 F - 6 mois : 8,50 F
ETRANGER : 1 an : 20 F

Pour tout changement d'adresse
envoyer la dernière bande et 0,60 F en timbres



PUBLICITE :
J. BONNANGE
44, rue TAITBOUT
PARIS (IX^e)
Tél. : TRINITE 21-11

Le précédent numéro a été tiré à 49.806 exemplaires

montages spéciaux pour magnétophones

par Gilbert BLAISE

Introduction

Les transistors ayant conquis le domaine des applications de l'électronique dans la technique des magnétophones, il ne reste plus que peu de réalisations commerciales à lampes ou hybrides mais il existe encore beaucoup de magnétophones de ce genre en service chez les utilisateurs et comme ces appareils sont robustes et donnent d'excellents résultats, leurs possesseurs, s'en servent pendant de longues années encore.

Parmi les appareils électroniques utilisés par les amateurs et par les professionnels, les magnétophones sont incontestablement ceux qui donnent le plus de satisfactions à leur propriétaires, non seulement en raison de leurs possibilités d'enregistrement et de lecture mais aussi parce qu'ils possèdent des avantages particuliers, comme les suivants : enregistrement et lecture immédiats, effacement indéfini, économie considérable en matières premières (rubans) ce qui n'est pas le cas de l'enregistrement sur disques, qualité de son au moins aussi bonne qu'avec tout autre procédé, peu de chances de dérèglages ou de pannes, nombre important d'applications agréables et mêmes précieuses pour certains utilisateurs tels que : bureaux, auteurs, musiciens, orateurs, artistes, étudiants, etc.

Nous nous proposons d'indiquer ci-après, quelques possibilités d'améliorations et perfectionnements des magnétophones que l'on possède et qui fonctionnent correctement.

Séréophonie 2 demi-pistes

De très nombreux magnétophones sont monophoniques ce qui est largement suffisant pour la plupart des applications mais comme la plupart des utilisateurs sont amateurs de musique, il est évident qu'ils désirent transformer leur magnétophone monophonique en magnétophone stéréophonique.

Il s'agit donc de réaliser les transformations nécessaires qui ne sont pas d'une difficulté insurmontable pour un amateur familiarisé avec les travaux de réalisations de montages électroniques, ces travaux étant évidemment d'ordre électrique et électronique et aussi d'ordre mécanique.

Pour le passage de la monophonie à la stéréophonie il faut pratiquement « dou-

bler » tous les dispositifs, sauf ceux mécaniques concernant le moteur (ou les moteurs) les bobines et l'entraînement du ruban.

Considérons d'abord le cas de l'enregistrement monophonique.

On dispose de deux têtes, l'une d'effacement TE (voir figure 1) et l'une d'enregistrement-lecture TLE. Ces têtes sont du type demi-piste donc opèrent sur une demi-piste du ruban qui défile devant elles.

Comme le montre la figure 1, le ruban défilant dans le sens de la flèche, c'est-à-dire de gauche à droite, est généralement enregistré par une opération antérieure sauf le cas de son premier emploi lorsqu'il est neuf.

La tête d'effacement (voir notre précédent article) supprime l'enregistrement existant A et de ce fait, lorsque la portion du ruban arrive dans la zone B située entre les deux têtes, celui-ci redevient « vierge » et est prêt pour un nouvel enregistrement.

Celui-ci se réalise à l'aide de la tête TLE en fonction enregistrement. La zone C est donc pourvue du nouvel enregistrement qui a remplacé l'ancien.

On a enregistré ainsi la demi-piste, qui, dans la disposition des éléments, est la demi-piste supérieure que nous désignons par piste 1.

Pour la piste inférieure il ne se passe rien, celle-ci n'étant ni réenregistrée ni lue.

Afin d'utiliser la piste 2, on attend généralement que la piste 1 soit intégralement enregistrée. En ce moment, le ruban tout entier se trouve enroulé sur la bobine collectrice de droite tandis que la bobine magasin de gauche est vide. On permute les deux bobines ce qui oblige aussi à permuter les faces.

La piste 2 se trouve maintenant au-dessus de la piste 1 comme le montre la figure 1 en (b).

La piste 2 se trouvant à la place de la piste 1, l'opération enregistrement s'effectue de la même manière, sans affecter en rien l'état de la piste 1.

Si l'on veut faire de la stéréophonie ou, d'une manière plus générale, l'enregistrement ou la lecture simultanée des deux pistes à la fois, les têtes monophoniques dont on dispose ne peuvent plus être utilisées. Il faut les remplacer par des têtes à deux éléments x_1 et x_2 , y_1 et y_2 .

La figure 2 montre la disposition des organes dans le cas de l'enregistrement de deux pistes à la fois. Grâce aux têtes dites doubles, à éléments x_1 , x_2 et y_1 , y_2 , le ruban qui doit toujours défiler dans le même sens, celui de la flèche, est enregistré, comme dans le cas précédent, mais sur les deux pistes à la fois.

Cette disposition est celle correspondant à l'emploi de têtes dites deux demi-pistes

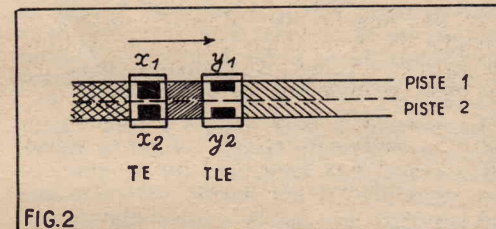


FIG.2

(en abrégé « commercial » : 2/2 ou 2 1/2 etc.).

Pour la stéréophonie ou autres applications de double enregistrement simultané, cette solution est la meilleure possible pour l'amateur, les pistes ayant la largeur maximum, égale à un peu moins que la demi-largeur du ruban.

Nous conseillons de préférer cette solution dans tous les cas, même si le magnétophone possède la vitesse de 19 cm/s. Elle est obligatoire, à notre avis, si la vitesse maximum est de 9,5 cm/s. Au-dessous de celle-ci c'est-à-dire 4,25 ou 2,1 cm/s, seuls des enregistrements de parole ou de bruits peuvent être conseillés mais pas des enregistrements de musique.

Séréophonie 2 quarts de piste

On peut aussi utiliser des têtes à deux éléments chacune agissant sur la largeur d'un quart de piste comme le montre la figure 3. Les éléments enregistreurs sont x_1 , x_2 et y_1 , y_2 et effacent et enregistrent (ou lisent) les pistes dites 1 et 3 qui sont en réalité deux quarts de la piste totale. Pratiquement, la piste totale étant de 6,35 mm le quart correspond à $6,35/4 = 1,58$ mm mais les éléments enregistreurs ou de lecture n'ont qu'une largeur de 1,2 mm environ afin d'être bien séparés les uns des autres.

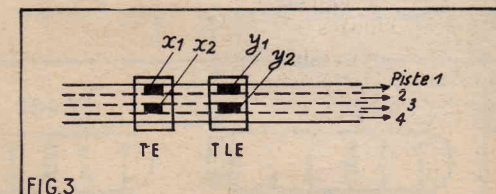


FIG.3

Avec une vitesse de 19 cm/s les résultats obtenus sont encore excellents, presque aussi bons qu'avec des demi-pistes. Pour la musique nous ne conseillons pas les quarts de piste avec des vitesses moindres que 19 cm/s. L'avantage des « quatre pistes » est qu'après avoir enregistré (ou lu) les pistes 1 et 3, on retourne le ruban comme on le fait pour une seule demi-piste ce qui permet d'utiliser les pistes 2 et 4. La piste 4 est alors utilisée par les éléments x_1 et y_1 et la piste 2 par les éléments x_2 et y_2 .

En sacrifiant légèrement la qualité de l'enregistrement, un même ruban aura une durée d'utilisation double avec 4 pistes

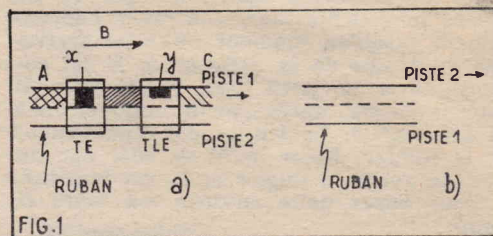


FIG.1

par rapport à l'emploi d'un système à deux demi-pistes.

Emploi en monophonie

Lorsque le magnétophone possède des têtes pour deux demi-pistes ou 2 quarts de piste, l'enregistrement monophonique est également possible.

Dans le cas de têtes à deux demi-pistes, on peut choisir entre deux possibilités :

1° Procéder comme dans le cas de têtes « une seule demi-piste » donc n'utiliser que les éléments x_1 et y_1 , puis retourner le ruban et utiliser les mêmes éléments pour l'autre demi-piste. C'est le procédé qui fait perdre le moins de temps pour passer d'une piste à l'autre si la marche arrière n'est pas très rapide.

2° Dès que la piste 1 est terminée, on effectue le réenroulement sur la bobine magasin et on enregistre ensuite, avec les éléments x_2 et y_2 , la piste 2.

Ce procédé est à utiliser lorsque la marche arrière du ruban est très rapide. On ne perd pas trop de temps et on n'a pas à permuter les bobines.

Avec 4 pistes, on enregistre d'abord la piste 1 avec les éléments x_1 et y_1 . Ensuite on choisit parmi les deux procédés indiqués plus haut. Si l'on adopte le premier procédé, après la piste 1 on retourne les bobines et on enregistre (ou lit) la piste 4 avec les éléments x_1 et y_1 . Puis on retourne de nouveau les bobines et on enregistre la piste 3 avec les éléments x_2 et y_2 et enfin en retournant encore les bobines, on enregistre la piste 2 avec les éléments x_2 et y_2 .

Dans le second procédé on est amené à enregistrer (ou lire) d'abord la piste 1, puis après rebobinage la piste 3. Il faut ensuite retourner les bobines et enregistrer la piste 4 puis la piste 2.

A la lecture, les pertes de temps entre le passage d'une piste à l'autre ont moins d'importance qu'à l'enregistrement où l'on perd forcément une partie des sujets à enregistrer s'ils proviennent de la radio par exemple.

Opérations de modification

On désire transformer le magnétophone monophonique muni de têtes une demi-piste en magnétophone à têtes deux pistes, par exemple à deux éléments demi-piste.

La première opération évidente est le remplacement des têtes une demi-piste par des têtes deux demi-pistes. Ce remplacement n'est pas d'une simplicité enfantine. Il doit être effectué d'après les recommandations suivantes :

1° Les nouvelles têtes doivent avoir pour chaque élément les mêmes caractéristiques électriques que celles des têtes monophoniques qu'elles remplacent, ceci afin de pouvoir utiliser, pour une piste, l'ensemble électronique du magnétophone considéré ;

2° Les nouvelles têtes doivent être identiques, au point de vue mécanique aux précédentes, c'est-à-dire pouvoir se fixer à leur place par les mêmes dispositifs et être alignées au même niveau par rapport au ruban.

La meilleure solution concernant ces deux recommandations est de s'adresser au fournisseur du magnétophone, ou, à défaut de celui-ci au constructeur du magnétophone ou, si l'on peut identifier les types des têtes, à leur fabricant.

Si aucun de ces spécialistes ne peut être atteint, on s'adressera à un spécialiste du magnétophone, il en existe d'excellents parmi nos annonceurs.

Le remplacement des têtes est aisé si les conditions mentionnées sont remplies et très délicat si la condition mécanique ne l'est pas. Dans ce cas il vaut mieux charger un spécialiste du remplacement des têtes, sans dommage pour le magnétophone.

Pour les têtes deux quarts de piste, les mêmes conseils sont valables.

La seconde phase des opérations de modification consiste dans la partie électronique. Il est nécessaire, évidemment, de disposer d'une deuxième chaîne de préamplification d'enregistrement et de préamplification et amplification de lecture.

C'est encore aux spécialistes mentionnés qu'il faut faire appel pour obtenir, dans l'ordre des préférences :

a) exactement les mêmes circuits que pour l'ensemble existant ou, à défaut :

b) des circuits différents mais équivalents ;

c) si les deux premières solutions ne sont pas possibles, on se procurera un ensemble stéréo complet, c'est-à-dire deux canaux identiques mais adaptés aux nouvelles têtes prévues. Le plus pratique est de s'adresser à la même maison pour les deux opérations : remplacement des têtes et ensemble électronique stéréo. La dernière solution revient alors à ne se servir du magnétophone primitif que comme platine.

Caractéristiques des têtes

En consultant les catalogues des fabricants de têtes de magnétophones ou les ouvrages spécialisés, on constate que les caractéristiques des têtes sont différentes selon les types choisis non seulement au point de vue des données électriques (impédance à 1 000 ou 10 000 Hz, résistance en continu, tension à appliquer ou tension de sortie, etc.), mais aussi au point de vue des dimensions mécaniques, du mode de fixation, du blindage, du guidage du ruban et, bien entendu, de la qualité.

La qualité d'une tête diffère selon le prix, chez un même fabricant. Des têtes stéréo d'amateur coûtent selon la qualité (il y a en souvent plusieurs) entre 100 et 200 F pour celle de lecture-enregistrement et entre 20 et 50 F pour celle d'effacement.

Les têtes dites professionnelles, les meilleures au point de vue des résultats obtenus, valent parfois 2 à 4 fois autant que les têtes non professionnelles.

Elles se caractérisent par des courbes de réponse plus étendues, de meilleures blindages contre les signaux parasites, moins de distorsion propre, meilleur effacement, plus d'uniformité de l'enregistrement sur la largeur totale de la piste considérée (1, 1/2 ou 1/4 de piste). Certaines têtes professionnelles coûtent parfois plus qu'un magnétophone complet d'amateur.

On notera toutefois que pour obtenir des résultats exceptionnels d'une tête professionnelle, l'ensemble électronique doit être lui aussi de qualité professionnelle, ainsi que la partie mécanique.

Les platines et les montages électroniques dits *semi-professionnels*, conçus pour les amateurs très difficiles conviennent parfaitement, la qualité *professionnelle* pure, ne comportant que des dispositifs spéciaux dont la plupart sont de peu d'intérêt pour un amateur.

Voici maintenant quelques indications sur les caractéristiques des têtes.

D'abord considérons les têtes de lecture et d'enregistrement. Une bonne solution est l'emploi de la même tête pour la lecture et l'enregistrement mais une meilleure solution est de disposer de deux

têtes séparés, cas possible s'il y a de la place sur la platine pour une tête de plus.

La fameuse expression, deux têtes valent mieux qu'une seule, est valable aussi pour les magnétophones...

A titre d'exemple, voici au tableau I les caractéristiques des diverses têtes d'enregistrement ou d'enregistrement-lecture, que l'on peut choisir parmi celles existant chez un spécialiste réputé.

Ces têtes sont qualifiées d'« universelles ». Il s'agit en fait de têtes du type *semi-professionnel* comme indiqué plus haut c'est-à-dire destinées aux magnétophones « grand public » mais de haute qualité. Le choix des têtes se fait en recherchant la tête dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles à remplacer si l'on conserve la partie électronique primitive pour un des canaux et on acquiert le deuxième canal de caractéristiques équivalentes.

Voici quelques précisions sur les valeurs numériques du tableau I.

L'entrefer doit être de l'ordre de 10 μm (1 μm = 10^{-6} m = micron, terme à ne plus employer, remplacé par *micromètre*) pour une tête d'enregistrement.

Pour la lecture, l'entrefer doit être plus petit, 3 à 6 μm . S'il est trop grand, on ne reproduira pas bien les signaux aux fréquences élevées.

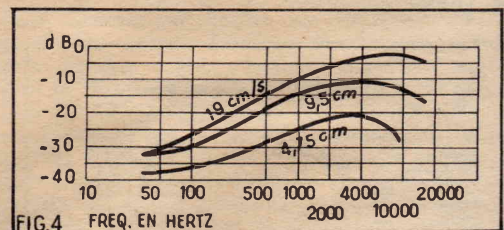
Si l'on utilise la même tête pour l'enregistrement et la lecture, une bonne valeur l'entrefer est 3 à 5 μm .

Avec deux têtes, on choisit une tête à 10 μm d'entrefer pour l'enregistrement et une tête de 3 μm pour la lecture, combinaison donnant les meilleures courbes de réponse.

Dans la deuxième colonne du tableau, on indique le nombre des éléments de la tête : $1 \times 1/2$ = une seule demi-piste, 1×1 = pleine piste (peu d'intérêt pour les amateurs), $2 \times 1/2$ = deux demi-pistes, $2 \times 1/4$ = deux quarts de piste.

La self-induction est celle mesurée avec un signal de 50 mV à la fréquence de 1 kHz. On voit que les enroulements des têtes sont à self-induction élevée (beaucoup de spires) de 350 H ou à self-induction faible (peu de spires), de 20 H par exemple ou moyennes comme ceux de 120 H.

Le courant d'enregistrement est celui fourni par l'oscillateur haute fréquence (de 40 à 100 kHz), accordé sur 100 kHz. Des essais ont été faits avec diverses combinaisons de têtes et de bandes.



Dans le cas des courbes de la figure 4, on a utilisé des têtes combinées enregistrement-lecture et on a relevé les courbes de réponse en lecture à l'aide de bandes étalon préenregistrées sur des magnétophones spéciaux étalons.

Trois courbes ont été obtenues, pour les vitesses de 19, 9,5 et 4,75 cm/s. La courbe 19 cm/s indique un maximum à $f = 10\,000$ Hz, celle de 9 cm/s montre un maximum à $f = 4\,000$ Hz environ et celle à 4,75 cm/s, avec un maximum à $f = 3\,000$ Hz environ.

On remarquera aussi que les niveaux des tensions sont plus faibles lorsque la vitesse diminue.

TABLEAU I

Entrefer et emploi	Pistes	N° d'ordre	Self-induction à 1 kHz et 50 mV	Courant d'enregistrement à 9,5 cm/s	Niveau de lecture 9,5 cm/s et 2 kHz max	Courant et tension HF (100 kHz) pour 3 % distorsion H3		Impédance Z à 1 kHz et 50 mV	Résistance en continu
			H	mA	mV	mA	V	Ω	Ω
10 μ m enregistrement seul	1 $\times$ 1/2	1	350	0,06	—	0,45	45	1,8 k	120
		2	20	0,2	—	1,6	13	90	10
		3	350	0,09	—	1	100	1,8 k	130
	1 $\times$ 1	4	20	0,25	—	2,5	20	90	6
		5	350	0,05	—	0,24	40	1,8 k	300
	2 $\times$ 1/2	6	20	0,25	—	2,5	15	90	15
		7	350	0,08	—	0,5	60	1,8 k	650
	2 $\times$ 1/4	8	20	0,2	—	1,8	16	90	20
		9	550	0,075	6	0,55	50	3,5 k	200
3 μ m enregistrement et lecture	1 $\times$ 1/2	10	30	0,23	2	1,6	15	185	10
		11	120	0,12	4	0,7	35	780	35
		12	550	0,07	12	0,85	90	3,5 k	130
	1 $\times$ 1	13	30	0,23	2,8	2,3	23	185	6
		14	550	0,05	5,8	0,8	70	3,5 k	300
		15	30	0,2	1,2	1,65	19	185	15
	2 $\times$ 1/2	16	120	0,12	2,4	1	23	780	75
		17	550	0,045	4,4	0,5	65	3,5 k	650
		18	30	0,15	0,9	1,1	15	185	20
	2 $\times$ 1/4	19	120	0,07	1,8	0,45	33	780	170

De ces constatations, on tire les conséquences suivantes :

1° la correction de la courbe de réponse du préamplificateur de lecture est différente selon la vitesse ;

2° il faut réaliser, dans les trois vitesses, des accentuations du gain aux aigües mais d'autant plus prononcées que la vitesse est petite ;

3° il faut que le préamplificateur fournisse un gain d'autant plus élevé que la vitesse est faible.

Pratiquement, après avoir réalisé les conditions de fonctionnement qui s'imposent dans chaque cas, on constate que la distorsion est moindre avec le maximum de vitesse considéré ici, 19 cm/s.

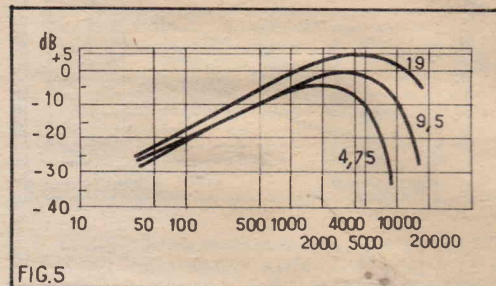


FIG. 5

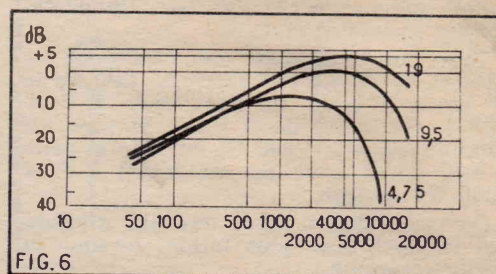


FIG. 6

Les courbes de la figure 5 ont été obtenues avec une bande magnétique vierge, enregistrée et lue sur un même magnétophone avec la même tête universelle d'enregistrement et de lecture que précédemment.

L'enregistrement a été effectué à l'aide de signaux provenant d'un générateur étalonné sinusoïdal réglé de façon que le courant d'enregistrement traversant la tête soit maintenu constant à toutes les fréquences considérées.

Ayant enregistré la bande, on a effectué, avec la même bande et la même tête, la lecture et on a pu tracer ainsi, les trois courbes de la figure 5.

Celle correspondant à la vitesse de 19 cm/s accuse un maximum vers 4000 Hz tandis que les maxima sont placés à 3000 Hz et 1500 Hz environ pour les vitesses de 9,5 et 4,75 cm/s respectivement.

Pour le magnétophone considéré, ce sont ces courbes qui doivent indiquer les corrections à effectuer par les préamplificateurs de lecture, compte tenu de celles des préamplificateurs d'enregistrement afin d'obtenir finalement des reproductions conformes à la réalité.

Les courbes de la figure 6 ont été relevées sur un magnétophone comportant deux têtes séparées pour l'enregistrement et la lecture ; celle d'enregistrement (voir tableau I) a un entrefer de 10 μ m et celle universelle, utilisée en lecture, un entrefer de 3 μ m. L'examen des courbes fréquences élevées, le maximum pour 19 cm/s se situant à 5000 Hz environ et pour 9,5 et 4,75 cm/s, vers 3500 Hz et 1800 Hz respectivement.

Pratiquement, pour les amateurs, même difficiles, les deux solutions : une tête enregistrement-lecture ou deux têtes enregistrement et lecture, donnent des résultats sensiblement équivalents.

On peut, même, compte tenu de ce qui se passe réellement en pratique, accorder une préférence à l'emploi d'une même tête pour l'enregistrement et la lecture car dans ce cas, seule cette tête doit être alignée, c'est-à-dire réglée en position telle que la fente de l'entrefer soit perpendiculaire au ruban (c'est-à-dire disposée dans le sens de sa largeur) tandis qu'avec deux têtes il y a deux réglages à effectuer avec une très grande précision.

Ne pas oublier aussi les autres réglages : parallélisme entre les surfaces des têtes et celle du ruban et hauteur des têtes par rapport au ruban.

Revenons au tableau I et examinons la colonne indiquant le niveau de lecture, c'est-à-dire le nombre de millivolts fournis par les têtes selon leurs éléments (1, 1/2 ou 1/4 de piste), essayés dans les mêmes conditions, dans le cas présent à 9,5 cm/s et à la même fréquence.

On constate que si l'élément de tête utilise une largeur de piste plus grande, la tension obtenue est plus élevée donc nécessite une moindre amplification de la part du préamplificateur de lecture, ce qui généralement correspond à une moindre distorsion.

Ainsi, une tête 1 piste entière donnerait 12 mV, un élément 1/2 piste 8 mV, un élément 1/4 de piste 4,4 mV, donc presque trois fois moins qu'en pleine piste.

Pour la stéréo, toutefois, on est obligé d'adopter la tête deux demi-pistes qui donne 5,8 mV pour chaque piste, c'est la meilleure solution possible dans cette application, mais l'emploi de têtes deux quarts de piste donnant 4,4 mV, donne de bons résultats également, la différence entre 4,4 et 5,8 mV n'étant pas importante.

Si l'on compare toutefois, l'enregistrement et la lecture en pleine piste avec celui en quart de piste, on perçoit même

TABLEAU II

Entrefer	Pistes	Type	Self-induction à 1 kHz et 50 mV mH	Courant et tension HF à 100 kHz	
				mA	V
Double entrefer 2 fois 100 μ m	1	A	2	65	100
	1/2	B	2	50	75
		C	5	30	120
	2 1/2	D	0,12	200	20
		E	2	45	70
		F	1	65	50
	2 1/4	G	9	20	135
		H	2	40	65
		I	5	25	100
		J	0,12	160	15

à l'oreille une petite différence de qualité. C'est à l'utilisateur de choisir ce qui lui convient en fonction de ce qui est possible.

Divers essais comparatifs expérimentaux ont permis de conclure que la meilleure solution en stéréo est d'adopter la vitesse de 19 cm/s et deux demi-pistes. D'autre part, la qualité est meilleure avec 19 cm/s et deux quarts de piste qu'avec 9 cm/s et deux demi-pistes, mais ceci avec un même magnétophone, car si l'on

compare des appareils de marques ou types différents, la qualité des têtes et des préamplificateurs entre également en ligne de compte et la comparaison n'est plus loyale.

On notera aussi que la qualité (donc le prix) des têtes est un facteur prépondérant pour l'obtention d'un bon enregistrement suivi d'une bonne reproduction, ainsi, on obtiendra généralement de meilleurs résultats avec une tête de qualité en

quart de piste qu'avec une tête ordinaire en demi-piste.

Le choix de l'impédance (par exemple 3,5 k Ω ou 185 Ω) dépend de celle des montages électroniques qui doivent correspondre à ces caractéristiques, mais si l'adaptation est correcte, les résultats sont équivalents.

En cas de remplacement des têtes, choisir l'impédance de la nouvelle tête, aussi proche que possible de celle de la tête remplacée, la tolérance admissible étant de l'ordre de 30 %, par exemple 3 500 Ω au lieu de 2 500 Ω comme différence maximum admissible.

La résistance en continu doit aussi être l'objet de la même adaptation mais pratiquement, si les impédances sont proches, il en sera généralement de même pour les résistances.

Les têtes d'effacement

Celles-ci possèdent un entrefer plus grand que celles d'enregistrement et lecture, l'entrefer étant de l'ordre de la centaine de μ m.

Il est évident que la tête d'effacement doit correspondre à celle de lecture-enregistrement au point de vue du nombre des éléments.

Le tableau II donne un exemple des caractéristiques de têtes d'effacement, de la même fabrication que celles du tableau I.

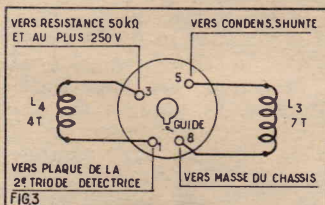
Nous commenterons la signification de ces caractéristiques dans l'étude suivante.

récepteur AVJ II

(Suite de la page 19)

Réalisation de L_3 - L_4 :

Faire L_3 exactement comme L_1 . Puis forer un petit trou à 1/2 cm de L_3 et juste au-dessus de la fiche n° 1 ; passer le fil, le souder ; enrrouler quatre tours jointifs ; faire un trou au-dessus de la fiche n° 3 ; passer le fil ; le souder et L_3 - L_4 est terminé.



Réalisation de L_2 :

Prendre une résistance de 20 000 Ω de 2 W ; y enrrouler 20 à 30 tours de fil 15/100 isolé à la soie, et voilà L_2 . Les deux bouts de l'enroulement seront fixés au vernis à ongle et soigneusement soudés aux deux prises de la résistance.

Autres renseignements

a) le condensateur d'antenne est un simple « trimmer » ajustable ;

b) le condensateur d'accord est un condensateur variable ordinaire à deux cages.

Dans chaque cage seules 5 lames mobiles ont été conservées. Avec le condensateur ainsi modifié, je couvre les bandes de 19, 25 et 31 m avec les bobinages décrits ci-dessus.

Pour les amateurs peu expérimentés je rappelle que plus il y a de lames mobiles aux condensateurs, plus grande est la plage couverte mais plus difficile est le réglage. C'est pourquoi je n'ai laissé que cinq lames mobiles, ce qui me permet de couvrir trois bandes avec un réglage aisé.

A titre d'exemple avec 10 lames mobiles je couvrirais les bandes de 19, 25, 31, 41 et 49 ms, mais le réglage est extrêmement difficile. C'est pourquoi je n'ai laissé que la seule bande de 19 ms, mais le réglage est extrêmement facile.

A vous de choisir.

Mise au point du récepteur

Après avoir soigneusement vérifié le câblage, mettre les lampes et les bobinages en place.

Abaisser l'interrupteur et observer les lampes pour voir si leur filament s'allume normalement.

Pousser le volume contrôle (potent. de 500 K) au maximum.

Tourner le bouton de la résistance de 1 000 Ω (réaction) jusqu'au moment où vous entendrez un sifflement très désagréable — revenir juste assez en arrière pour supprimer ce sifflement.

Tourner le bouton des condensateurs très lentement jusqu'au moment où vous entendrez un poste puissant.

Parfaire alors le réglage au moyen du trimmer d'antenne et des trimmers montés sur les deux cages des condensateurs variables.

Rechercher alors d'autres émetteurs en tournant le bouton d'accord et en maintenant la réaction près de sa limite d'accrochage (juste avant le sifflement).

Si la commande de la réaction est trop brutale, remplacer la résistance de 50 000 Ω se trouvant entre la sortie de l'enroulement de réaction et le + 250 V par une autre de valeur plus élevée (75 K - 100 K).

Si malgré tout l'accrochage est encore trop brutal, enlever un tour à L_4 et recommencer la mise au point.

Inversement si la détectrice n'accroche pas, diminuer la résistance de 50 K à 25 K par exemple.

Il faut retenir que plus l'accrochage sera progressif et doux, plus facile sera le réglage.

Quelques remarques finales

Les valeurs des condensateurs et des résistances des lampes ECC81 et ECC82 ne sont nullement critiques.

Par exemple dans la ECC81 la résistance de 500 k Ω polarisant la grille de la deuxième triode peut être de 250 k Ω . Vous n'entendrez pas grande différence.

De même le condensateur de 2 NF découplant la même grille peut être de 1 NF ou de 5 NF par exemple.

Ce qu'il faut retenir, c'est que les valeurs indiquées sont des « ordres de grandeur » et c'est en modifiant ces valeurs une à une que l'on parvient à une mise au point parfaite.

En ce qui concerne la ECL82, qui comme je l'ai dit plus haut est une lampe « difficile », je vous conseille de vous en tenir aux valeurs indiquées sur le schéma.

Résultats obtenus

Je ne citerai qu'un seul résultat : j'entends tous les jours le journal parlé de P.O.R.T.F. de 8 h. GMT et ce en fort H.P. ici à Cape-Town.

Un récepteur portatif à six transistors

Le récepteur portatif à transistors et alimentation par pile jouit toujours auprès du public d'une vogue certaine. On peut dire, sans exagération, que c'est le poste universellement adopté; à tel point que dans bien des cas il a remplacé le récepteur d'appartement. Celui que nous vous proposons aujourd'hui malgré sa simplicité possède toutes les qualités qu'on est en droit d'exiger d'un appareil moderne : grande sensibilité, souffle très réduit et excellente musicalité. Il est également prévu pour fonctionner en voiture où ses performances sont excellentes grâce à la mise en service, par une section du commutateur, de bobinages qui assurent une adaptation parfaite de l'antenne.

Réalisé sur circuit imprimé le montage est extrêmement facile. De plus, ce mode de câblage assure une conformité totale avec la maquette et par conséquent les mêmes qualités.

Analyse du schéma

Le schéma est donné à la figure 1. Comme vous pouvez le constater il s'agit d'un changeur de fréquence, qui est le procédé de réception le plus communément employé. L'alimentation générale se fait par une batterie de pile de 9 V. Le changement de fréquence est produit par un seul transistor : un 159T1 qui remplit à la fois la fonction de mélangeur et celle d'oscillateur local. Sa base est polarisée par un pont constitué par une 22 000 ohms allant au - 9 V, qui correspond, précisément, à la masse et par une 15 000 ohms aboutissant à la ligne - 9 V. Cette base est attaquée par le circuit d'entrée à travers un condensateur de 47 nF. Selon le cas ce circuit d'entrée peut être constitué

par les enroulements du cadre ou les bobinages accord PO et GO, lorsque la réception a lieu sur antenne voiture. Nous allons examiner comment s'opère la commutation. Le commutateur possède trois touches, agissant chacune sur des sections à deux circuits deux positions. Lorsque la touche PO est enfoncée, c'est bien entendu cette gamme qui est en service. La touche GO est alors en position de repos, c'est-à-dire sortie. En l'enfonçant la touche PO revient à sa position de repos et on passe en gamme grandes ondes. La touche « Cadre-Antenne » au repos assure la réception sur cadre soit en PO soit en GO, selon la position des touches PO et GO. Enfoncée, elle permet la réception sur antenne.

Le cadre qui est doté d'un bâton de ferrite rond de 20 cm de longueur possède un enroulement PO (1-2) et un enroulement GO (5-6) en série, plus un enroulement de couplage (3-4). Entre le point 6 et la masse il y a un condensateur de 2 200 pF et entre le point 5 et la masse un trimmer fixe de 82 pF.

En position GO cadre les deux enroulements du cadre sont en service et sont accordés par la cage 280 pF du CV. La base du transistor est alors attaquée par le point 6. Il s'agit donc d'un couplage capacitif et l'enroulement de couplage est hors service. Passons en position « GO antenne » en enfonçant la touche « Cadre-Ant. » Vous remarquerez que les bobinages accord PO et GO sont en série. Celui PO possède deux prises intermédiaires. A l'une d'elles est raccordée, par un condensateur de 150 pF, la prise antenne. Dans cette position, les deux parties du bobinage PO situées de part et d'autre de la prise antenne sont couplées en parallèle et cet ensemble est en série avec le bobinage GO, lequel est accordé par la cage 280 pF du CV. En outre, un trimmer fixe de 33 pF est branché aux bornes de cette cage.

En position « PO Cadre » l'enroulement GO du cadre et le condensateur de 2 200 pF sont court-circuités à la masse. L'enroulement PO (1-2) qui reste en service est accordé par la cage 280 pF du CV. L'enroulement de couplage a un côté à la masse et l'autre relié à la base du transistor par le condensateur de liaison de 47 nF.

En position « PO-Antenne » le bobinage accord GO est court-circuité à la masse et seul le bobinage PO est en service. Il est accordé par la cage 280 pF du CV, l'antenne étant toujours raccordée au même point. La base du transistor changeur de fréquence est attaquée par la seconde prise intermédiaire, celle qui est la plus proche de la masse. Ces différentes combinaisons du circuit d'entrée sont faciles à suivre sur le schéma ou le commutateur est représenté dans sa forme réelle.

Pour produire l'oscillation locale nécessaire au changement de fréquence, le 159T1 est associé à un bobinage oscillateur à trois enroulements. L'un d'eux est accordé par la cage 130 pF de manière à déterminer la bande de fréquences locales nécessaires à la gamme PO. Les deux autres sont des enroulements qui assurent le couplage nécessaire à l'entretien de

l'oscillation. Un est placé entre masse et émetteur, la liaison avec celui-ci s'effectuant par un 10 nF, l'autre est inséré dans le circuit collecteur. Le même bobinage sert en gamme GO. Le passage à cette gamme est obtenu par un des circuits de la section GO du commutateur, qui place en parallèle sur la cage du CV un condensateur de 240 pF. Le potentiel de l'émetteur est fixé par rapport au + 9 V par une résistance de 6 800 ohms.

Le primaire accordé du transformateur MF1 est inséré entre l'enroulement de couplage du circuit collecteur et la ligne de masse. La fréquence d'accord des transfo moyenne fréquence est 480 kHz.

Le secondaire de MF1 attaque la base d'un second transistor 159T1 qui, lui, équipe le premier étage d'amplification moyenne fréquence. La polarisation de la base de ce transistor est appliquée au point froid du secondaire par une résistance de 100 000 ohms allant au - 9 V et une 10 000 ohms allant au sommet de la charge de l'étage détecteur à travers laquelle elle rejoint la ligne + 9 V. Cette disposition constitue le circuit CAG, la 10 000 ohms formant avec un condensateur de 25 μ F la cellule de constante de temps nécessaire.

La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 560 ohms, elle est découplée vers la masse par un condensateur de 47 nF. Le circuit collecteur est chargé par le primaire accordé du transformateur MF2 dont le secondaire attaque la base d'un 3^e 159T1 qui équipe le second étage d'amplification MF. La polarisation est, là aussi, appliquée au point froid de cet enroulement par une résistance de 18 000 ohms raccordée à la ligne - 9 V et par une de 4 700 ohms raccordée à la ligne + 9 V. Ce pont est découplé à l'émetteur du transistor par un condensateur de 47 nF. L'émetteur du transistor est relié à la ligne + 9 V par une résistance de stabilisation de 1 500 ohms découplée vers la masse par un condensateur de 47 nF. Le transformateur MF3, dont le primaire charge le collecteur du 3^e 159T1, attaque par son secondaire la diode au germanium qui assure la détection. La charge de l'étage détecteur est constituée par un potentiomètre de volume de 10 000 ohms shunté par un condensateur de 10 nF. Une cellule de blocage HF composée d'une résistance de 1 500 ohms et d'un condensateur de 10 nF est placée entre le point chaud du potentiomètre et la cathode de la diode.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque, à travers un condensateur de 10 μ F la base d'un 2N324 qui équipe l'étage préamplificateur BF. Le pont de polarisation de cette base est formé d'une résistance de 27 000 ohms côté - 9 V et une 10 000 ohms côté + 9 V. Une résistance de 1 000 ohms, découplée par un 100 μ F, est prévue dans le circuit émetteur. Quant au circuit collecteur il est chargé par le primaire du transfo BF destiné à l'attaque du push-pull final. La ligne + 9 V, qui alimente les différents étages, que nous venons d'examiner, contient une cellule de découplage composée d'une résistance de 270 ohms et d'un condensateur de 100 μ F.

en toute confiance

offrez

vous

le

R.L. 2002

décrit

ci-contre

un

appareil

sérieux

pour chez soi et en voiture

Doté des derniers perfectionnements
il ne comporte que des pièces de qualité

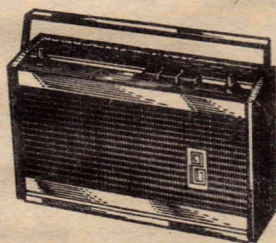
6 transistors dont 3 drifts + 1 diode. PO et GO. Haute sensibilité. Commutation par clavier 3 touches. Prise antenne-voiture commutée H.-P. de 13 cm à champ renforcé. Puissance 400 mW. Cadre ferrite 200 mm. Couplage spécial supprimant les interférences et assurant une réception parfaite en voiture. Alimentation par 2 piles standards 4,5 volts par coupleur spécial. Cadran rectangulaire à grande lecture. Coffret luxe bois avec décor métal. Poids : 2 kg. Dimensions : 160 x 270 x 80 mm.

L'ensemble indivisible, livré en « KIT » 175,00
précablé (montage en 1 heure)
L'appareil en ordre de marche 195,00

Expédition immédiate contre mandat
à la commande

RADIO-LORRAINE

120, r. Legendre Paris (17^e) C.C.P. Paris 13 442-20



synchronisation et bases de temps des téléviseurs en couleurs à tube rectangulaire

par M. LEONAR

Introduction

Dans un téléviseur en couleurs, le problème de la synchronisation présente deux aspects :

1° au point de vue de la luminance, la synchronisation est identique à celle des téléviseurs noir et blanc et on la réalise à l'aide de signaux synchro lignes et trame incorporés dans les signaux de luminance entre deux lignes ou deux trames, c'est-à-dire pendant les retours horizontal ou vertical.

2° Au point de vue chrominance, la synchronisation consiste dans la transmission correcte des signaux différence R-Y et B-Y aux voies chrominance correspondantes.

Dans le cas d'un bistandard dans lequel il y a lieu de considérer deux fréquences différentes de balayage lignes, par exemple en France, 15 625 Hz (625 lignes) et 20 475 Hz (819 lignes), les signaux synchro sont prévus en système bistandard de la même manière que dans les téléviseurs construits actuellement pour noir et blanc.

En faisant abstraction du 405 lignes anglais, on ne trouve en Europe que deux fréquences de balayage lignes 15 625 et 20 475 Hz mais les signaux de synchronisation des divers standards à même nombre de lignes, ne sont pas forcément identiques.

Ce problème est toutefois résolu car le standard français 625 lignes comprend des signaux synchro lignes et trame identiques à ceux des standards 625 lignes des autres pays européens et, d'autre part, les signaux synchro du 819 lignes, peuvent être séparés par les circuits convenant au 625 lignes comme on le fait actuellement dans les téléviseurs bistandard noir et blanc, sans aucune difficulté.

Les circuits synchro lignes et trame sont familiers à nos lecteurs. Nous décrivons ceux adoptés dans les téléviseurs à couleurs.

Ceux destinés aux signaux chrominance, comprenant des dispositifs d'identification, sont inclus dans le montage du décodeur section chrominance.

Ils sont destinés non seulement à diriger correctement les signaux chrominance vers les voies (rouge ou bleue) qui leur sont destinées mais aussi à effectuer les opérations imposées par la compatibilité.

1° Si l'émission est en couleurs, les circuits de chrominance sont en service et reçoivent les signaux de chrominance comme on l'a montré dans notre précédente étude.

2° Si l'émission est en noir et blanc, aucun signal ne doit parvenir aux circuits de chrominance. Commençons avec ces circuits d'identification et de compatibilité.

Identification et killer

Le montage chrominance a été analysé précédemment et son schéma donné par les figures 10 et 11 de l'article paru dans notre numéro d'avril 1967, auxquelles nous prions nos lecteurs de se reporter.

Le circuit Killer comprend les éléments pentode et triode de V_1 . La pentode fonctionne comme un amplificateur lorsque le signal à transmettre est un signal chrominance correct mais si le signal chrominance est incorrect (signal « bleu » au lieu de « rouge » et « rouge » au lieu de « bleu ») ou, encore, si le signal chrominance n'existe pas parce que l'émission est noir et blanc, la pentode se bloque et ne transmet aucun signal.

De plus, lorsqu'il s'agit de signaux chrominance ne parvenant pas correctement aux voies correspondantes le circuit Killer rétablit l'aiguillage correct et la pentode redevient amplificatrice.

Le circuit Killer à lampe pentode triode $V_{3A}-V_{3B}$ est commandé par divers signaux qui lui imposent son fonctionnement :

1° Sur la grille de l'élément pentode V_{3A} , on trouve le signal de chrominance HF transmis depuis le circuit distributeur de signaux de la section luminance.

2° Au point X_1 (voir figures 10 et 11) parvient le signal d'identification.

3° Au point X_2 on applique des signaux de trame.

4° Au point X_3 on applique des impulsions de ligne qui parviennent à la grille de V_{3A} .

A la grille de V_{3B} on applique deux signaux :

Le signal en forme de créneau (A) figure 12 se place dans le temps comme suit : le début (partie descendante du signal rectangulaire) correspond au début du noir trame et à la fin de la dernière ligne. Ce créneau (A) est soumis à l'opération différentiation ce qui donne la forme (B) donc une impulsion négative pour la partie descendante et une impulsion positive pour la partie montante.

Le circuit considéré part du point X_1 où le signal créneau de trame est appliqué, le circuit différentiateur se compose d'un condensateur de 470 pF et de la résistance de 36 k Ω en série avec le potentiomètre de 100 k Ω .

La même grille reçoit par le point X_2 le signal résultant de l'intégration des signaux d'identification, en dents de scie. Ces signaux appliqués à la grille ont la forme (C) figure 12.

Si l'on examine les figures 10 et 11, en partant de la plaque de V_{3B} où l'on prélève le signal d'identification on voit que le circuit comprend une résistance de 560 k Ω puis le réseau 1000 pF-47 k Ω -1000 pF-point X_1 -100 k Ω -56 k Ω -100 k Ω les condensateurs « shunt » du circuit intégrateur étant ceux de 1000 pF.

On notera que les signaux d'identification sont, dans les émissions de TVC (TV en couleurs) inclus dans ceux de synchro normaux et n'existent pas dans les émissions de TVM (TV en noir et blanc c'est-à-dire monochrome).

La grille de la triode reçoit par conséquent, les signaux (B) et (C) par la résistance de 47 k Ω .

Ces deux signaux s'ajoutent, autrement dit, en tout moment la tension du signal résultant (D) est la somme algébrique des signaux B et C, ce qui ressort clairement de l'examen de la forme de ces trois tensions.

Les signaux (A), (B), (C) et (D) de la figure 12 correspondent au cas où tout se passe correctement.

Dans ce cas les signaux en dents de scie d'identification, pris sur la plaque de la lampe VF finale de la voie bleue, V_{3B} (voir figure 11), ont la polarité correcte ayant donné le signal intégré (C) à pointe négative, puis le signal résultant D, à pointe négative à laquelle s'est ajoutée la pointe 2 (plus brève dans le temps) du signal (B), positive.

On voit que dans le signal (D) seule l'impulsion (C) peut agir sur la polarisation de grille triode tandis que l'impulsion 2 de (B) est sans effet.

Dans l'ensemble bistable $V_{3A}-V_{3B}$, la triode V_{3B} est bloquée par le signal D donc la plaque de cette triode devient plus positive et il en est de même de la grille de la pentode V_{3A} , donc celle-ci est polarisée correctement pour fonctionner comme amplificatrice HF des signaux de chrominance corrects qui lui parviennent.

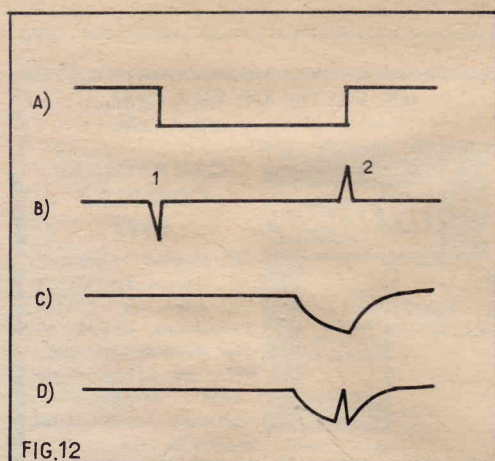


FIG. 12

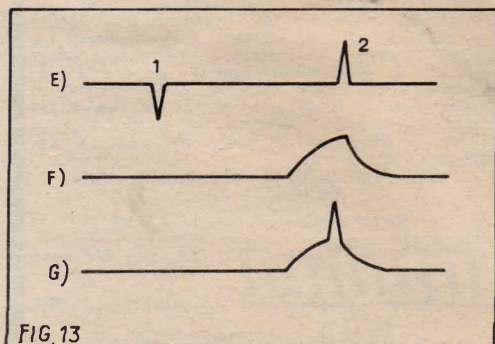
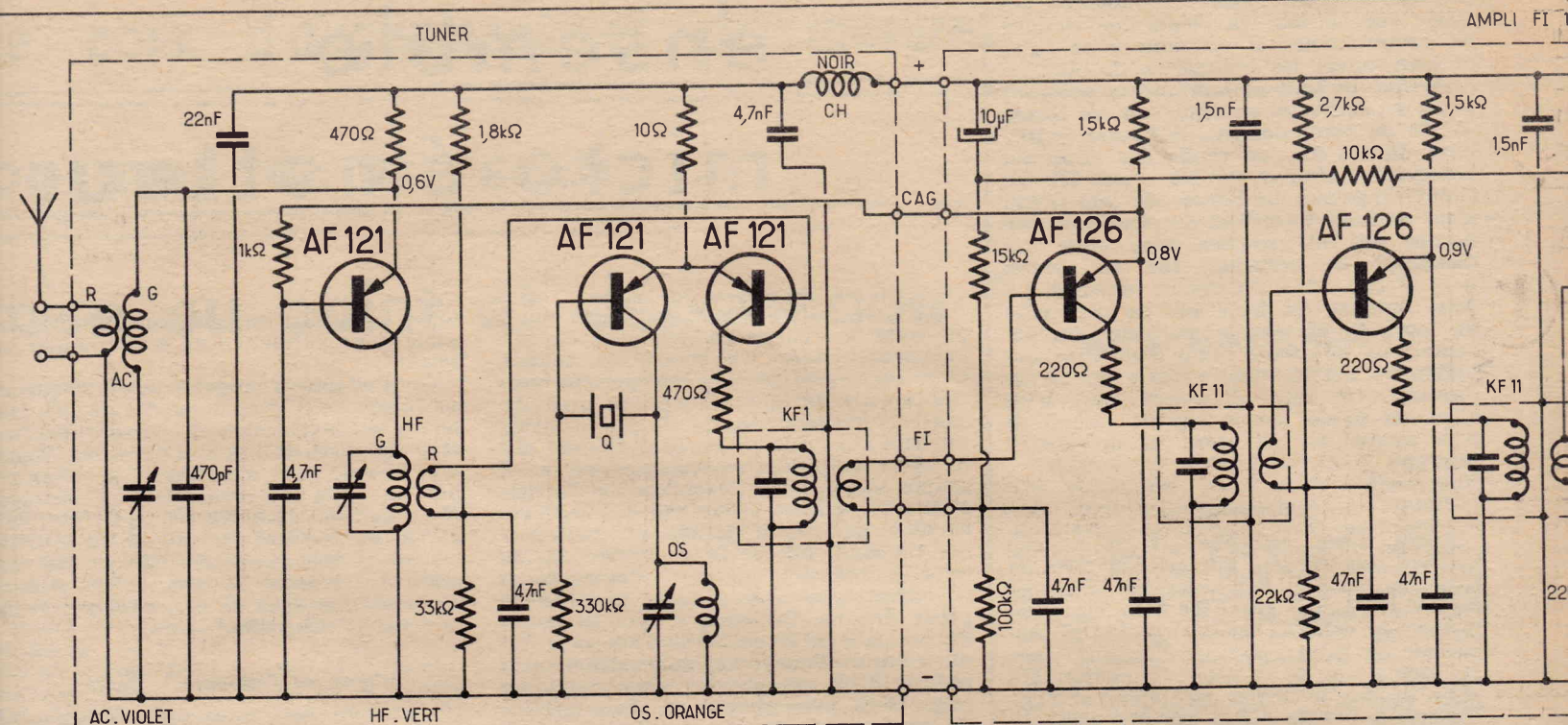


FIG. 13

FIG. 1



utilisé en base commune, cette dernière étant reliée directement au - 9 V. L'oscillation HF prise sur la base de l'AF118 est appliquée par une 47 Ω à l'émetteur du 2N1491. Remarquons encore qu'aucune polarisation n'est appliquée entre base et émetteur et que par conséquent le transistor fonctionne en classe C. Le circuit collecteur est chargé par un circuit oscillant formé d'une self (R) et d'un condensateur ajustable. Ce collecteur est relié au contact extérieur de la prise micro et par conséquent à la gaine du fil micro qui sert d'antenne. On évite ainsi l'emploi d'une antenne qui aurait été difficile à dissimuler sur l'utilisateur de cet émetteur.

Pour moduler un émetteur FM il faut transformer les variations de tension pro-

duites par le micro en variation de la fréquence d'accord. Ici la variation de la fréquence est obtenue par deux diodes varicap BA 102 montées en parallèle sur le circuit oscillant de l'étage oscillateur. On sait que de telles diodes ont la propriété de varier de capacité en fonction de la polarisation qui leur est appliquée. Dans notre cas cette variation de capacité agit sur l'accord du circuit oscillant et par conséquent sur la fréquence de l'oscillation engendrée. La polarisation variable nécessaire est appliquée à la cathode de ces diodes par une résistance de 22 000 ohms. Elle est prise sur le collecteur de l'AF126 qui équipe l'étage modulateur BF. Le signal produit par le microphone est appliqué à la base de ce transistor par une cellule de blocage HF formée d'une self G et d'un condensateur de 1 nF et également par un condensateur de liaison de 2 μ F. La cellule de blocage a pour but d'éviter que le courant VHF atteigne la base du transistor modulateur. Cette base est polarisée par un pont (100 000 ohms côté - 9 V et 10 000 ohms côté + 9 V). Son émetteur contient une 1 000 ohms découplée par un 25 μ F et son collecteur est chargé par une 4 700 ohms ; c'est donc un étage amplificateur BF classique.

Bien qu'il soit difficile de faire des pronostics sûrs en cette matière, on peut évaluer le rayon d'action de cet émetteur allié au récepteur à 50 mètres.

Schéma du récepteur - Figure 2

Notons tout d'abord que la masse correspond au « moins alimentation ». Ceci dit l'étage d'entrée est un étage HF (on devrait plutôt dire VHF) équipé d'un transistor AF121 monté en base commune. Du point de vue VHF, cette électrode est court-circuitée à la masse par un condensateur de 4,7 nF. Une tension de CAG lui est appliquée à travers une 1 000 ohms. Cette tension est prélevée sur l'émetteur du transistor du premier étage FI. L'émetteur du AF121 qui est relié par une résistance de 470 ohms à la ligne « + alimentation » est attaqué par le circuit d'accord d'entrée constitué par une self (G) accordée par un condensateur ajustable et

un 470 pF. A cet enroulement accordé est couplé un enroulement R auquel est raccordée l'antenne télescopique. Un autre circuit accordé charge le circuit collecteur. Par un enroulement de couplage il attaque la base d'un AF121 qui équipe l'étage modulateur, le changement de fréquence s'effectuant par deux transistors. La polarisation de la base est appliquée au point froid de l'enroulement de couplage par un pont (1 800 ohms côté + et 33 000 côté -) découplé par un 4,7 nF.

L'étage oscillateur local utilise aussi un AF121. Il est stabilisé en fréquence par quartz de 47,1 MHz placé entre base et collecteur. La base est polarisée par une 330 000 ohms allant au « - Alimentation » le collecteur contient un circuit oscillant formé d'une self et d'un condensateur ajustable. L'émetteur de ce transistor oscillateur et celui du AF121 modulateur contiennent une résistance commune de 10 ohms ; c'est par elle que l'oscillation locale est injectée dans l'étage modulateur.

Le collecteur d'un AF121 modulateur contient une 470 ohms d'amortissement et le primaire du premier transfo FI (KF1). La fréquence d'accord de ces transfo de liaison est celle normalisée : 10,7 MHz. La ligne « + Alim. » de l'étage VHF et des étages changeurs de fréquence est découplée par une self de choc et deux condensateurs, un 4,7 nF et un 22 nF.

Le secondaire du transfo KF1 attaque la base du AF126 qui équipe le premier étage FI. La polarisation est appliquée au point froid de ce secondaire par un pont constitué d'une 15 000 ohms côté « + Alimentation » et d'une 100 000 ohms côté « - Alimentation », pont qui est découplé par un 47 nF. Au point froid de la 15 000 ohms une cellule de constante de temps composée d'une 10 000 ohms et d'un 10 μ F applique la tension de CAG. Cette double CAG dont une amplifiée assure la régulation du niveau de sortie qui reste ainsi pratiquement constant au cours des déplacements de l'émetteur. Revenons au premier étage FI pour constater que l'émetteur contient une 1 500 ohms et que le collecteur est chargé par le deuxième transfo FI (KF11) dont le secondaire

DECRIT CI-CONTRE :

ENSEMBLE MICRO-EMETTEUR « ME 40 »

Très haute Fidélité

— Portée : Environ 50 mètres.

L'ENSEMBLE comprend :

- ★ 1 MICRO/EMETTEUR de poche.
- ★ 1 RECEPTEUR en Modulation de Fréquence devant être branché sur l'Entrée PU d'un Ampli de sonorisation.

UTILISATION : Chanteurs, Guitaristes, Orateurs, Reportages, etc., etc...

Réception de très haute Sensibilité en modulation de Fréquence (Fréquence 36,4 Mcs). piloté par Quartz.

Alimentation : pour l'Emetteur : par pile 9 V. Pour le Récepteur : sur secteur 110/220 -V ou par batterie 12 V.

L'ENSEMBLE, en « KIT » indivisible avec Micro Lavalnière, Emetteur-Récepteur, (en pièces détachées).

390,00

(Forfait pour réglage des 2 appareils : 45,00)

CIBOT
★ RADIO

1 et 3, rue de REUILLY
PARIS-XII^e
Téléphone : DID. 66-90
Métro : Faidherbe-Chaligny
C. C. Postal 6129-57 PARIS

Voir nos publicités en page 2 et 3,
et en 4^e page de couverture



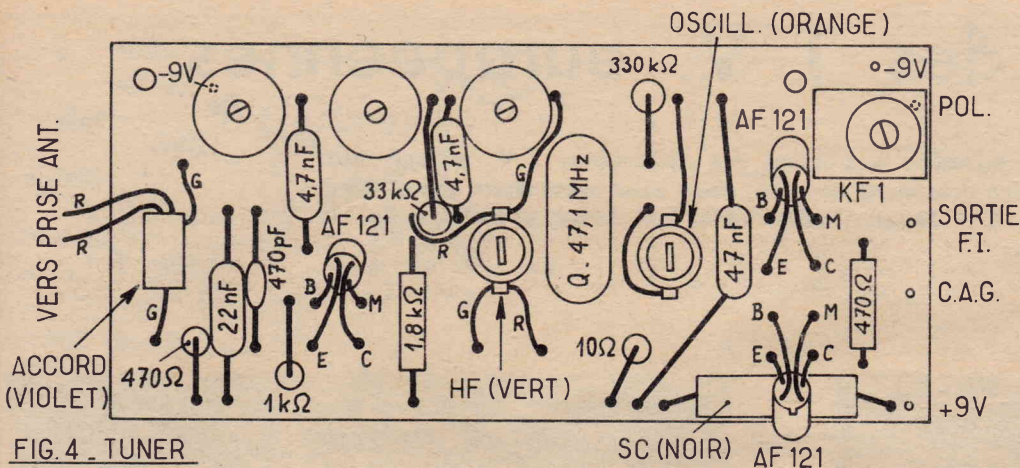


FIG. 4 - TUNER

avons représenté les bobinages en vue éclatée et nous avons affecté des chiffres aux sorties qui sont reproduites sur les points du circuit imprimé où elles doivent être soudées. Pour le bobinage « accord » nous avons utilisé des lettres et des chiffres. Ce bobinage comportant deux enroulements imbriqués nous pensons que ce moyen évitera toute erreur. Il est à noter que les lettres sont les initiales de la couleur des fils.

On met en place les deux condensateurs ajustables puis les condensateurs et les résistances et enfin les transistors. On soude les fils souples de raccordement de la pile qui sont munis à l'autre extrémité d'un clips correspondant à la polarité.

Ce circuit imprimé est destiné à être monté dans un boîtier métallique de 92x60x25 mm. Le jack « Micro » est fixé sur un des côtés de ce boîtier et raccordé au circuit imprimé. On placera sous la pile, dans son logement, une bande de toile plastifiée dont les extrémités dépasseront largement. Elle servira à protéger la pile contre tout court-circuit et facilitera son extraction.

Réalisation pratique du récepteur

Le récepteur met en œuvre deux circuits imprimés qu'il convient en premier lieu d'équiper. L'un (tuner) supporte l'étage HF et les étages changeurs de fréquence. Le second l'amplificateur FI et le détecteur de rapport.

La disposition des composants sur le circuit imprimé « Tuner » est donnée à la figure 4. On pose en premier les bobinages dont les fils sont soudés aux points indiqués. Ces bobinages sont aussi à acquiescer tout faits. On pose ensuite les condensateurs ajustables, le quartz, le transfo FI, les condensateurs et les résistances et enfin les transistors.

La disposition des composants sur le circuit imprimé FI est donnée à la fig. 5. Ce travail ne présente aucune difficulté,

il suffit de reproduire exactement ce qui est représenté.

Le récepteur tout entier est contenu sur un châssis métallique de 190x160x15 mm. Ce châssis est doté d'une face avant et d'une face arrière de 60 mm de hauteur. La figure 6 montre le dessus du châssis. Les circuits imprimés qui viennent d'être câblés sont fixés par des colonnettes de 8 mm de hauteur sur une plaque de métal, laquelle est fixée toujours par des colonnettes sur la face supérieure du châssis. Entre ces deux circuits on soude, sur la tôle, un relais à une patte de fixation et 3 cosses isolées. Il convient de prévoir des rondelles isolantes entre les circuits imprimés et les colonnettes.

Sur la face arrière on dispose la prise « Sortie BF », les douilles isolées pour le branchement de la pile, la prise « antenne » et le répartiteur de tension. Sur la face avant on monte l'interrupteur double. Le transformateur d'alimentation prend place sur la face supérieure du châssis ainsi que le fusible, le voyant lumineux, un relais à une cosse isolée et un à 3 pattes de fixation et 5 cosses isolées.

On commence le câblage par l'alimentation. On effectue tout d'abord les liaisons relatives au primaire du transfo, au répartiteur de tension, aux douilles « piles » et au fusible. On soude le cordon d'alimentation et le condensateur de découplage secteur de 47 nF. On raccorde le secondaire au relais à 5 cosses isolées. Sur ce relais on soude la diode BA114, les résistances de 120 ohms, de 39 ohms et les condensateurs de 500 µF. On branche le voyant lumineux.

Sur le relais situé entre les deux circuits imprimés on câble l'étage BF adaptateur d'impédance équipé du AC125. Cet étage est raccordé par des condensateurs de 10 µF à la sortie du module FI et à la prise de sortie BF. On établit les lignes d'alimentation + et - 9 V des deux cir-

cuits imprimés et de l'étage BF. Par un morceau de câble coaxial on réunit la sortie du module « Tuner » à l'entrée du module « FI ». On soude la 10 000 ohms sur la prise de sortie BF. On raccorde les fils R du bobinage accord du module « Tuner » à la prise antenne. Un côté de cette prise est reliée à la ligne - 9 V du module « Tuner ». L'autre côté sera réuni à l'antenne télescopique qui doit être fixé sur le capot destiné à recouvrir le châssis une fois l'appareil terminé. Le dessous du châssis est également protégé par un fond métallique.

Réglage et récepteur

La façon la plus rationnelle d'obtenir un réglage parfait consiste à utiliser un vobuloscope. Il faut dans ce cas déconnecter le tuner d'avec l'entrée du module FI et le remplacer par la sortie de la partie « générateur » du vobuloscope. L'oscilloscope du vobulature étant branché entre le pôle - du 2 µF du détecteur de rapport et la masse on règle les noyaux des transfo FI de manière à centrer la courbe sur 10,7 MHz. La vérification de la bande passante se faisant à l'aide du marqueur. On branche ensuite l'oscilloscope entre la sortie BF du détecteur de rapport et la masse et on règle les transfo KF3 et KF4 de manière à obtenir une courbe aussi rectiligne que possible et dont le niveau 0 est centré sur 10,7 MHz. On parfait la symétrie de cette courbe à l'aide de la résistance ajustable de 4 700 ohms.

On rebranche le tuner et, le vobulature entrant sur l'antenne, on règle les circuits « Accord » et « HF » sur 36,4 MHz par les deux condensateurs ajustables. Celui de l'étage oscillateur local sert à accrocher le quartz sur 47,1 MHz. On règle également le transfo de sortie FI du tuner.

A défaut de vobulature on peut utiliser un générateur à fréquence fixe, on contrôle l'accord des transfo FI à l'aide d'un voltmètre branché entre le pôle - de 2 µF du détecteur de rapport et la masse. Pour cela on cherche à obtenir le maximum de déviation. On règle ensuite le détecteur de rapport en branchant le voltmètre de contrôle entre la sortie BF du détecteur et la masse. On cherche alors à obtenir une déviation nulle de ce voltmètre.

Réglage de l'émetteur

Le coffret étant ouvert on règle le condensateur de l'oscillateur sur la fréquence du récepteur. On règle ensuite l'ajustable du circuit de sortie de manière à obtenir le maximum de puissance rayonnée.

Ceci fait, on ferme le coffret métallique et on parfait l'accord en agissant sur les noyaux des bobinages. Ceux-ci sont accessibles par des trous pratiqués dans le coffret.

A. BARAT

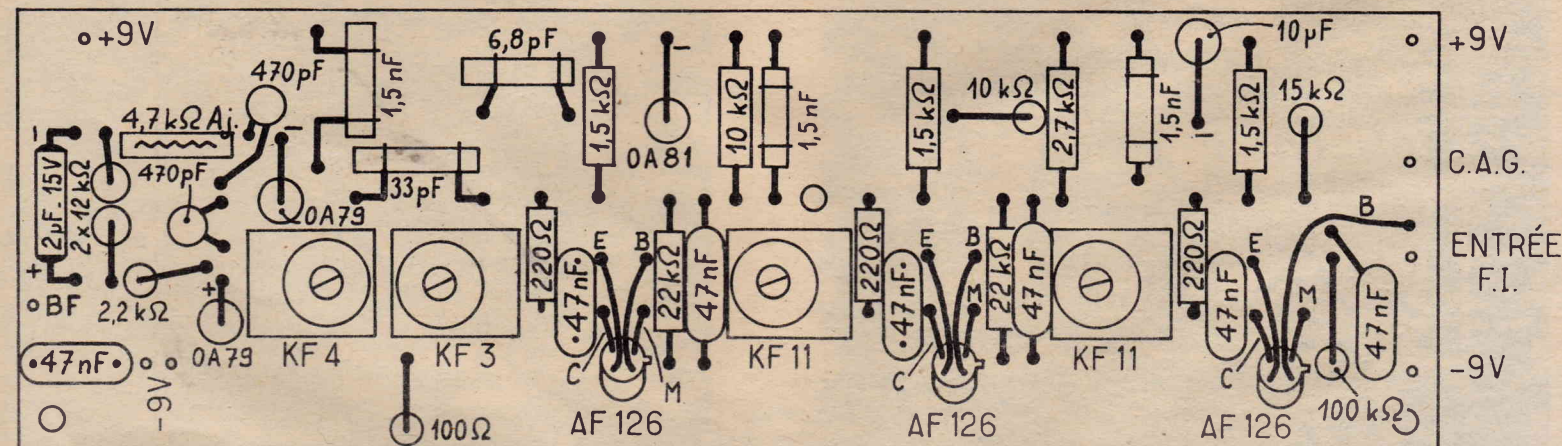


FIG. 5 - AMPLI FI. 10,7 MHz

Vous pouvez facilement construire cet oscilloscope de classe professionnelle

L'oscilloscope est un instrument essentiel en électronique et peut-être plus particulièrement en télévision. Sa faculté de visualiser des phénomènes auxquels nos sens sont insensibles permet dans tous ces domaines des mises au point et des dépannages plus faciles et plus rapides. Il est donc indispensable à quiconque s'intéresse à ces disciplines d'en posséder un de conception sérieuse.

Celui que nous vous proposons ici est un oscilloscope d'observation, ce qui signifie qu'il permet l'observation d'une grandeur variable en fonction du temps. Toutefois ses qualités de linéarité et de stabilité font qu'il peut parfaitement être utilisé avec une très bonne précision pour des mesures quantitatives à la condition d'un réglage préalable des coefficients de déviation effectué à l'aide de dispositifs d'étalonnages extérieurs.

Sa construction et sa mise au point ne présentent aucune difficulté pour l'amateur pour lequel il sera un excellent outil de travail.

Caractéristiques principales

Amplificateur vertical

Atténuateur compensé à 3 rapports fixes (1-10-100) et atténuateur progressif potentiométrique de 1 à 10. Précision totale de 5 %.

Cet atténuateur, pour les 3 rapports, présente une impédance d'entrée constante, 1 mégohm en parallèle avec 45 pF. Avec la sonde cette impédance passe à 10 mégohms en parallèle avec 12 pF.

Tension maximale d'entrée en courant continu ou tension alternative de pointe : 300 V.

Bande passante de 0 (courant continu) à 700 kHz à 3 dB à 1,2 MHz (6 dB).

Sensibilité : 25 mV par division (valeur de crête à crête).

Un signal à front raide (crêteaux) est disponible sur une prise de la face avant. Il permet le réglage (compensation) de la sonde.

Amplificateur horizontal

Impédance d'entrée : 1 mégohm.

Bande passante : 350 kHz à 3 dB.

Sensibilité : 1 volt par division. Valeur crête à crête.

Base de temps

Du type déclenchée. Cependant en l'absence d'un signal d'amplitude suffisante elle produit un balayage d'attente (récurrente 10 Hz).

Vitesse de balayage : peut être sélectionnée grâce à 5 rapports fixes (10-100-1 K-10 K-100 K) et un réglage progressif par potentiomètre (Var. Fr.). Cette plage donne la possibilité d'observer des phénomènes périodiques de fréquences comprises de 10 Hz (un cycle pour 10 divisions) à 1 MHz, 1 cycle par division.

Synchronisation

Interne avec inversion possible de polarité. Dans ce cas la synchronisation s'effectue sur le signal observé à partir d'un signal inscrit entre deux divisions du réticule.

Extérieure par signal appliqué à la prise « Trig In ». Le niveau nécessaire est dans ce cas de 2 V_{eff}.

La synchronisation peut également se faire par le secteur par interconnexion des bornes « Trig. In. » et « Alternatif ».

Alimentation

Alternatif (110-130-220-240 V).

Consommation 90 watts.

Cet oscilloscope met en œuvre un tube

Le schéma (figure 1)

de 7 cm de diamètre d'écran DG7-32/01 qui présente entre autres avantages celui de fonctionner avec une faible THT.

L'amplificateur vertical. — Le signal à observer peut être appliqué à l'amplificateur vertical soit directement soit à l'aide d'une sonde de rapport 1/10 comprenant une pointe de touche qui est reliée à l'entrée de l'appareil par une 9,1 mégohms shuntée par un condensateur ajustable de 25 pF.

À la suite de la prise d'entrée on a prévu un condensateur de 100 nF qui élimine

la composante continue qui peut se superposer au signal périodique à observer. Dans certains cas, il est nécessaire de conserver cette composante. Pour cela l'interrupteur S₁ court-circuite le 100 nF.

Un atténuateur à trois rapports fixes commandés par le commutateur 2 sections 3 positions (S₂). La position 1 transmet la totalité du signal. En position 2 il est réduit dans un rapport de 10 par un diviseur constitué par une 910.000 ohms shuntée par un condensateur ajustable de 3-12 pF et par une 110.000 ohms en parallèle avec un 100 pF. En position 100 le signal est réduit dans un rapport de 100 par un autre diviseur placé entre le point intermédiaire du précédent et la masse. Ce second diviseur est formé d'une 910.000 ohms en parallèle avec un ajustable 3-12 pF et par une 100.000 ohms en parallèle avec un 100 pF. En position 10 et 100 l'atténuateur est shunté par un ajustable de 3-12 pF par la seconde section de S₂. Les condensateurs ajustables servent à compenser l'atténuateur en fréquence. Ce dernier présente de ce fait une impédance constante sur toutes les gammes, soit 1 mégohm en parallèle avec 45 pF.

À la sortie de l'atténuateur le signal est transmis par un 47 nF shunté par une 270.000 ohms et en série avec une 100 ohms, à la grille de la section triode d'un ECC 80. Cette triode est utilisée en cathode Follower ; sa plaque étant alimentée directement par la HT, la charge étant insérée entre cathode et masse. Cette charge est constituée par 1.800 ohms shuntée par un potentiomètre de 10.000 ohms en série avec une 1.200 ohms côté masse. Ce potentiomètre qui attaque la grille d'une triode ECC 88 à travers une 100 ohms assure la variation progressive de l'atténuation entre les trois rapports fixes procurés par S₂. Afin de conserver tout le long de la course de ce potentiomètre un potentiel continu constant, un équilibrage est effectué grâce à un potentiomètre de 4.700 ohms en série avec une 20.000 ohms.

L'attaque des plaques de déviation verticale du tube cathodique étant symétrique, les deux triodes de la ECC 88 équipent l'étage déphaseur. Elles ont une résistance de cathode commune de 470 ohms et leur circuit plaque est chargé de 3.900 ohms. La seconde fonctionne en grille à la masse.

La polarisation de cette grille est réglée par un potentiomètre de 4.700 ohms dont un côté est réuni au + HT par une 120.000 ohms et l'autre à la masse par une 4.700 ohms en série avec une résistance réglable de 1.000 ohms. Le potentiomètre de 4.700 ohms assure le cadrage vertical du spot et la résistance réglable en fixe les limites. Les deux étages que nous venons d'examiner sont alimentés à travers une 6.800 ohms découplée par une 8 µF.

La plaque de chaque triode ECC 88 attaque à travers des 100 ohms la grille de commande des pentodes ECC 80 qui équipent l'étage de sortie. Le circuit plaque

L'OSCILLOSCOPE

CENTRAD

« BEM 009 »
décrit ci-contre

est vendu uniquement en « KIT » **725,00**
au prix de F

AUTRES « KITS » CENTRAD
DISPONIBLES

Voltmètre électronique
« BEM 002 » **350,00**

Oscilloscope
« BEM 003 » **1595,00**

Générateur BF
« BEM 004 » **585,00**

Oscilloscope
« BEM 005 » **1095,00**

Boîte de substitution
« BEM 008 » **275,00**

Alimentation Basse Tension
« BED 001 » **570,00**

Alimentation Haute Tension
« BED 002 » **570,00**

Expéditions immédiates contre mandat à la commande

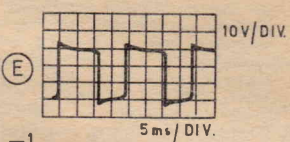
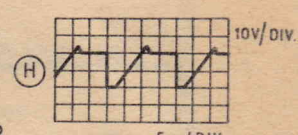
NORD-RADIO

Concessionnaire officiel CENTRAD

139, rue La Fayette, PARIS (10°)
TRUdaine 89-44

Autobus et métro : Gare du Nord

C.C.P. PARIS 12.977-29



RAPPORT 1/10

9.1 MΩ 6.25 pF

100 nF C1

910 kΩ C2 3-12 pF

110 kΩ C3 100 pF

910 kΩ C4 3-12 pF

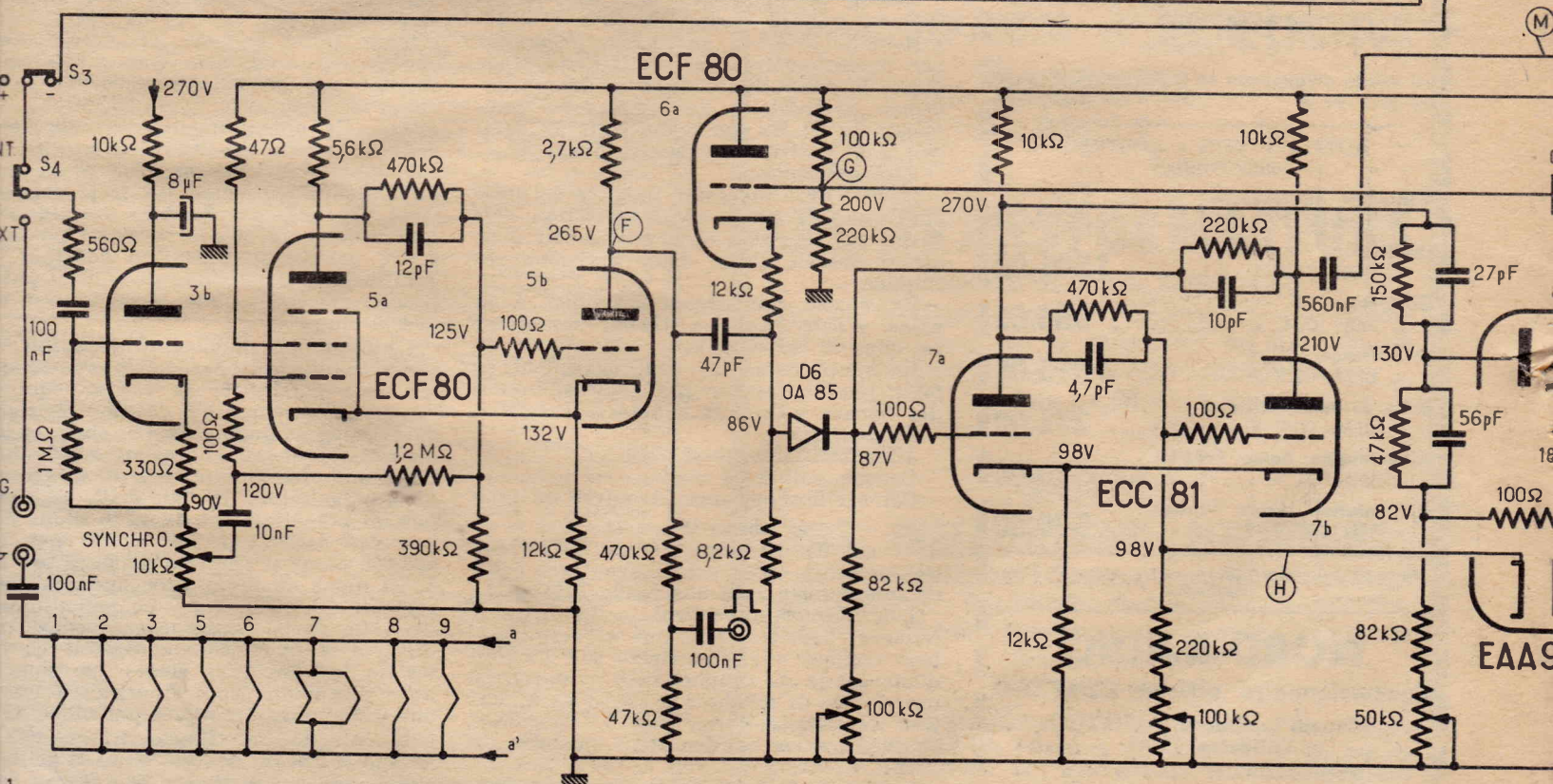
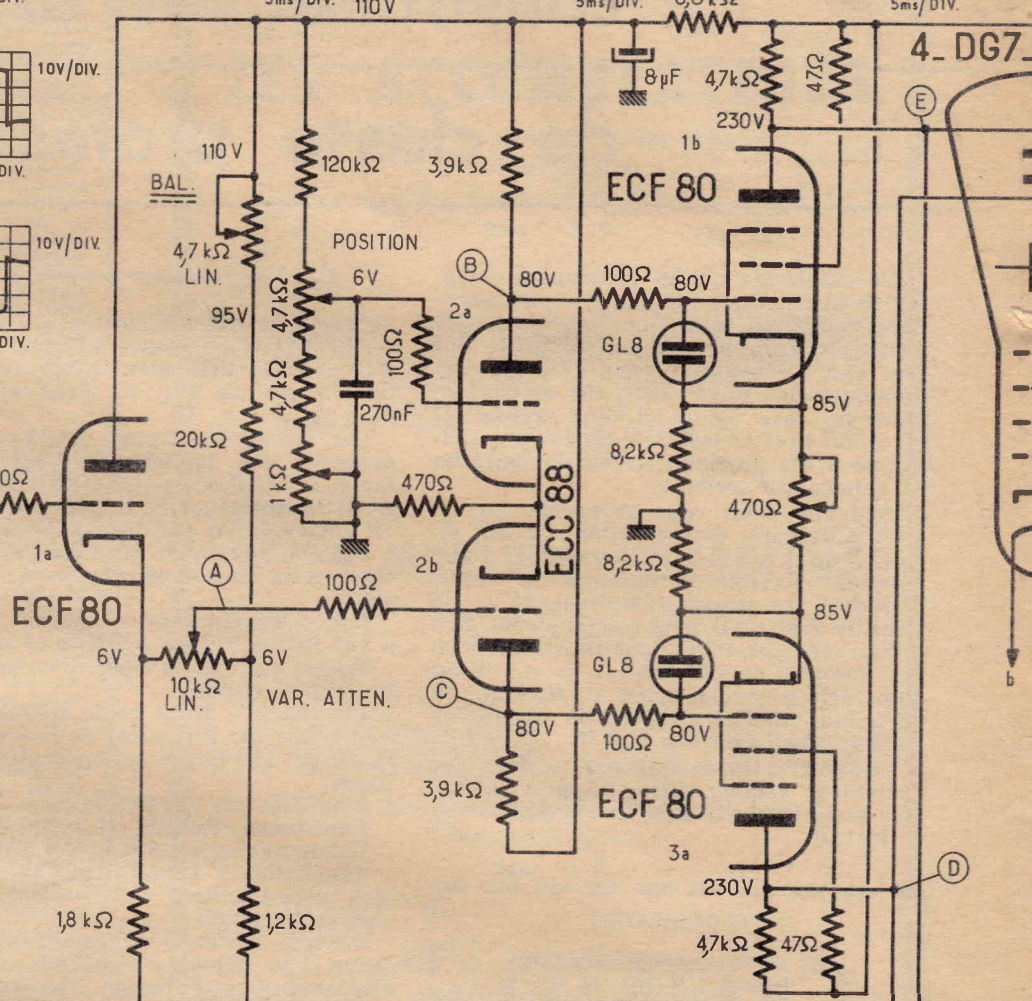
100 kΩ C5 100 pF

270 kΩ 47 nF C6

S1 S2a S2b

ATTEN

(E)



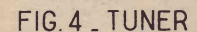


FIG. 5 - AMPLI F.I. 10,7 MHz

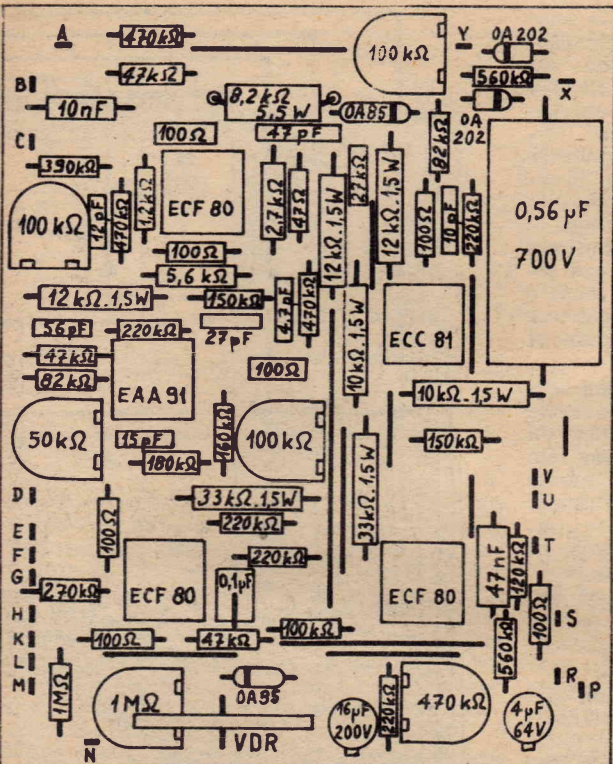


FIG. 2. BASE DE TEMPS

que. La brusque variation de la tension anodique de la triode d'entrée du basculeur a pour conséquence de bloquer la triode 9a contenue dans une ECF 80 ce qui a pour effet de bloquer également la pentode 9b. Un commutateur S_1 selon 5 de ses

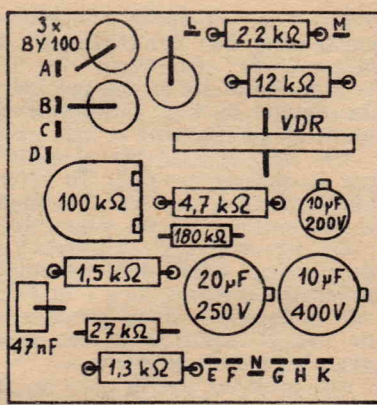


FIG. 4. ALIMENTATION

positions, met en service un condensateur choisi parmi 5 dont les valeurs sont : 0,12 μF, 22 nF, 3,9 nF, 680 pF et 120 pF. Ce condensateur se charge linéairement à travers une résistance de 270.000 ohms et une résistance variable de 2 még-ohms qui est la commande progressive de vitesse accessible sur le panneau avant de l'appareil. Cette charge provoque une montée de tension linéaire sur la plaque de la pentode 9b. Quand cette tension atteint une valeur suffisante qui est prédéterminée par le réglage d'un potentiomètre ajustable de 100.000 ohms en série avec une

160.000 ohms, elle provoque la conduction d'une diode EAA91 (8b) ce qui a pour conséquence de débloquent la triode 7b et de bloquer la triode 7a et l'étage basculeur retrouve son état d'attente initial.

L'autre diode EAA 91 (8a) ayant sa cathode reliée au condensateur choisi par S_1 ne sera conductrice que lorsque la tension en dents de scie aux bornes du condensateur sera revenue au potentiel de référence choisi par le réglage du potentiomètre de 50.000 ohms.

L'impulsion positive résultant du retour de la triode 7a du basculeur, à l'état bloqué est appliquée à la grille de la triode 9a laquelle devient conductrice et provoque alors la conduction de la pentode 9b. La décharge du condensateur sélectionné par S_1 à lieu à travers les résistances de 47.000 ohms du circuit plaque de 9a et de 33.000 ohms du circuit plaque de 9b. L'augmentation de la chute dans la 47.000 ohms qui en résulte provoque la conduction de la diode OA 85 à travers une 100.000 ohms qui forme avec une 270.000 ohms un pont qui fixe le potentiel de la triode 6a. Cela provoque une diminution du potentiel cathode de la triode 6a et la diode D_1 , vigoureusement bloquée pendant toute la durée de la décharge, ne transmet, pendant ce temps, aucune impulsion de déclenchement.

Voie horizontale. — Le signal à appliquer aux plaques de déviation horizontale du tube cathodique peut provenir de la base de temps, ou d'une source extérieure. Dans les deux cas l'attaque est symétrique et provoquée par les pentodes ECF 80 (9b et 6b). Ces deux pentodes sont polarisées par une résistance de cathode commune

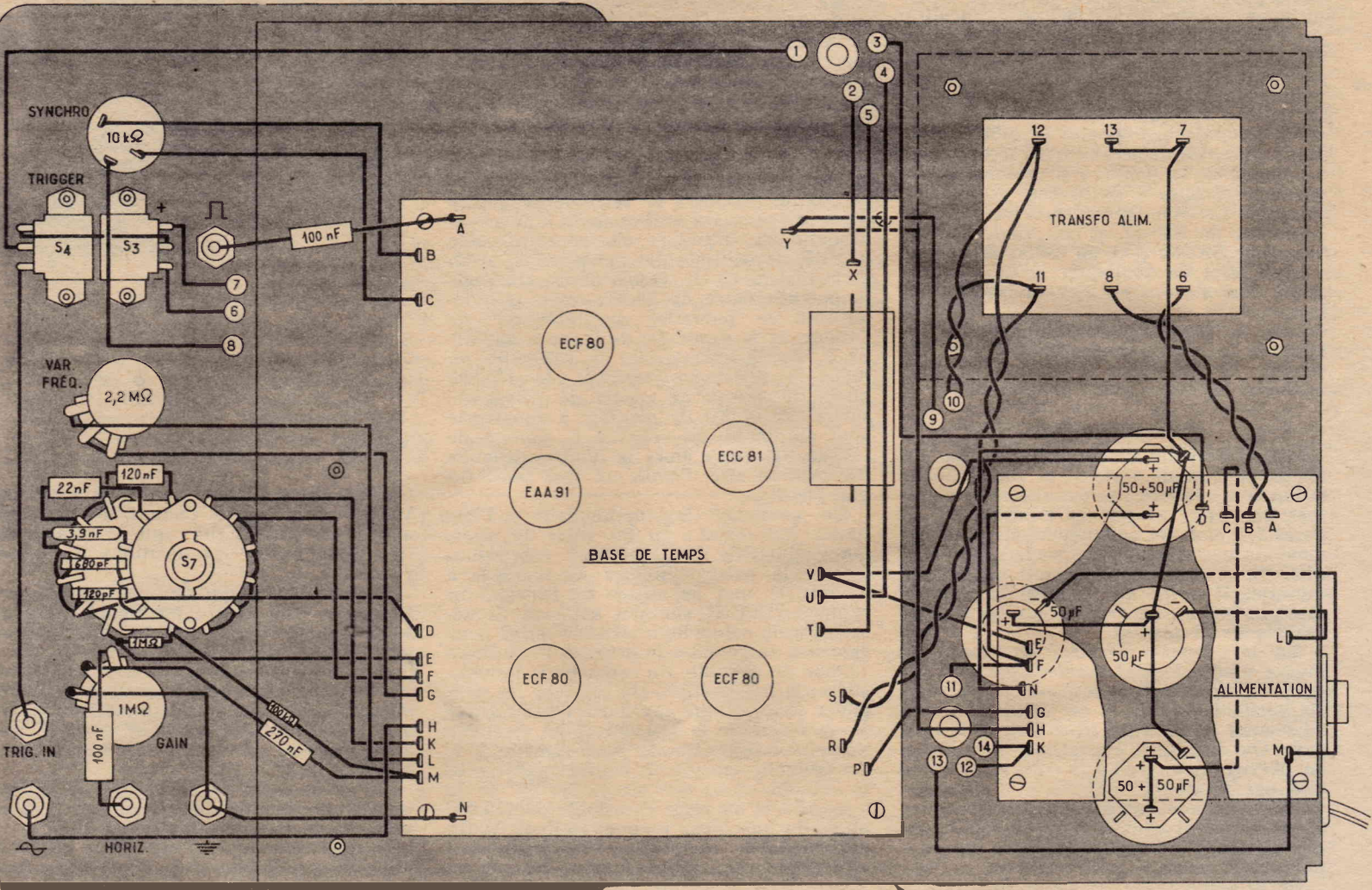


FIG. 7

FACE AVANT

CHÂSSIS VERTICAL

type VDR. Cette résistance est découpée par une $16 \mu F$. Les circuits plaques sont chargés par des 33.000 ohms et attaquent directement les plaques de déviation du tube. Le déphasage est obtenu par report sur la grille de 6b du signal recueilli sur la plaque de 9b. Le réseau de port contient une résistance ajustable de 10.000 ohms permettant de réaliser le drage horizontal du balayage. Dans les cas de l'injection d'un signal extérieur ce drage est obtenu par une résistance ajustable en série avec 1 mégohm .

Lorsqu'on veut appliquer un signal extérieur aux plaques de déviation horizontale le commutateur S, élimine les condensateurs du relaxateur et réunit la grille de commande, à la prise « horizontal », par un intermédiaire, entre autres, d'un potentiomètre de gain de 1 mégohm et des condensateurs de $100 \mu F$ et de 270 nF . La résistance ajustable de 1 mégohm de carage est incorporée dans un réseau de contre-réaction qui va de l'anode à la grille de commande de la pentode 9b.

Alimentation et tube cathodique. — Le transformateur possède un secondaire de chauffage pour le tube, un autre pour les lampes et un secondaire HT à prise médiane. Le redressement à deux alternances de cette HT par les diodes BY100S, D_1 et D_2 , procure les tensions d'alimentation de l'amplificateur vertical (270 V) et des circuits de base de temps et d'amplificateur horizontal (290 V). Une autre diode BY100S (D_3) fournit à partir d'un demi-enroulement HT les tensions négatives : -200 V pour la cathode du tube et -135 V pour la cathode des tubes 9a, 9b et 6b.

Sur le tube cathodique le réglage d'astigmatisme s'effectue par un potentiomètre de 100.000 ohms et celui de focalisation à partir de la tension de -200 V par un potentiomètre de 100.000 ohms encadré par une 22.000 ohms et une 100.000 ohms côté masse. La luminosité est contrôlée par un potentiomètre de 47.000 ohms prévu entre le point -330 V et la cathode. La tension appliquée au Whenelt en l'absence de balayage bloque le tube cathodique. Lors du déclenchement le potentiel de plaque de la triode 7 b remonte brusquement et reste à ce niveau pendant le balayage. Cet état est transmis par un condensateur de 560 nF et une diode de restauration OA 202 (D_4) au Whenelt ce qui a pour effet de débloquent le tube cathodique dont l'écran est alors parcouru par le spot.

Lors de l'application d'un signal extérieur à l'entrée « Horizontal » il est nécessaire de débloquent le Whenelt en permanence en augmentant la luminosité.

Réalisation pratique

Les principaux circuits de la base de temps de l'ampli vertical et de l'alimentation sont réalisés sur des circuits imprimés que nous avons représentés aux figures 2, 3 et 4. On commence par l'équipement de ces circuits. Ce travail n'est pas difficile et requiert seulement un peu de minutie. Il suffit de reproduire exactement ce qui est représenté sur les figures énumérées ci-dessus.

Sur le panneau inférieur on monte les quatre pieds et celui escamotable puis les amortisseurs. On fixe ce panneau au châssis vertical (fig. 5). A ce châssis on fixe également le panneau supérieur et la poignée. On dispose le répartiteur de tension en prévoyant un relais à trois cosses sur une des fixations, le transfo d'alimentation, les condensateurs électrochimiques $50 \mu F$ -450 V et ceux $2 \times 50 \mu F$ -450 V. On met en place le socquet du tube, son support, et le relais à quatre cosses.

On effectue selon les plans des figures 6 et 7 le câblage préliminaire du châssis

vertical qui comprend notamment le raccordement des condensateurs électrochimiques, du répartiteur de tension du voyant lumineux et des broches 1, 12 et 3 du socquet du tube cathodique qui correspondent au filament et à la cathode.

On fixe ensuite les circuits imprimés sur le châssis vertical. On effectue le câblage relatif à ces circuits toujours comme il est indiqué sur les plans de câblage.

On procède à l'équipement mécanique du panneau avant dont une moitié est représentée sur la figure 6 et l'autre moitié sur la figure 7 et on procède au câblage de ces éléments et à leur raccordement avec les autres éléments.

On continue par la pose du cordon secteur, la mise en place du couvercle arrière. Ensuite on dispose le blindage du tube cathodique et du tube lui-même. On pose le cache et le réticule. On monte les lampes sur leurs supports. On monte enfin les boutons de commande.

Les panneaux latéraux seront mis en place après la mise en service. La réalisation de la sonde atténuatrice se fait selon la figure 8.

Mise en service

On commence par la vérification des tensions. Ensuite on passe aux différents réglages.

Réglage de l'ampli vertical. — On met les organes de commande dans les positions suivantes : Luminosité : maximum ; focalisation : maximum ; Var atten. : 10 ; atténuateur : X10 ; var. fréq. : maximum ; time base : int. 10. On règle le potentiomètre « Position » et les résistances ajustables de 4.700 et de 1.000 ohms qui déterminent le potentiel de la triode 2a pour obtenir une tension identique sur les deux plaques verticales du tube. Le potentiomètre « Position » doit être à mi-course environ.

On met le potentiomètre « Var Atten » sur 1. On règle la résistance variable « Bal » de façon que la trace revienne au centre du réticule. On répète ces différents réglages jusqu'à ce que la trace soit immobile.

Réglage de la base de temps. — On tourne la résistance variable « Var. Fréq. » au maximum dans le sens des aiguilles d'une montre. On enlève la ECC 81 et on branche un voltmètre électronique entre la VDR de cathode des pentodes 9b et 6b et la résistance de 47.000 ohms . On règle le potentiomètre de 50.000 ohms qui détermine le potentiel de référence de l'anode de la diode 8a, de façon à obtenir 28 V . Après avoir retiré le voltmètre on règle la résistance variable de 470.000 ohms du réseau de report de l'étage de sortie (9b et 6b) de manière à amener le spot au début du réticule à gauche de l'écran. On règle alors la luminosité et la focalisation afin d'avoir un spot aussi fin que possible.

On commute le combinateur « Time base » sur « Ext » et on règle la résistance ajustable de 1 mégohm correspondant à la prise « Horiz » de manière à amener le spot au milieu de l'écran. On remplace l'ECC 81 sur son support. Si nécessaire on retouche la 470.000 ohms pour ramener le spot ou la trace à l'extrémité gauche du réticule. On retouche la luminosité et la focalisation. On branche un voltmètre électronique aux bornes de la diode D_4 et on règle la 100.000 ohms ajustable de son circuit cathode pour obtenir 1 V . On branche ensuite le voltmètre entre D_1 et la 100 ohms du circuit grille de la triode 7b et on règle l'ajustable de 100.000 ohms du basculeur pour obtenir 12 V . On débranche le voltmètre. Une trace doit apparaître. On place « Int » sur 10 et « Var. Fréq. » au maximum et on ajuste la longueur de la trace en agissant sur la

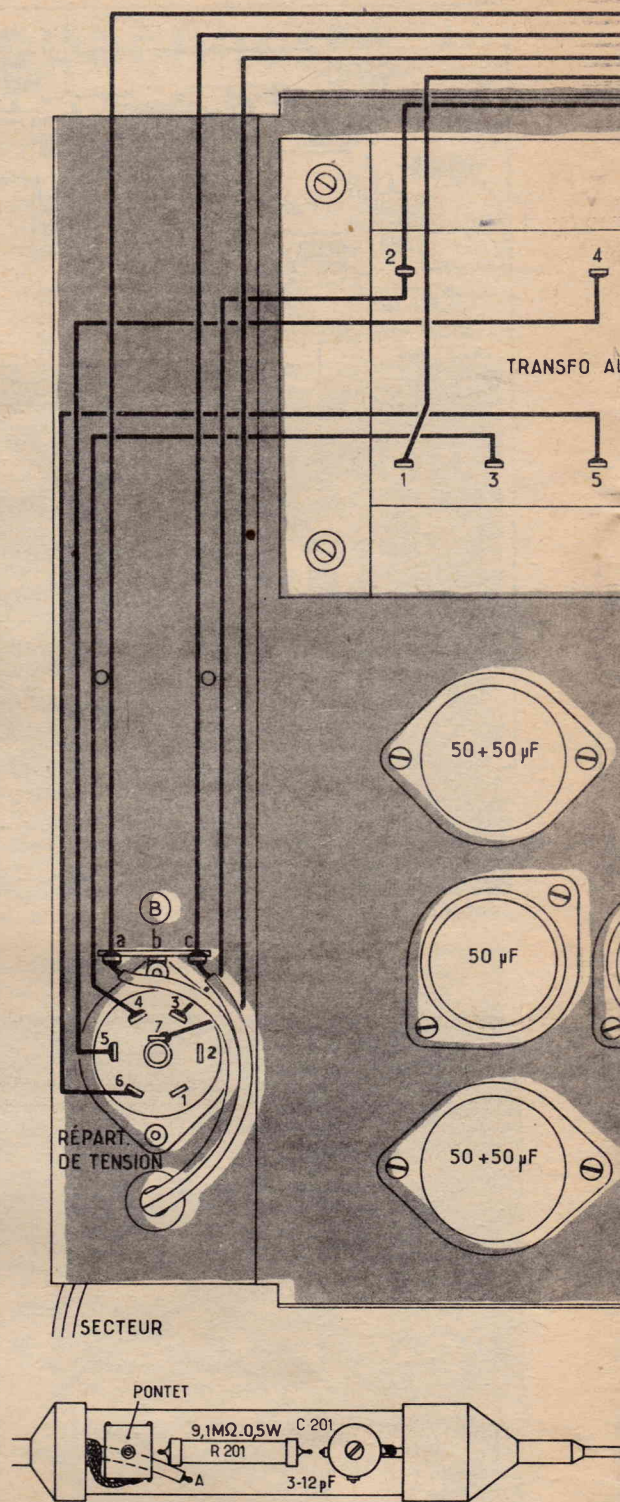


FIG. 8 - SONDE

100.000 ohms ajustable en série avec une 160.000 ohms entre l'anode de 8b et la masse. On vérifie alors que le balayage a lieu pour toutes les positions de « Var. Fréq. ».

Réglage de l'atténuateur d'entrée « vertical ». — On injecte un signal carré de 1 V et 1.000 Hz provenant d'un générateur à basse impédance de sortie. On place S_2 sur la position 10 et on agit sur le potentiomètre « Var atten » pour que l'oscillogramme ait une grandeur suffisante. On agit sur l'ajustable C_2 pour réaliser une compensation correcte du signal carré observé.

On place S_2 en position 100, on injecte un signal carré à 1.000 Hz de 10 V et on règle C_4 de la même façon que C_2 .

C_6 doit être réglé si on utilise la sonde atténuatrice. Il faut alors compenser cette sonde. Pour cela on applique à cette sonde un signal de 1 volt et on règle le

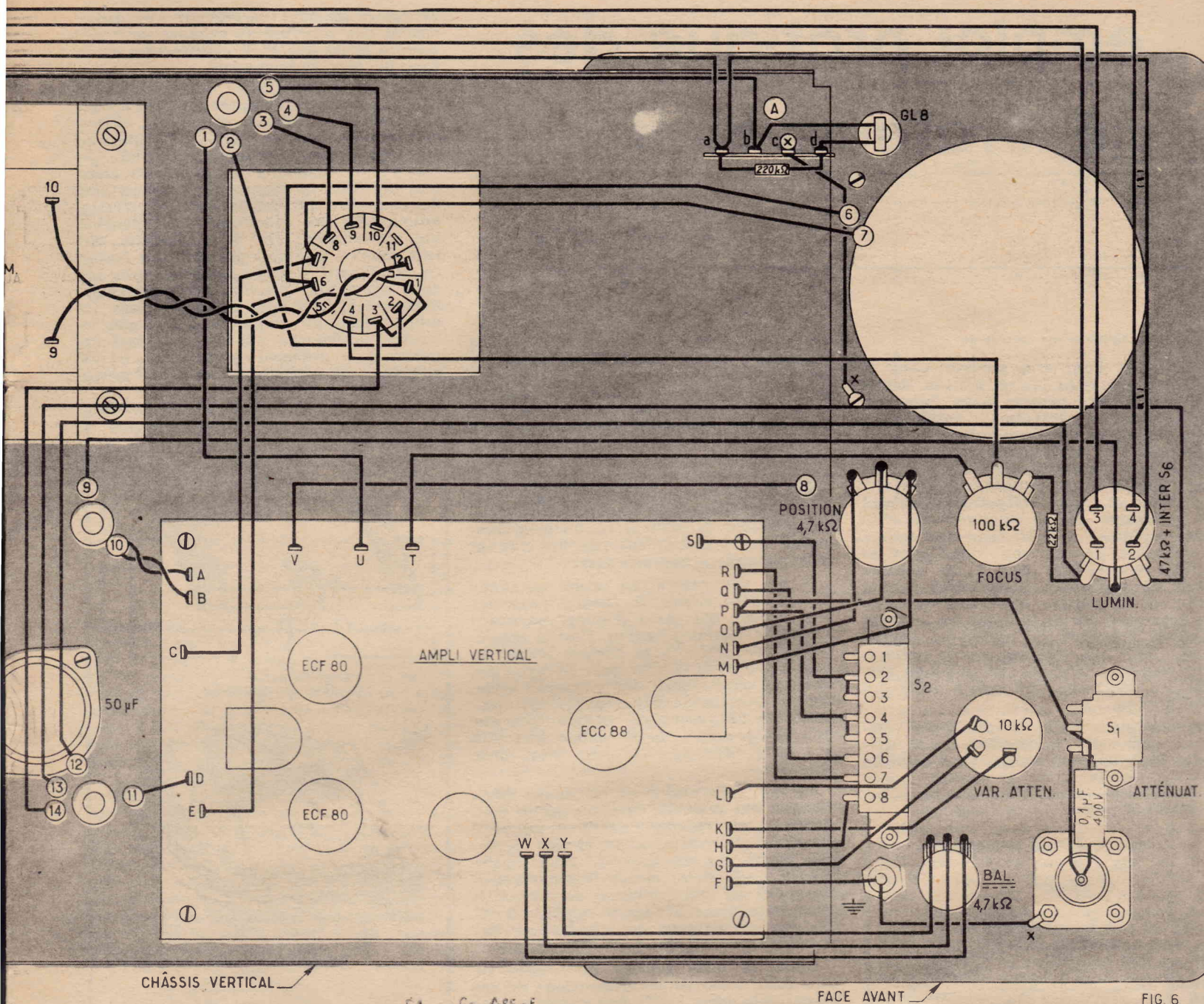


FIG. 6

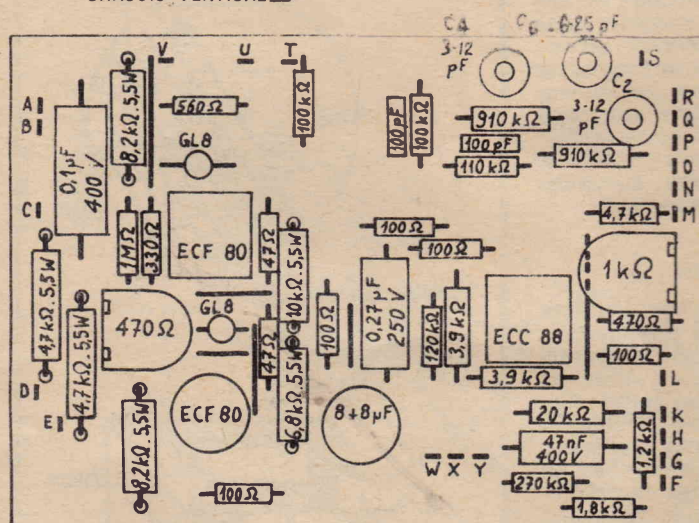


FIG. 3 AMPLI VERTICAL

condensateur ajustable intérieur à cette sonde pour obtenir une compensation correcte de l'onde. On place alors S_3 sur 10, on injecte un signal de 10 V et on règle le trimmer C_6 toujours de manière à obtenir la meilleure compensation possible.

Tarage de l'amplificateur vertical. —

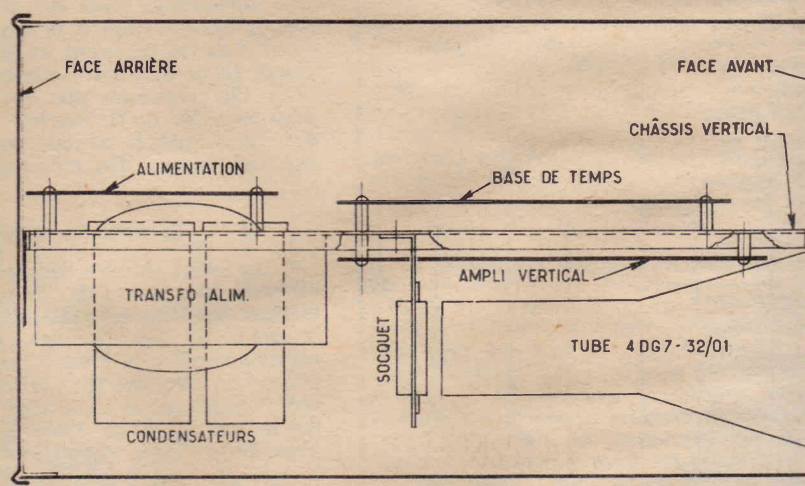


FIG. 5 VUE DE DESSUS

On applique un signal de valeur connue (on peut prendre par exemple une pile de 1,5 V. On commute S_2 sur 1 on règle, également sur 1, le potentiomètre « Var. Atten ». On règle alors le potentiomètre de 470 ohms placé entre les cathodes des pentodes ECF 80 de l'étage de sortie, de

manière que le déplacement de la
soit de trois divisions ce qui corres-
à 0,5 mV/div. et à une sensibilité
50 mV/div. lorsque l'atténuateur pro-
sist est au maximum.

emploi pratique des générateurs Hall ⁽¹⁾

par Fred KLINGER

Générateurs pratiques

Ceux que l'on peut trouver dans le commerce et dont notre tableau donne quelques caractéristiques sans, bien entendu, aucune intention publicitaire, comportent tous une constante de proportionnalité, dite de Hall qui, dans les dispositifs exploitables doit répondre à deux spécifications au fond encore évidentes : être élevée et rester indépendante devant des variations de température, ces véritables « plaies », de la semi-conduction. La première de ces conditions peut se traduire encore par ceci : un nombre réduit de particules électrisables faisant partie de la matière elle-même qui doit être traversée par le courant (ce courant lui-même composé de particules électriques) ; de telles matières seront précisément semi-conductrices par suite de leur structure cristalline, peu apte à céder des électrons (fig. 12-a).

Suivant les matières premières employées dans la constitution de la plaquette Hall, on peut obtenir une stabilité

convenable devant la température, comme le montre notre figure 12-b ; de toutes façons, tous les efforts devront tendre vers un courant de commande constant et ce but on peut l'atteindre ici, comme dans bien d'autres dispositifs électroniques, par une tension de commande constante ; certes, cette figure 12-b indique alors une diminution de la constante de Hall elle-même, mais comme cette variation s'accompagne d'une diminution de la résistance interne du générateur, on peut compenser cet inconvénient par un courant de commande à nouveau accru.

Il est, par contre, un point que dans de tels générateurs il faudra respecter plus encore que dans d'autres montages à base de semi-conduction, c'est la température admissible à la surface même du semi-conducteur : bien que, en principe, ils soient prévus pour 120°, il serait nettement préférable de se cantonner aux alentours de 80° et même chaque fois que cela est possible, de travailler très loin de cette dernière valeur, tout juste tolérable.

En fait, cette notion de résistance interviendra une nouvelle fois, puisqu'on considérera ici, comme dans tout appareil industriel, le rendement ou encore le rapport entre les énergies — ou les puissances — fournies et les énergies récoltées : ici, où tout semble se passer sur le plan de porteurs, il faudra essayer de doter ceux-ci d'autant de « mobilité » que possible.

Enfin, il nous semble intéressant de bien faire ressortir les dimensions de ces pièces détachées : déjà fort réduites dans leur ensemble, elles ne réservent qu'une très faible fraction à la zone utile proprement dite et on peut chiffrer les dimensions de la plaquette elle-même aux environs du dixième de millimètre. C'est peut-être là qu'il faudra voir, sinon le principal intérêt de ces engins, du moins une des causes des très nombreuses...

Applications pratiques

Elles sont toutes basées sur l'entière réversibilité, à la fois, de ces phénomènes et des données essentielles qui les caractérisent. De ces données, nous avons pu en dégager 3 : le champ magnétique extérieur, le courant qui traverse l'échantillon considéré, le potentiel qui apparaît ; de la variation de l'une d'entre elles on peut déduire les variations des causes.

Sachant, par exemple, qu'un champ H donné provoque toujours l'apparition d'une différence de potentiel V (avec les polarités voulues, s'entend), par suite de l'existence d'un certain courant I, on peut tracer des graphiques de l'une de ces données en fonction d'une deuxième, la troisième restant constante (juste pour la durée de cette expérimentation) : à leur tour, de tels graphiques se mueraient en de

véritables abaques permettant très directement des conclusions valables pour des valeurs, telles que V/V' , différentes de V, base de leur établissement.

On peut ainsi classer les applications en deux groupes, comprenant l'un les générateurs-Hall insérés dans un champ magnétique dont on varie l'intensité : si, au cours de cette mesure, le courant qui traverse la plaquette est maintenu constant (fig. 13), on dispose d'un moyen aisé de connaître l'intensité d'un tel champ uniquement en observant les potentiels qui apparaissent. De façon générale, une telle mesure ne serait pas des plus faciles en employant d'autres moyens, mais ici, nous trouverons un avantage supplémentaire et un avantage de taille, dans les dimensions ultra-réduites des « générateurs » eux-mêmes : il devient ainsi extrêmement commode de mesurer ou de contrôler les champs capables de provo-

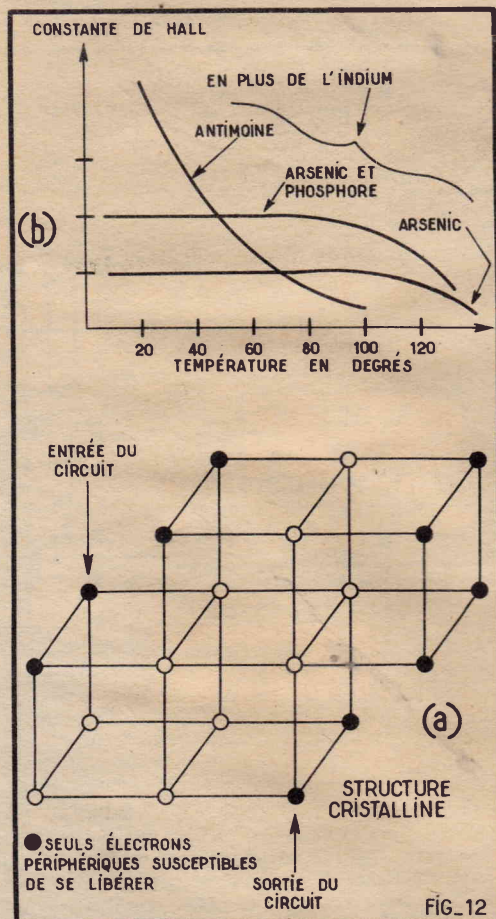


FIG. 12

(1) Début de cette étude dans notre précédent numéro.

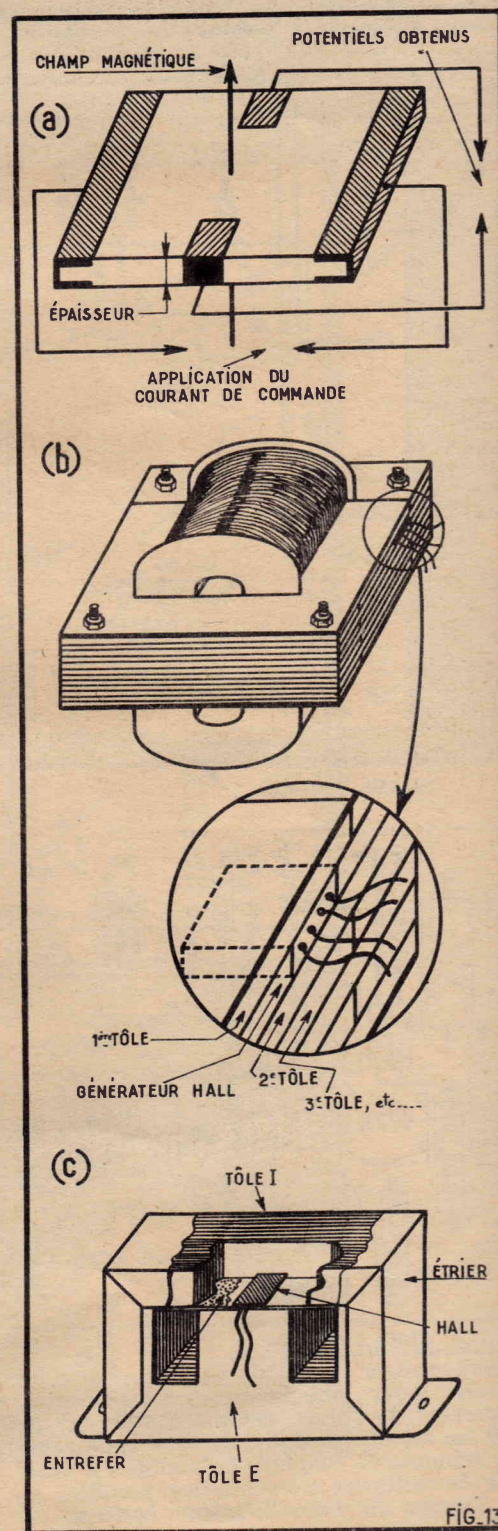


FIG. 13

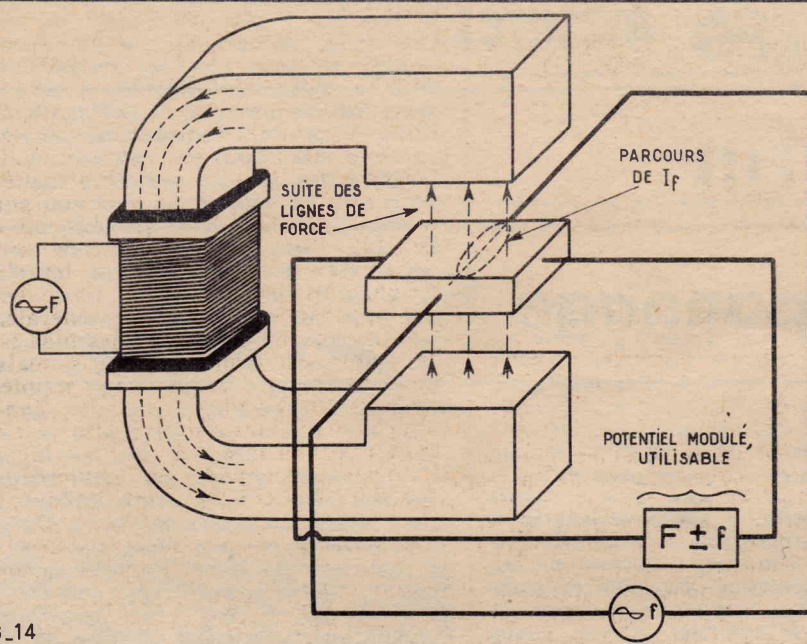


FIG. 14

quer une induction magnétique aussi bien entre deux tôles (fig. 13-b) d'un circuit magnétique (par exemple dans le cas d'un transformateur statique) que dans l'entrefer prévu dans un tel circuit (fig. 13-c) ; et cela sans modifier en rien le fonctionnement même de la pièce contrôlée, donc bien les conditions dynamiques, par excellence.

La finesse de certaines de ces sondes, alliée à leur très grande sensibilité, élargit encore ce champ d'investigation, puisqu'on est ainsi à même de vérifier de telles inductions d'endroit en endroit et de déceler d'éventuels écarts de perméabilité ou de toute autre caractéristique du circuit magnétique.

Le deuxième grand groupe d'applications place, au contraire, ce générateur (et c'est là que probablement son nom se justifie le mieux) dans des champs magnétiques, soit constants, soit d'intensité parfaitement connue. On dispose alors d'un moyen de comparaison entre des potentiels et des courants : ces derniers seront mesurables, sans absolument aucune chute de tension, aussi faible soit-elle, puisque les deux lectures ne se font pas dans un même circuit.

Ces trois données, dont deux variables et une constante, font songer immédiate-

TABLEAU
Quelques générateurs ou sondes
« HALL »

Type	Champ (en kilo- gauss)	cour- rant en mA	Poten- ciel en mV
EA218 ...	10	100	85
FC32 ...	10	130	140
RHY12 ..	5	80	100
MB23 ...	3	80	—
SBV525 ..	10	90	100

ment — et là nous continuons à nous trouver dans ce deuxième domaine d'application — à une fonction de modulation, puisqu'on peut, chaque fois, prélever la composante résultant de deux signaux différents... et parfaitement indépendant l'un de l'autre. Si nous provoquons, par exemple, la naissance d'un champ magnétique extérieur à l'aide d'un courant se reproduisant à une fréquence F et que nous alimentons la plaquette-Hall par un autre courant, variant, lui, à une fréquence f , différente de F , nous obtiendrons directement des tensions — variables — Hall à la fréquence F , certes, mais dont les amplitudes varieront au rythme de f , avec les elongations relatives présentées par ce dernier signal (fig. 14).

Enfin, tout un autre groupe d'applications que, malheureusement, nous ne pouvons pas trop détailler ici : les calculateurs, puisque, à chaque instant, on peut disposer du produit, ou au contraire, du quotient de deux grandeurs.

Toutes ces considérations peuvent — pourquoi pas ? — avoir gardé un petit relent de laboratoire et vous inciter à la réflexion : tout cela ne peut déboucher, pour nous amateurs, sur des expériences réelles, avec les moyens — techniquement — restreints dont nous disposons. Détrompez-vous alors, cher Lecteur, puisque — faisons cette confiance — notre premier contact avec ce genre d'appareils s'était effectué par l'entremise de la culasse d'un vieux haut-parleur à excitation (fig. 15) produisant un champ de l'ordre de la dizaine de kilogauss : dans ces conditions, il suffisait d'une centaine de milliampères pour lire très nettement des dixièmes de volt. Nous ne croyons donc pas avoir exagéré en parlant d'un terrain de prédilection pour l'amateur.

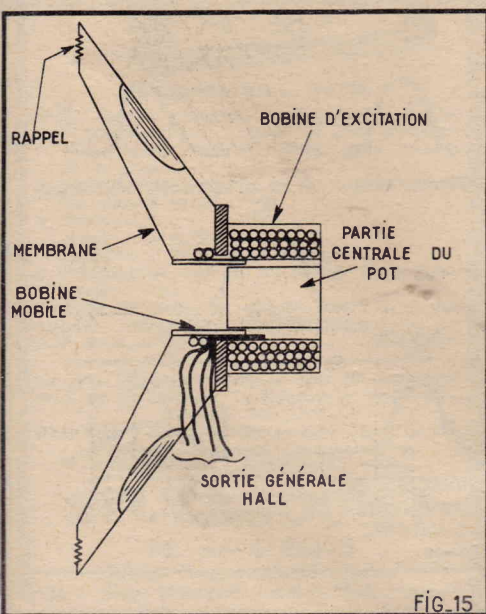


FIG. 15

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

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

NUMERO 234 D'AVRIL 1967

- Une jauge électronique.
- Mise au point des magnétophones.
- Ampli de sonorisation de 15 W.
- Préampli d'antenne pour TV.

NUMERO 233 DE MARS 1967

- Récepteur OC à changement de fréquences.
- Nouveaux montages B.F.
- Récepteur pour radio-commande à quatre canaux.
- Un photomètre ultra-sensible.

NUMERO 232 DE FEVRIER 1967

- Capacimètre à transistors
- Récepteur portatif à 6 transistors.
- Circuits spéciaux de TV en couleurs.
- A propos de la DX-TV

NUMERO 231 DE JANVIER 1967

- Une enseigne électronique
- Ampli de 20 watts pour guitare
- Ampli stéréo Hi-Fi 2 X 10 W
- Ampli 1 W à transistors
- Ampli HF à cadre
- Chambre d'écho

NUMERO 230 DE DECEMBRE 1966

- Déclencheur photosensible
- Tuner stéréophonique à transistors
- Récepteur portatif à 6 transistors
- Boîte de résistances

NUMERO 229 DE NOVEMBRE 1966

- Ampli Hi-Fi Bicanal
- Un contrôleur universel
- Générateur BF à battements
- Alimentation secteur régulée
- Clignoteur électronique sur secteur

1.50 F le numéro

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

ce banc d'alignement et de mesures permet à lui seul mise au point et dépannage ⁽¹⁾

par L. MARPEAUX

5) Oscillateur VHF

Mettre C_6 sur la position FM et C_7 sur la position OP. Le curseur de P_2 est amené presque en bout de course côté masse.

La première chose à faire est de contrôler si la gamme de fréquence émise correspond bien à la gamme habituelle des émissions en modulation de fréquence. Placer le générateur à côté du récepteur. Accorder celui-ci sur le bas de la gamme FM. Vérifier que pour une position de CV3 voisine de celle où sa capacité est maximum, la modulation à 50 Hz « sort » par le haut-parleur. Accorder le récepteur sur le haut de gamme et vérifier que l'on peut trouver une position d'accord vers l'autre bout de la course du condensateur variable.

Au besoin agir sur P_2 pour réduire au maximum la plage où l'accord est perçu afin d'accroître la précision des relevés ultérieurs.

Si la gamme émise concorde mal avec la gamme FM, on pourra agir

— soit en rapprochant ou en écartant les spires de L_2 , ce qui aura pour but de déplacer l'ensemble de la gamme émise ;

— soit en modifiant la capacité du condensateur ajustable de 5 pF qui relie L_2 à la BA102. Une diminution de la capacité aura surtout pour effet d'étendre cette gamme du côté des fréquences élevées.

En fait une concordance parfaite des haut et bas de gamme du générateur avec ceux du récepteur n'est pas nécessaire. Ce travail n'a donc pas à être très précis. Lorsqu'il est terminé nous passons à l'étalonnage proprement dit.

La méthode est la même que pour les autres gammes.

Le générateur est à côté du récepteur dont la sortie BF du détecteur est reliée à l'entrée 1 ou 3 V alternatif du voltmètre électronique.

Le récepteur est accordé sur un émetteur de fréquence connue. On recherche la position du bouton d'accord de générateur pour laquelle la déviation du voltmètre est maximum.

Si le nombre d'émetteurs FM reçus est trop faible pour tracer avec précision la courbe, on pourra travailler avec des harmoniques des fréquences émises par le générateur en position OC-FM (on en trouve jusque-là !). Pour cela le générateur produit une fréquence de la gamme FM sur laquelle on accorde le récepteur. Puis le générateur est réglé sur la gamme OC-fréquence modulée. On cherche vers le haut de la gamme OC une fréquence qui donne lieu à une réponse du récepteur. La fréquence d'accord du récepteur est alors une harmonique de celle lue sur la courbe d'étalonnage OC, produite par le générateur.

6) Alignement d'un récepteur

Que l'on possède ou non d'oscillographe le réglage du récepteur se fera d'abord par la méthode classique qui consiste à injecter dans les circuits une onde pure ou modulée en amplitude et à mesurer le signal recueilli à la sortie.

D'une part en effet la mise en œuvre de cette méthode est plus simple que celle qui consiste à observer dès le début de l'alignement les courbes de réponse, et d'autre part, par son principe même, un oscillateur wobulé (modulé en fréquence) ne peut nous garantir la même précision en fréquence qu'un oscillateur produisant une onde pure ou modulée en amplitude. C'est pourquoi les appareils professionnels utilisent un oscillateur auxiliaire dit « marqueur », ce qui complique le montage. C'est la raison pour laquelle nous n'avons pas retenu cette solution.

1) Alignement d'un récepteur à modulation d'amplitude :

Relier la sortie du générateur à l'entrée du récepteur, comme il a été indiqué plus haut. P_2 étant réglé à un niveau assez bas. Le récepteur étant accordé sur le bas de la gamme PO, produire avec le générateur un signal modulé en amplitude (fréquence de modulation de l'ordre de 1 kHz par exemple) et de fréquence égale à la fréquence intermédiaire du récepteur (éventuellement court-circuiter le bobinage de l'oscillateur local du récepteur). L'entrée 1 V alternatif du voltmètre électronique sera reliée à la sortie BF de la détection. Régler P_2 pour que le signal de sortie soit de l'ordre de 0,5 V.

Les différents transformateurs F.I. du récepteur seront réglés pour que l'on obtienne le maximum d'amplitude à la sortie. Au besoin et au fur et à mesure que ce travail avancera, régler P_2 afin de réduire l'amplitude du signal injecté afin d'éviter une saturation des étages.

Ensuite, et pour chaque gamme d'onde du récepteur, produire avec le générateur les fréquences d'alignement prévues par le constructeur et régler les noyaux et ajustables des bobinages du bloc d'accord afin de réaliser les deux conditions suivantes :

a) la fréquence doit être à sa place sur le cadran. Un réglage portant sur le bobinage de l'oscillateur local permet d'assurer cette première condition ;

b) l'amplitude du signal mesuré à la sortie détection doit être maximum. C'est un réglage portant sur les circuits d'entrée du récepteur qui permet de l'obtenir.

Pour le réglage du bas de gamme (fréquence la plus basse), c'est la position du noyau des deux bobinages qui sera ajustée.

Pour le réglage du haut de gamme, l'accord portera sur un condensateur ajustable placé en parallèle sur le condensateur variable.

L'alignement obtenu par cette méthode n'est pas parfait. Nous avons indiqué plus haut l'intérêt qu'il peut y avoir à observer les courbes de réponse. Mais que ceux qui ne possèdent pas d'oscillographe se rassurent. Un récepteur ainsi réglé donnera tout de même satisfaction à son propriétaire. Pendant bien longtemps combien de réparateurs professionnels n'ont-ils pas utilisé cette seule méthode d'alignement !

Pour ceux qui possèdent un oscillographe le moment est maintenant venu d'observer les courbes de réponse des circuits.

Le générateur reste relié au récepteur comme précédemment. Mais la sortie BF des circuits de détection est reliée par câble blindé à l'entrée verticale de l'oscillographe. Un autre câble blindé relie l'entrée horizontale à la sortie wob du générateur (voir schéma de principe).

Le générateur est réglé pour produire une onde wobulée de fréquence égale à la fréquence intermédiaire du récepteur, ce dernier étant accordé sur le bas de la gamme PO.

L'amplificateur vertical sera réglé vers le maximum de sensibilité et on réglera l'amplitude de la courbe observée à l'aide de P_2 . Ceci pour éviter la saturation des circuits par un signal trop puissant.

On réglera P_2 pour que la courbe occupe la totalité de la largeur de l'écran, et éventuellement P_1 pour que les deux dernières courbes se superposent bien (voir plus haut).

Nous indiquons figure 19 quelques aspects possibles.

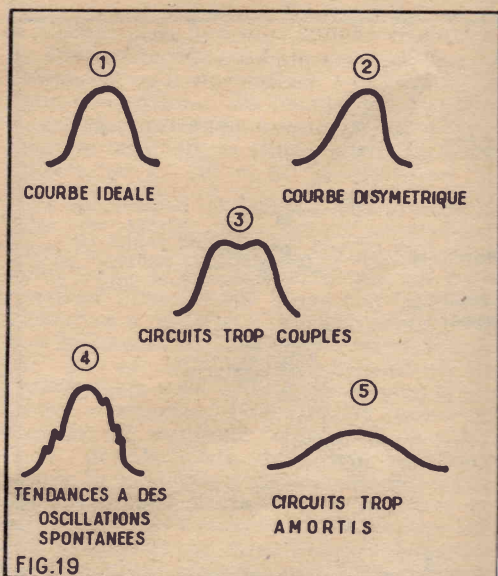


FIG.19

(1) Voir les n° 232, 233 et 234 de « Radio-Plans ».

Les remèdes à apporter seront les suivants : cas (2) : revoir l'alignement pour corriger la dissymétrie. (Ne pas oublier de vérifier par la méthode précédente avec le voltmètre qu'après correction la fréquence d'accord n'a pas changé)

Cas (3) : mauvaise conception des transformateurs F.I. (cas d'une construction par l'amateur ou de l'utilisation de transformateurs dépareillés).

Cas (4) : juguler la tendance à l'accrochage en disposant des résistances dans les circuits, mais en évitant que la courbe prenne l'aspect (5) (récepteur peu sélectif et peu sensible).

La courbe ayant un aspect correct, il reste à vérifier que la largeur de bande a bien la valeur souhaitée.

Pour cela on tourne le bouton d'accord du générateur de façon à faire défiler en un point de l'écran la totalité de la courbe. On pourra en se reportant à la courbe d'étalonnage en déduire la variation de la fréquence émise et vérifier que cette variation est bien de 20 à 25 kHz. Une valeur plus petite correspondrait comme nous l'avons dit à une mauvaise musicalité et pourrait être corrigée en amortissant légèrement les circuits par des résistances en parallèle ou en revoquant le couplage entre les enroulements primaire et secondaire des transformateurs si ceux-ci ont été réalisés par l'amateur.

Une valeur plus grande correspondrait à une sélectivité trop faible et à des circuits trop amortis.

Ce réglage effectué, il sera alors possible en accordant générateur et récepteur sur la même fréquence, d'observer les courbes de réponse de l'ensemble des circuits du récepteur en n'importe quel point d'accord de n'importe quelle gamme.

2) Alignement d'un récepteur à modulation de fréquence.

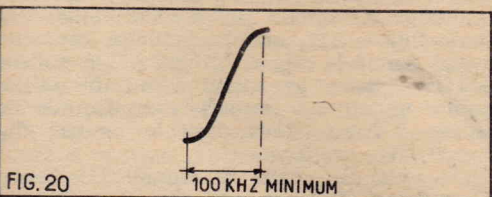
Relier la sortie du générateur à l'entrée MF du récepteur.

Régler le générateur sur 10,7 MHz, onde pure. L'entrée du voltmètre (sensibilité 1 à 3 V continu) sera connectée entre l'une des bornes du condensateur disposé entre les diodes du détecteur de rapport et la masse.

Régler comme précédemment P₁ pour éviter toute saturation (au besoin court-circuiter le condensateur variable côté oscillateur local).

Régler les noyaux des transformateurs à fréquence intermédiaire (sauf celui du secondaire du transformateur alimentant le détecteur) de manière à avoir une déviation maximum du voltmètre.

L'entrée du voltmètre est alors reportée aux bornes de la sortie BF du détecteur de rapport, et le noyau du secondaire du dernier transformateur est alors réglé pour obtenir une déviation nulle du voltmètre.



Si l'on ne dispose pas d'oscillographe, il faut alors décaler la fréquence émise de + 60 kHz, puis de - 60 kHz et vérifier que la tension lue sur le voltmètre est bien la même, au signe près, dans les deux cas. Des résistances ajustables prévues dans les circuits du détecteur de rapport permettent en général d'effectuer la correction nécessaire. Dans ce cas il faudra par des réglages successifs du

noyau et de ces résistances, essayer d'obtenir les deux conditions précédentes (déviations nulle à 10,7 MHz et déviations égales au signe près pour les fréquences symétriques par rapport à la fréquence centrale).

Ce travail se fera bien plus facilement avec un oscillographe. La sortie BF du détecteur est alors reliée par câble blindé à l'entrée verticale de l'oscillographe dont l'entrée horizontale est reliée comme plus haut par câble blindé à la sortie wob du générateur.

Je rappelle à la figure 20, la forme de la courbe idéale qui devra être modulée comme il vient d'être indiqué afin qu'elle soit bien rectiligne dans sa partie centrale.

Ne pas oublier, s'il a été nécessaire d'agir sur les résistances ajustables de vérifier avec le voltmètre branché comme précédemment, que la fréquence centrale est toujours de 10,7 MHz (déviations nulle du voltmètre pour cette fréquence).

La distance entre les deux courbes doit être d'environ 100 MHz minimum. Ce qui pourra être vérifié ainsi qu'il a été dit plus haut en tournant le bouton d'accord du générateur pour faire défiler la totalité de la courbe en un point de l'écran, et en se reportant à la courbe d'étalonnage.

Pour régler les circuits VHF (accord et oscillateur) le générateur n'est plus relié au récepteur mais simplement posé à côté de lui. Le voltmètre (sensibilité 0,3 à 1 V alternatif) est relié à la sortie BF du détecteur.

Le générateur est successivement accordé sur les fréquences d'alignement prévues pour la gamme MF. C₁ est alors sur la position OP comme pour l'étalonnage. Le potentiomètre P₁ est réglé pour que l'aptitude du signal BF soit mesurable mais aussi faible que possible. On agit alors sur les circuits comme pour les autres gammes afin que, d'une part, la fréquence d'accord corresponde à celle inscrite sur le cadran, et que d'autre part, la déviation de l'appareil de mesure soit maximum à l'accord exact.

Il est alors possible de brancher l'oscillographe à nouveau et d'observer la courbe de réponse de l'ensemble des circuits pour une fréquence quelconque de la gamme MF. Cette courbe doit avoir la même allure que celle observée lors du réglage du détecteur de rapport.

Caractéristiques des selfs

L₁ et L₂ : 10 spires fil 10/10 diamètre de l'enroulement 8 mm. Espacement des spires 0,5 à 1 mm

L₃ self VHF : 4 spires fil nu 10/10 bobines « en l'air », diamètre de l'enroulement 8 mm. Espacement des spires 5 mm. Prise cathode à 1,5 spire de la masse

L₄ self OC : 15 spires fil 5/10 sur mandrin carton bakérisé de 12 mm de diamètre. Espacement des spires 1 mm. Prise à 7 spires. Les bobines suivantes sont réalisées sur un tube de carton bakérisé de 12 mm avec du fil 2/10, isolement carton enroulé en simili nid d'abeille, l'enroulement terminé est stabilisé par trempage dans la paraffine fondue.

L₅ self PO : 85 spires, prise à 35 spires

L₆ self FI : 210 spires, prise à 50 spires

L₇ self GO : 400 spires, prise à 120 spires

Un noyau récupéré sur un vieux bobinage est glissé à l'intérieur du mandrin. De plus, deux joues en carton bakérisé aident à maintenir les spires en place.

L₈ : 80 spires

L₉ : 40 spires.

Ces deux bobinages sont disposés côte à côte et reliés aux circuits de la manière indiquée figure 21.

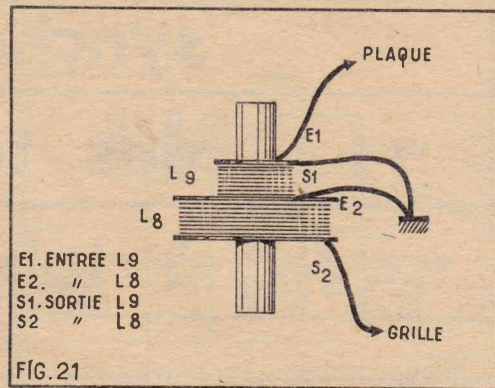


FIG. 21

Liste des pièces

- 1 transfo alimentation 50 mA
- 1 self de filtrage 50 mA
- 3 condensateurs chimiques 350 V
 - 1 de 2 × 16 μF
 - 1 de 2 × 8 μF
 - 1 de 8 μF
- 2 condensateurs variables (voir texte)
- Contacteurs
 - C₁ : 6 positions, 4 circuits
 - C₂ : inverseur switch
 - C₃ : 2 positions, 2 circuits
 - C₄ : idem
 - C₅ : 3 positions, 2 circuits
 - C₆ : 5 positions, 4 circuits
 - C₇ : 3 positions, 2 circuits
- K : interrupteur switch
- Résistances :
 - Certaines de précision (texte)
- Toutes sont des 1/2 W ou 1/4 W à l'exception de celles qui se trouvent dans les circuits anodiques des tubes ainsi que les 3 résistances 1,5 k du circuit d'alimentation HT qui sont de 1 W
- Tubes : EZ84 - ECM81 - ECC82 - 2 × ECC81
- Potentiomètres :
 - P₁ : 1 MΩ linéaire
 - P₂ : 200 k linéaire
 - P₃ : 10 k linéaire
 - P₄ : 10 k linéaire
 - P₅ : 500 k log.
 - P₆ : 2 k log.

UN OUTIL DE TRAVAIL
Remboursé au premier achat

CATALOGUE COMPLET 1967

30 Modèles d'appareils de mesure en KIT et en ordre de marche.

Contrôleurs, Oscillo, miroirs, Générateurs. Appareils de mesure à encastrer - Milliampères - Voltmètre - Vu-mètres.

GRAND CHOIX D'AMPLIS. HI-FI

Enceintes • Platinas TD standard et professionnels • Télé portatifs en KIT et en ordre de marche • Postes à transistors en KIT et en ordre de marche • Meubles de rangement • HP HI-FI • Electrophones • Platinas magnétophones • Magnétophones piles/secteur • Interphones piles/secteur • Emetteurs-récepteurs • Lampes et transistors • Tubes image • Micros cristal et dynamiques • Pieds pour micros • Tuners FM mono et stéréo • Décodeur FM • Outillage • Valise de dépannage • Postes auto-radio • Régulateurs de tension.

TOUS LES COMPOSANTS RADIO, TELE SCHEMAS... etc...

Envoi contre 10 timbre à 0,30

Mabel 35, rue d'Alsace PARIS (10^e) LA BOUTIQUE JAUNE

Service C Téléphone : 607-88-25, 83-21

synchronisation et bases de temps des téléviseurs en couleurs à tube rectangulaire

par M. LEONARD

Introduction

Dans un téléviseur en couleurs, le problème de la synchronisation présente deux aspects :

1° au point de vue de la luminance, la synchronisation est identique à celle des téléviseurs noir et blanc et on la réalise à l'aide de signaux synchro lignes et trame incorporés dans les signaux de luminance entre deux lignes ou deux trames, c'est-à-dire pendant les retours horizontal ou vertical.

2° Au point de vue chrominance, la synchronisation consiste dans la transmission correcte des signaux différence R-Y et B-Y aux voies chrominance correspondantes.

Dans le cas d'un bistandard dans lequel il y a lieu de considérer deux fréquences différentes de balayage lignes, par exemple en France, 15 625 Hz (625 lignes) et 20 475 Hz (819 lignes), les signaux synchro sont prévus en système bistandard de la même manière que dans les téléviseurs construits actuellement pour noir et blanc.

En faisant abstraction du 405 lignes anglais, on ne trouve en Europe que deux fréquences de balayage lignes 15 625 et 20 475 Hz mais les signaux de synchronisation des divers standards à même nombre de lignes, ne sont pas forcément identiques.

Ce problème est toutefois résolu car le standard français 625 lignes comprend des signaux synchro lignes et trame identiques à ceux des standards 625 lignes des autres pays européens et, d'autre part, les signaux synchro du 819 lignes, peuvent être séparés par les circuits convenant au 625 lignes comme on le fait actuellement dans les téléviseurs bistandard noir et blanc, sans aucune difficulté.

Les circuits synchro lignes et trame sont familiers à nos lecteurs. Nous décrivons ceux adoptés dans les téléviseurs à couleurs.

Ceux destinés aux signaux chrominance, comprenant des dispositifs d'identification, sont inclus dans le montage du décodeur section chrominance.

Ils sont destinés non seulement à diriger correctement les signaux chrominance vers les voies (rouge ou bleue) qui leur sont destinées mais aussi à effectuer les opérations imposées par la compatibilité.

1° Si l'émission est en couleurs, les circuits de chrominance sont en service et reçoivent les signaux de chrominance comme on l'a montré dans notre précédente étude.

2° Si l'émission est en noir et blanc, aucun signal ne doit parvenir aux circuits de chrominance. Commençons avec ces circuits d'identification et de compatibilité.

Identification et killer

Le montage chrominance a été analysé précédemment et son schéma donné par les figures 10 et 11 de l'article paru dans notre numéro d'avril 1967, auxquelles nous prions nos lecteurs de se reporter.

Le circuit Killer comprend les éléments pentode et triode de V_i . La pentode fonctionne comme un amplificateur lorsque le signal à transmettre est un signal chrominance correct mais si le signal chrominance est incorrect (signal « bleu » au lieu de « rouge » et « rouge » au lieu de « bleu ») ou, encore, si le signal chrominance n'existe pas parce que l'émission est noir et blanc, la pentode se bloque et ne transmet aucun signal.

De plus, lorsqu'il s'agit de signaux chrominance ne parvenant pas correctement aux voies correspondantes le circuit Killer rétablit l'aiguillage correct et la pentode redevient amplificatrice.

Le circuit Killer à lampe pentode triode $V_{5A}-V_{5B}$ est commandé par divers signaux qui lui imposent son fonctionnement :

1° Sur la grille de l'élément pentode V_{5A} , on trouve le signal de chrominance HF transmis depuis le circuit distributeur de signaux de la section luminance.

2° Au point X_1 (voir figures 10 et 11) parvient le signal d'identification.

3° Au point X_2 on applique des signaux de trame.

4° Au point X_3 on applique des impulsions de ligne qui parviennent à la grille de V_{5A} .

A la grille de V_{5B} on applique deux signaux :

Le signal en forme de créneau (A) figure 12 se place dans le temps comme suit : le début (partie descendante du signal rectangulaire) correspond au début du noir trame et à la fin de la dernière ligne. Ce créneau (A) est soumis à l'opération différentiation ce qui donne la forme (B) donc une impulsion négative pour la partie descendante et une impulsion positive pour la partie montante.

Le circuit considéré part du point X_2 où le signal créneau de trame est appliqué, le circuit différentiateur se composant du condensateur de 470 pF et de la résistance de 36 k Ω en série avec le potentiomètre de 100 k Ω .

La même grille reçoit par le point X_3 , le signal résultant de l'intégration des signaux d'identification, en dents de scie. Ces signaux appliqués à la grille ont la forme (C) figure 12.

Si l'on examine les figures 10 et 11, en partant de la plaque de V_{5B} où l'on prélève le signal d'identification on voit que le circuit comprend une résistance de 560 k Ω puis le réseau 1 000 pF-47 k Ω -1 000 pF-point X_1 -100 k Ω -56 k Ω -100 k Ω , les condensateurs « shunt » du circuit intégrateur étant ceux de 1 000 pF.

On notera que les signaux d'identification sont, dans les émissions de TVC (TV en couleurs) inclus dans ceux de synchro normaux et n'existent pas dans les émissions de TVM (TV en noir et blanc c'est-à-dire monochrome).

La grille de la triode reçoit par conséquent, les signaux (B) et (C) par la résistance de 47 k Ω .

Ces deux signaux s'ajoutent, autrement dit, en tout moment la tension du signal résultant (D) est la somme algébrique des signaux B et C, ce qui ressort clairement de l'examen de la forme de ces trois tensions.

Les signaux (A), (B), (C) et (D) de la figure 12 correspondent au cas où tout se passe correctement.

Dans ce cas les signaux en dents de scie d'identification, pris sur la plaque de la lampe VF finale de la voie bleue, V_{5B} (voir figure 11), ont la polarité correcte ayant donné le signal intégré (C) à pointe négative, puis le signal résultant D, à pointe négative à laquelle s'est ajoutée la pointe 2 (plus brève dans le temps) du signal (B), positive.

On voit que dans le signal (D) seule l'impulsion (C) peut agir sur la polarisation de grille triode tandis que l'impulsion 2 de (B) est sans effet.

Dans l'ensemble bistable $V_{5A}-V_{5B}$, la triode V_{5B} est bloquée par le signal D donc la plaque de cette triode devient plus positive et il en est de même de la grille de la pentode V_{5A} , donc celle-ci est polarisée correctement pour fonctionner comme amplificatrice HF des signaux de chrominance corrects qui lui parviennent.

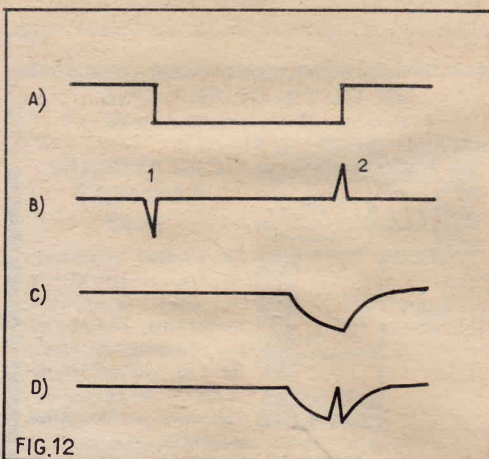


FIG.12

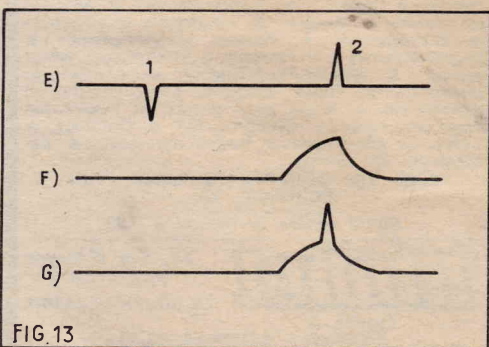
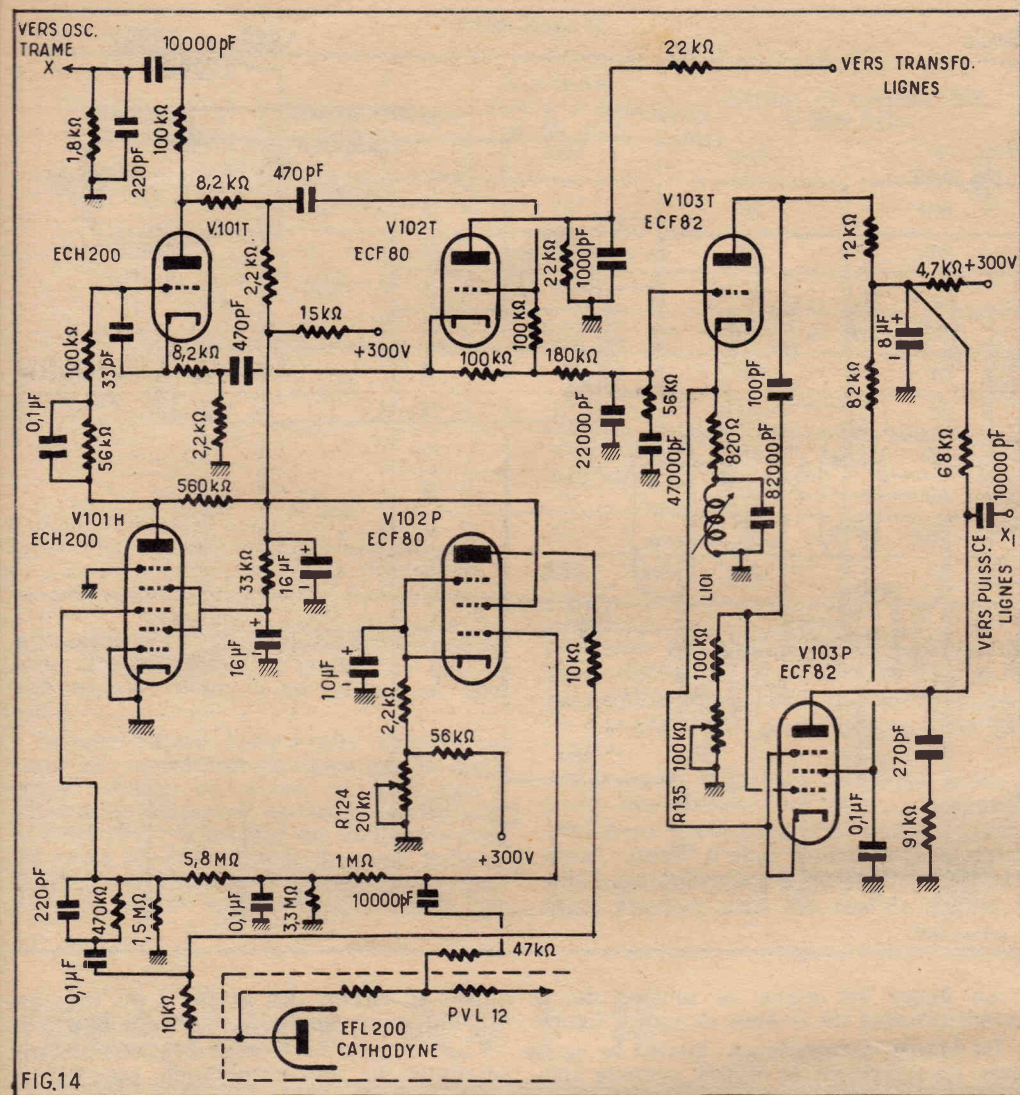


FIG.13



Elle les amplifie et les transmet par T₁ aux circuits suivants.

Considérons maintenant le cas où le signal d'identification (C), négatif, est remplacé par un signal incorrect.

La figure 13 montre en F ce signal, après intégration le signal E reproduisant le signal (B) issu par différenciation du signal (A).

On voit que la pointe du signal F est positive au lieu d'être négative et il en résulte, par addition de cette pointe à la pointe 2, la tension G (fig. 13) qui est une pointe positive dépassant largement le niveau de 2 et de F.

Les choses se passent alors de la manière suivante : la grille de la triode V_{101T} devient positive au moment de la pointe positive, la triode est conductrice, le courant plaque par chute de tension dans la résistance de 47 kΩ rend la plaque moins positive, la grille de la pentode V_{102P} reçoit une impulsion négative et cette lampe se bloque, donc, elle ne transmet plus aucun signal à T₁.

Dans ce cas, il n'y a plus de signaux de couleur et seul le signal de luminance donne sur l'écran du tube cathodique, une image en noir et blanc.

Voyons maintenant comment la couleur est rétablie. Le basculement du circuit bistable V_{101T}-V_{102P} dans le sens noir et blanc (V_{101T} bloqué et V_{102P} crée une impulsion supplémentaire négative s'intercalant entre deux impulsions de ligne appliquées à la grille du phantastor V_{101H}. Le rythme des inversions du permutateur est alors inversé et l'aiguillage correct est rétabli pour les voies bleue et rouge. Le signal sur la plaque de V_{101T} étant devenu ainsi

correct, les signaux parvenant à la triode V_{101T} sont ceux de la figure 12 et la pentode V_{102P} redevient conductrice laissant passer les signaux de chrominance vers T₁.

Supposons maintenant que l'émission reçue est monochrome. Il n'y pas de signaux d'identification donc pas de signaux C, F, D et G mais seulement les signaux A et B.

Le circuit V_{101T}-V_{102P} est alors commandé, à chaque trame par les impulsions 1 et 2 et la pentode reste bloquée, empêchant tout signal parasite de pénétrer dans la section chrominance qui aurait pu perturber l'image en noir et blanc, provenant uniquement des signaux de luminance.

C'est ainsi que se comportera le décodeur pour les émissions en noir et blanc à UHF (625 ou 819 lignes) et VHF (819 lignes) et celles d'un système de TVC autre que le Sécam, si le téléviseur est prévu pour les recevoir en noir et blanc.

Synchronisation des bases de temps

Cette partie est en principe analogue à celle d'un téléviseur en noir et blanc surtout dans le cas d'un montage de TVC monostandard.

Nous décrirons d'abord le dispositif synchro trame et lignes du téléviseur monostandard couleur 625 lignes RS-16.

La platine dite de synchronisation comprend également des circuits de la base de temps lignes comme indiqué plus haut. Son schéma est donné pour la figure 14.

On utilise 3 lampes : ECH200, ECF80, ECF82 dont les éléments triode, heptode et pentode sont désignés par T, H et P respectivement. Leurs fonctions sont les suivantes :

V101H : supprime les signaux de modulation de lumière et transmet les signaux synchro lignes et trame à la V101T ;

V102P : inverseuse de parasites ;

V101T : séparation, sur la plaque, des signaux d'image et de lignes ;

V102T : comparateur de phase ;

V103T et V103P : multivibrateur de lignes.

Le fonctionnement de cette platine est le suivant : le signal VF synchro, qui a été séparé par la lampe cathodyne de la partie luminance PVL2, est transmis à la grille 3 de V101H et à l'inverseur de parasite V102P. Cette lampe pentode n'agit qu'à partir du seuil correspondant à l'amplitude du signal synchro.

De la plaque de celle-ci, le signal inversé par cette lampe est transmis à la grille de la V101T qui ne laisse subsister sur la plaque que les signaux synchro.

Ceux de trame sont transmis au circuit intégrateur 100 kΩ-10 000 pF-220 pF-1.8 kΩ qui dégage le signal synchro trame, transmis au circuit de balayage trame qu'il synchronise.

De la plaque de la V101T, également, les signaux de ligne sont transmis à la grille du comparateur de phase V102T tandis que la cathode de cette triode, reçoit de la cathode de la V101T, les mêmes signaux de ligne, mais inversés. D'autre part, le comparateur de phase V102T reçoit sur la plaque des impulsions « locales » venant du transformateur de sortie de la base de temps lignes.

La tension continue fournie par le comparateur de phase est appliquée à la grille de la lampe triode V103T du multivibrateur. Lorsque les deux impulsions sont en coïncidence la tension fournie à la grille a une valeur de référence correspondant au fonctionnement de l'oscillateur sur f_L. S'il n'y a pas coïncidence, la tension sur la grille prend une valeur supérieure ou inférieure selon le sens de l'erreur de la fréquence du signal provenant de la sortie balayage lignes de sorte que la fréquence de l'oscillateur soit ramenée à sa valeur correcte.

Le multivibrateur utilise les éléments V103T et V103P. Il est du type à couplage cathodique. Un « volant » L101-82 000 pF est disposé dans le circuit des cathodes. Il est accordé sur f_L = 15 625 Hz.

Le signal du multivibrateur est prélevé sur la plaque de la V103P et transmis au point « vers puissance lignes » à l'entrée du circuit d'étagé final lignes. On a prévu plusieurs réglages sur le circuit synchro :

- 1° Ajustage de la fréquence du multivibrateur par R135 ;
- 2° Réglage du seuil de l'anti-parasite par R124 ;
- 3° Réglage de l'accord du circuit volant en agissant sur L101.

Alimentation sur la tension de + 300 V fournie par le circuit d'alimentation générale du récepteur.

Base de temps trame

Pour le balayage vertical du spot on a prévu un montage composé d'une éliminatrice des impulsions de lignes élément triode d'une ECH200, un oscillateur phantastron réalisé avec l'élément heptode de la même lampe, une triode inverseuse et une pentode finale, ces deux éléments constituant une lampe ECL85. Le schéma de cet ensemble est donné par la figure 15. Le phantastron est alimenté sur l'anode à partir d'une HT (point 16) fournie par la base de temps lignes. En cas d'arrêt de celle-ci, de balayage vertical se trouve lui aussi arrêté, l'oscillateur ne pouvant fonctionner.

Le point X reçoit les signaux synchro trame du point X sortie du circuit synchro

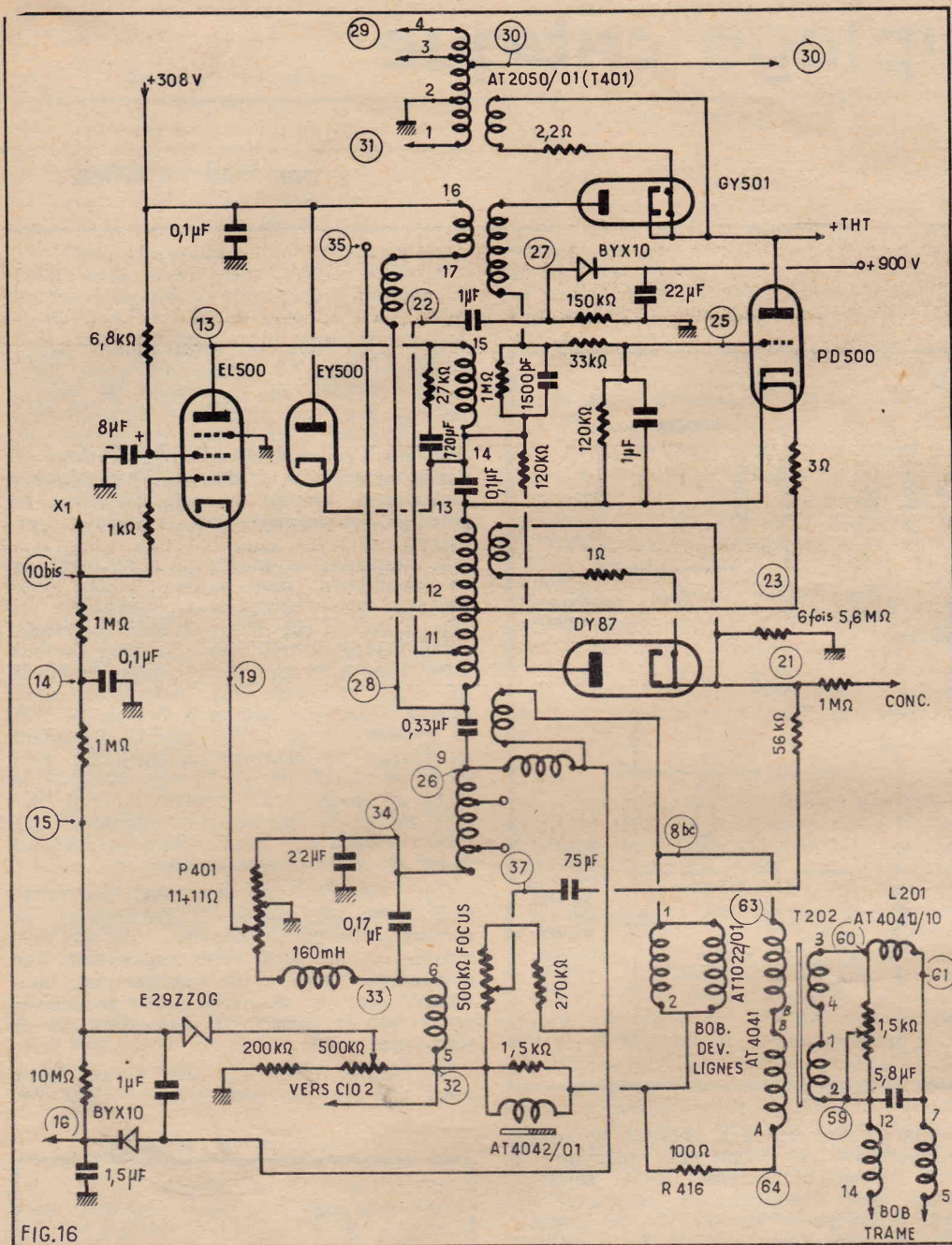


FIG.16

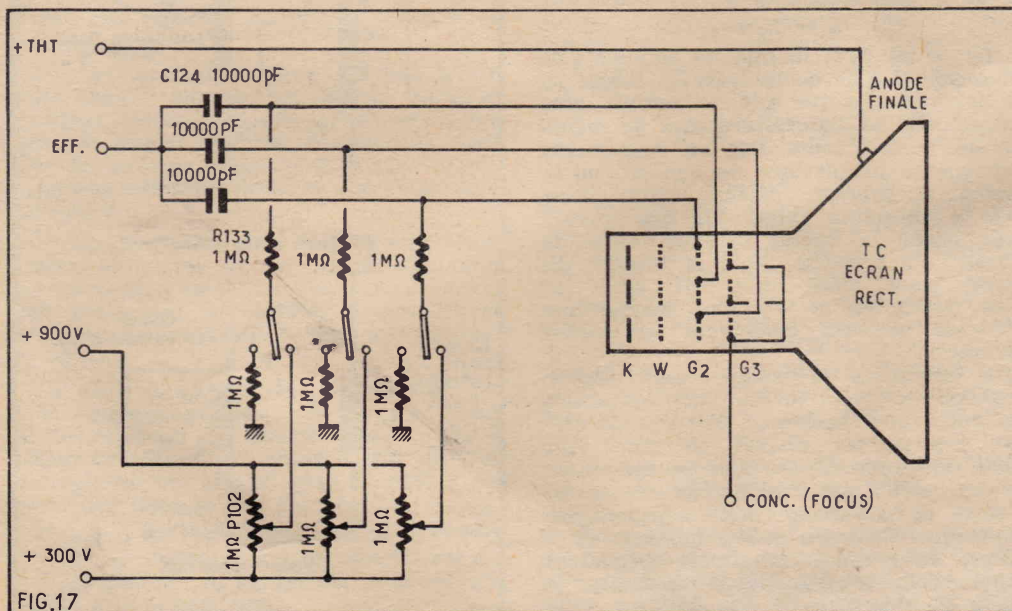


FIG.17

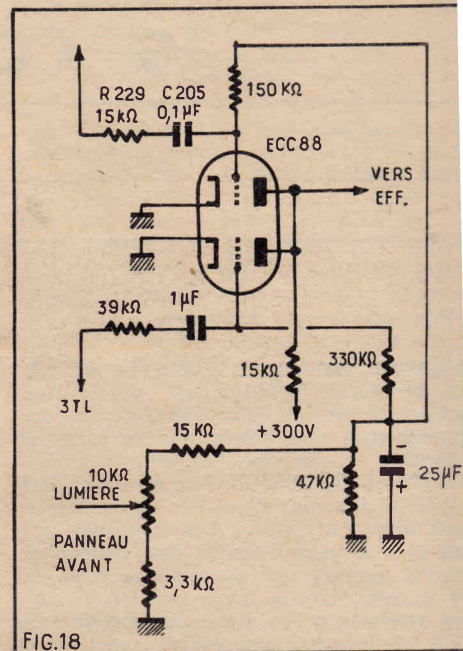


FIG.18

Passons aux grilles 2.

Le point « eff » relié aux condensateurs de 10 000 pF reçoit les deux signaux d'effacement du circuit d'effacement du signal horizontal et vertical pendant les retours. Contrairement à ce qui est prévu dans les téléviseurs monochromes, l'effacement s'exerce sur le tube trichrome, en appliquant les signaux correspondants sur la grille 2 et non sur la grille 1. Les trois grilles 2 sont alimentées séparément.

Considérons par exemple la grille reliée à C124. Lorsque le commutateur est en position, effectue la liaison avec les potentiomètres, la grille 2 est portée à une tension réglable entre + 300 V et + 900 V à l'aide du potentiomètre P102 par l'intermédiaire de R133. Cette résistance de charge permet l'application du signal d'extinction.

Si le commutateur est au milieu les grilles 2 ne sont pas alimentées; si elles sont à gauche, elles sont mises à la masse à travers des résistances.

Chaque commutateur est indépendant afin de permettre le réglage d'une grille, les deux autres n'étant pas alimentées. Cette disposition est nécessaire pour la mise au point du téléviseur.

Circuit d'extinction

Son schéma est donné par la figure 17. Un double triode ECC88 est utilisé, les deux anodes étant réunies et reliées au point « eff » comme indiqué plus haut.

La triode supérieure (sur le schéma) reçoit sur la grille, par l'intermédiaire de R229 et C205, le signal de balayage provenant d'un enroulement du transformateur de sortie T201. Le signal est amplifié et inversé par la triode et de la plaque, le signal d'effacement trame à impulsions négatives et à la fréquence de 50 Hz est appliqué au point « eff ». Il résulte que la tension des grilles 2 du tube cathodique est fortement diminuée pendant les retours de trame ce qui éteint le spot.

De la même manière se produit l'extinction pendant le retour de lignes, l'aide du signal du point 3 du transformateur de sortie de balayage horizontal T401 appliqué à la triode inférieure, amplifié et inversé et transmis au circuit des grilles 2. Les deux triodes, éléments de la ECC88 sont alimentés sous 300 V. Au montage est associé le potentiomètre 10 kΩ placé sur le panneau avant, réglant la luminosité de l'image trichrome.

le couplage critique

par Fred KLINGER

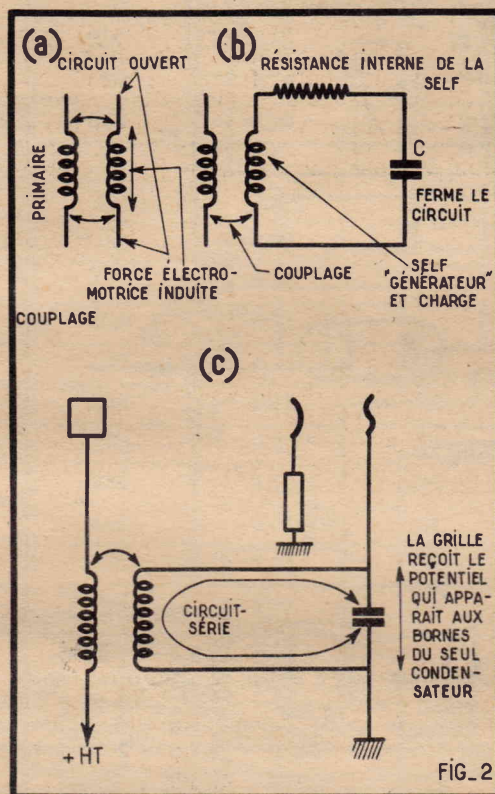
Toutes les techniques modernes, en général, et l'Electronique, en particulier, abondent en termes nouveaux ou encore en qualificatifs aux consonances bizarres (paramètres « hybrides » en semi-conduction) et aux significations abstraites dont seuls les initiés connaissent le sens exact : le caractère « critique » du couplage est de celles-là et il semblerait bien concerner une sorte de mise en garde, une zone de grand danger. Or, il n'en est rien et son aspect critique vient tout simplement de ce qu'il représente une valeur numérique bien déterminée, que nous allons nous efforcer de préciser par des moyens et des voies simples.

Prenons un circuit simple comportant les deux organes fondamentaux, le condensateur et la self, cette dernière pourvue de sa résistance interne, souvent faible, mais rarement négligeable, de prime abord (fig. 1) : par suite de l'emplacement occupé par le générateur appliqué extérieurement, le circuit occupe effectivement avec ses 3 éléments (y compris la résistance interne) une position « série » et le courant qui y circule peut tout simplement se représenter par une loi d'Ohm un peu spéciale

$$I = E/Z \quad (1)$$

dans laquelle Z englobe toutes les résistances et impédances existant dans ce circuit, sans, en fait, tenir compte des déphasages qu'elles risquent d'entraîner.

A toute association d'une self et d'un condensateur on peut attribuer une fréquence très particulière, dite de la



Il y a ici bien lieu, plus encore qu'ailleurs, de faire la distinction entre force électro-motrice et différence de potentiel (fig. 2-a) : la première crée seulement une situation dont il n'est pas certain du tout que l'on va réellement profiter en en tirant un courant, et dans cet état de notre expérience, aucune énergie ne sera, en principe, consommée sur le circuit primaire.

Il n'en sera cependant plus de même si ce secondaire, dont nous n'avons pour l'instant pu considérer que l'élément de départ, la self (fig. 2-b), se mue lui-même en un circuit fermé, bien que nous devions faire remarquer que ce secondaire restera, lui aussi, toujours du type-série, dans lequel notre self jouera à la fois le rôle de générateur et, partiellement, d'élément de charge ; le montage habituel (fig. 2-c) dans un circuit de grille, n'y change rien et on se borne là à prélever, pour le circuit de grille, les seuls événements qui interviennent aux bornes du condensateur, placé dans le circuit secondaire.

Cette fois-ci, il y aura bien consommation d'énergie dans ce secondaire, et comme celle-ci ne dépend que du primaire, on ne peut faire autrement que d'envisager que cette énergie est bien fournie par ce primaire, donc indirectement par le générateur qui alimente ce primaire.

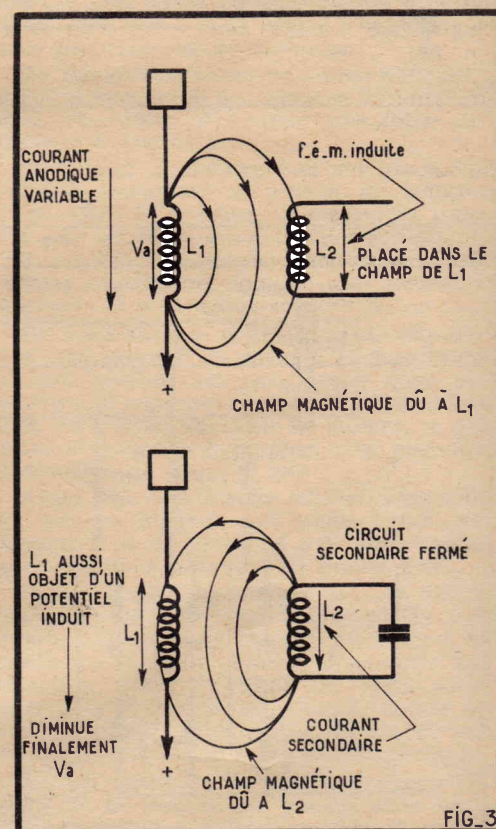
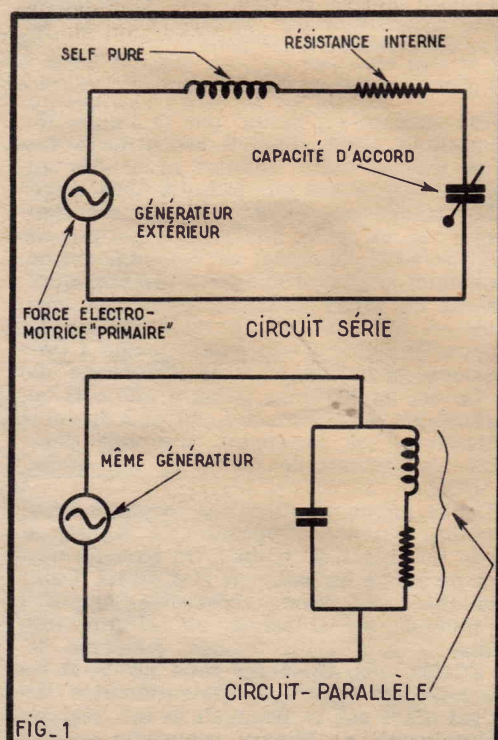
En réalité, il est une autre donnée dont nous n'avons pas tenu compte encore et

résonance, fréquence à laquelle le circuit se comporte de façon très spéciale ; si nous admettons comme règle générale qu'une self dépourvue de résistance interne n'est guère concevable, le circuit-série se comportera, à cette fréquence de résonance, comme s'il ne contenait que cette résistance interne, abstraction faite des autres éléments et, très simplement, notre relation (1) prend l'aspect de la loi d'Ohm la plus élémentaire

$$I = E/R$$

Or — et c'est là que les explications commencent à se compliquer — même si, en apparence, cette self ne semble plus exister, elle se manifestera tout de même comme le fait toute self en s'entourant d'un champ magnétique au moment où le courant la traverse. Mieux, étant donné qu'à la résonance l'ensemble des oppositions prend la valeur la plus faible, le courant qui traverse alors la totalité du circuit, donc aussi cette self, sera, lui aussi, maximum et le champ magnétique extérieur prendra également sa valeur maximum.

On sait qu'un tel champ prend l'aspect, la forme, la valeur même d'une induction, dès que l'on y insère un élément de circuit aux bornes duquel on peut voir naître une force électro-motrice également induite, tant il est vrai que le champ est la cause et l'induction l'effet. L'importance numérique de cette f-é-m dépend, entre autres, du courant du circuit (primaire) fermé... soit, à cette même résonance, la valeur la plus forte.



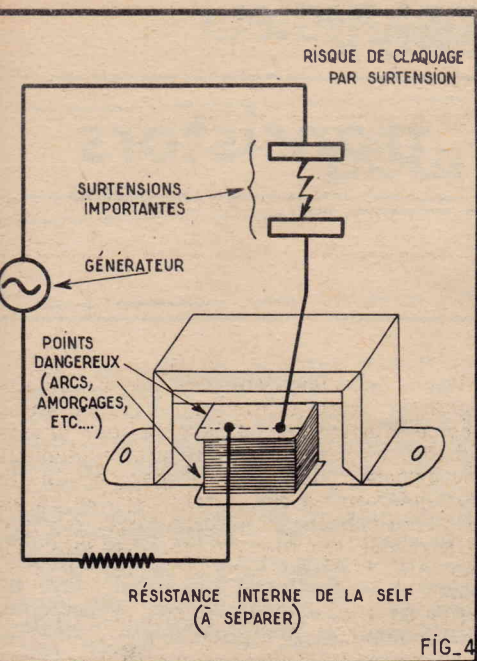


FIG. 4

qui intervient très directement, à ce moment-là, au moins, dans l'importance numérique, à la fois de la f-é-m induite et du courant qui, en présence d'un circuit donné, donc d'éléments résistants donnés, circulera alors dans un tel secondaire, est le *couplage*. Voilà bien encore un phénomène physique qui ne s'explique pas facilement, si on veut vraiment donner un aspect ressemblant des événements et non pas seulement faire œuvre de vulgarisateur.

Disons et retenons très simplement ceci : toute self traversée par un courant s'enveloppe d'un champ magnétique ; il en est ainsi de la self qui fait partie de notre secondaire et cette fois-ci (fig. 3) c'est la self du primaire qui en subira les effets, cette self qui était à l'origine de la première induction : bref, les effets s'ajoutent et se sur-imposent les uns aux autres. On ne connaît pas de fin et en se contentant d'une sorte de position d'équilibre...

En principe, les événements secondaires augmentent avec ce couplage qui s'exprime, lui aussi, en henrys, tout comme les coefficients de self-induction et on voit, en particulier, croître la force électromotrice et le courant du secondaire. Très logiquement, on cherchera à étudier les variations de ce courant en fonction de diverses données et, en particulier, de ce couplage, et non moins logiquement, on voudra déterminer pour quel couplage ce courant accuse un maximum : ce couplage sera précisément le *couplage critique*.

En reprenant la définition même du couplage, soit pour deux circuits identiques k (le coefficient de couplage) fois la self de l'un ou l'autre de ces circuits sont, rappelons-le, identiques), on calculera que cette valeur de la « mutuelle » correspondra, lors de son aspect critique, au quotient de la résistance mutuelle de chacun des circuits et de la fréquence de résonance, ou plutôt, en ce qui concerne ce dernier terme, à 2π fois cette fréquence, autrement dit quelque chose comme une « pulsation de résonance ».

Cette explication ne justifie cependant pas encore le terme lui-même ; pourquoi, en effet, « critique » ?

Il est un aspect de la résonance que nous n'avons pas rappelé encore : les *surtensions*. Et, pourtant, elles constituent la particularité la plus grande du phéno-

mène : aux bornes de chacun des organes les plus caractéristiques de ce genre de circuit, on voit apparaître une tension un grand nombre de fois plus élevée que le potentiel même du générateur ; cette propriété est, certes, souvent mise à profit, mais — fort souvent aussi — elle engendre des problèmes difficiles, sinon insurmontables, puisque le matériel, lui, devra, bel et bien, être conçu pour supporter ces valeurs, souvent énormes (fig. 4).

Cette surtension, tout en gardant la même valeur finale, peut s'exprimer ainsi de 3 façons au moins dont deux $L\omega/R$ et $1/CR\omega$ font intervenir, à la fois, les organes, self et condensateur, directement intéressés à la résonance, d'où la présence de ω , mais dont la troisième semble indépendante de cette fréquence, tout en introduisant alors le terme le plus important, celui qui permet de distinguer un très bon circuit d'un autre, nettement moins valable, la résistance de ce bobinage, soit :

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Et c'est le produit de ce coefficient de surtension par le coefficient de couplage déjà cité qui conduit à une nouvelle valeur caractéristique au comportement de deux circuits couplés, *l'indice de couplage*.

Il n'est guère besoin de beaucoup s'étendre sur le fait que cet indice vaudra tout simplement « un », au moment où l'on fait entrer en ligne de compte le couplage critique et c'est précisément par rapport à cette valeur unitaire que l'on parlera de couplages lâches (bobinages distants l'un de l'autre, donc relativement peu d'influence en provenant du primaire) et de couplages, au contraire, serrés.

Si l'on trace le graphique qui donne les valeurs, propres au secondaire, par exemple le courant induit dans ce secondaire (fig. 5) en fonction des fréquences et surtout par rapport à la fréquence de résonance on assiste à une modification constante de son aspect extérieur au fur et à

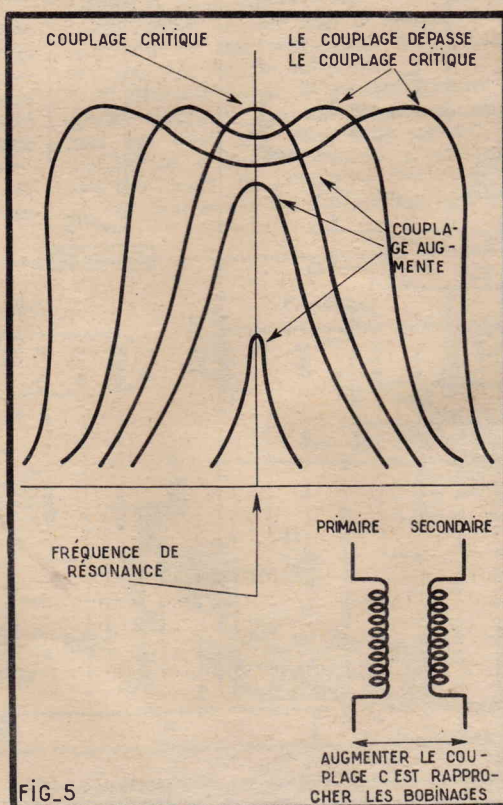


FIG. 5

mesure que l'indice de couplage croît ou encore que l'on rapproche les deux circuits l'un de l'autre et surtout, évidemment, les deux bobinages. Jusqu'au moment où l'on passe par ce maximum de courant secondaire la forme reste assez régulièrement croissante et reproduit exactement les aspects habituels que nous connaissons à ce genre de circuit. Au-delà, par contre, de ce couplage critique, sans vraiment entraîner d'augmentation du courant (ce qui serait en contradiction avec la définition choisie pour la mutuelle critique) le maximum unique semble se dédoubler et donner lieu à deux bosses

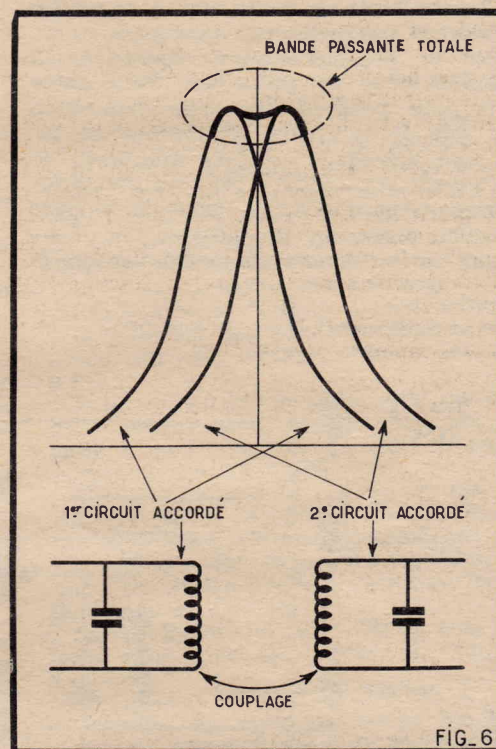


FIG. 6

nettement prononcées, qui atteignent chacune, à peu près, la valeur de l'ancien maximum.

Dans la mesure où la résonance semblait par ses surtensions favoriser une fréquence au détriment de toutes les autres, dans cette mesure donc, c'est maintenant toute une bande de fréquences qui subira ces mêmes faveurs : nous aurons constitué un « filtre de bande », capable de laisser passer effectivement toute une bande de fréquences sans pratiquement aucune préférence.

Notre figure 6 montre, enfin, qu'il est parfaitement possible d'obtenir un résultat similaire en choisissant deux circuits distincts ayant chacun une fréquence de résonance égale aux deux bosses de la courbe de réponse que nous venons de voir.

**Lecteurs étrangers,
pensez à joindre
à votre courrier
un coupon-réponse
international**

ensemble préamplificateur - amplificateur stéréophonique à six transistors de 2 x 10 watts

Cet ensemble de haute qualité répond à la tendance actuelle qui consiste à incorporer le préamplificateur correcteur à l'amplificateur de puissance. Pour notre part nous pensons que cette disposition qui fait de la chaîne d'amplification BF un tout homogène est plus rationnelle et nettement préférable à celle du préamplificateur séparé. Comme nous le verrons bientôt, cet ensemble possède de nombreux perfectionnements techniques qui le

classent parmi les meilleurs et lui permettent de rivaliser avec les appareils à haute performance produits par l'industrie du son.

A ses qualités électroacoustiques indéniables, il joint une présentation fonctionnelle et esthétique, avec une large face avant gravée sur laquelle sont groupés les organes de commande et de contrôle. Il peut être à volonté placé dans un coffret bois ou en métal givré.

Caractéristiques

Puissance : 2×18 watts
22 transistors + 6 diodes
Bande passante de l'ampli de 8 à 140 000 Hz à ± 2 dB
Bande passante de l'ampli et du préampli incorporé de 20 à 23 000 Hz à ± 2 dB
Distorsion harmonique totale de l'amplificateur à la puissance maximum : 0,15 %
Distorsion harmonique de l'ensemble amplificateur et préamplificateur : 0,45 %

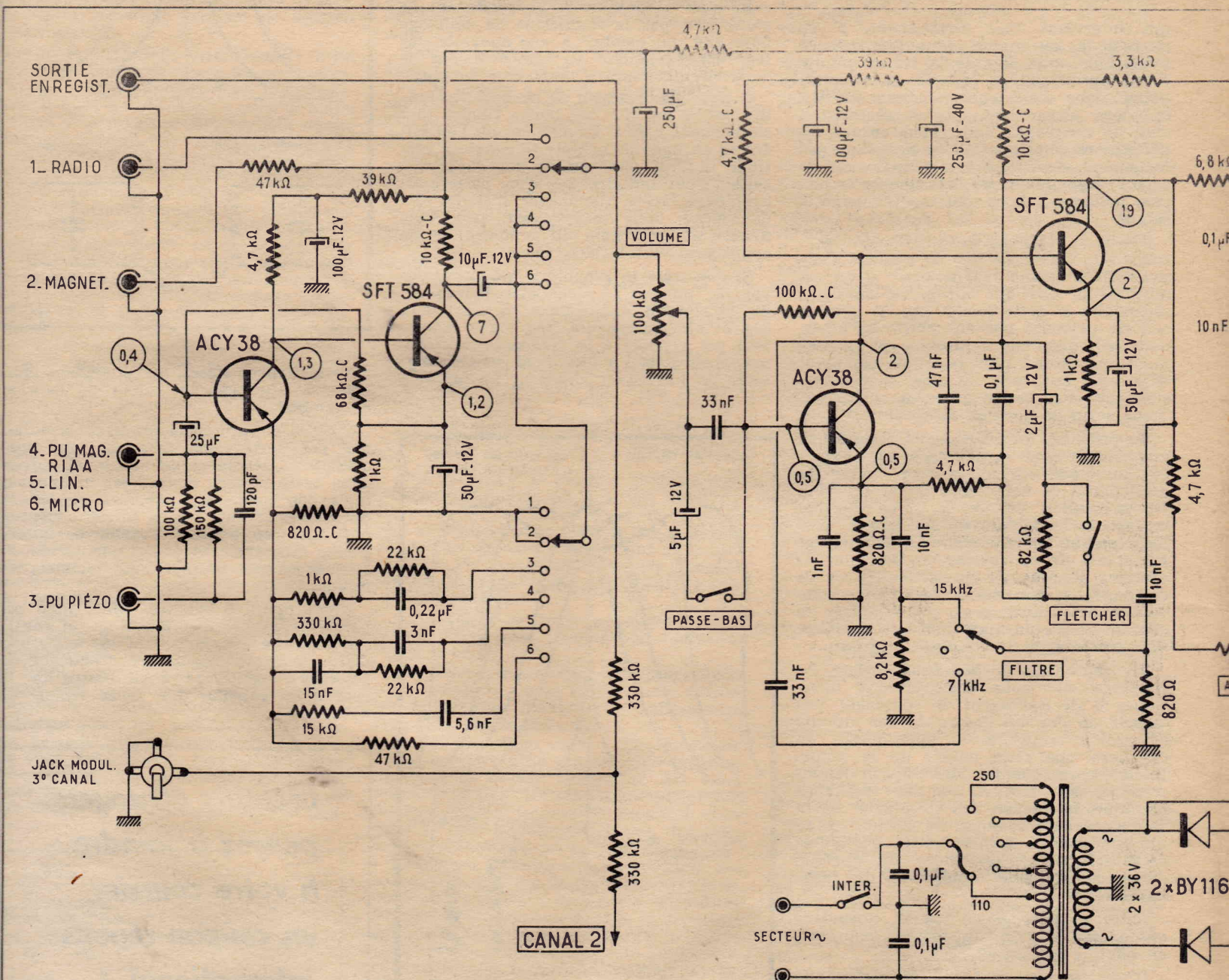


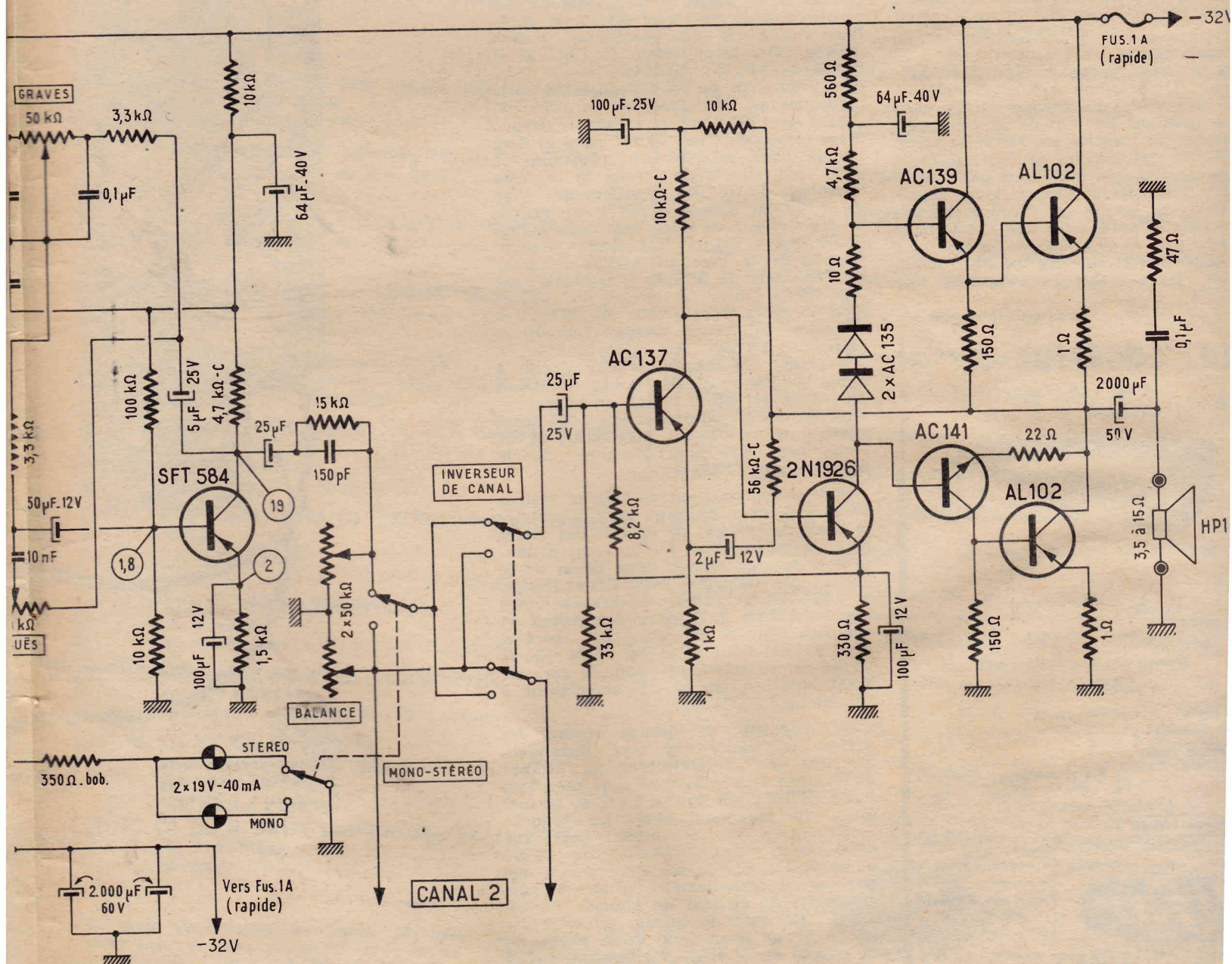
FIG.1

Entrée Micro (lineaire) : 2,5 mV
impédance de 50 000 ohms

canal et un commutateur « Mono-Stereo »

Le schéma est donné à la figure 1. Comme toujours, lorsqu'il s'agit d'un ap-

tension émetteur du transistor suivant
transmise par une 68 000 ohms. Cela do
lieu à une contre réaction en cou



ntinu qui procure une excellente stabili-
sation de l'effet de température et per-
et le remplacement éventuel des transis-
rs sans craindre les différences de
racteristiques.

Le transistor du second étage est un
FT584. Sa base est en liaison directe avec
le collecteur du transistor précédent. La
résistance d'émetteur de cet étage fait
100 000 ohms et est découplée par un 50 μ F.
Le circuit collecteur est chargé par une
10 000 ohms. Les deux étages préamplifi-
cateurs sont alimentés à travers une cel-
lule de découplage commune composée
d'une 4 700 ohms et d'un 250 μ F. On peut
maintenant noter la sévérité des décou-
plages en vue d'obtenir une grande
stabilité et un taux de ronflement extrê-
mement bas.

Une section du commutateur de fonction
à 6 positions assure sur ses positions 3, 4,
5 et 6 la liaison avec l'entrée du 3^e étage
préamplificateur, liaison qui s'effectue à
travers un condensateur de 10 μ F. Les
positions 2 et 1 mettent les deux premiers
étages hors service et raccordent, à l'en-
trée du 3^e, la prise Magnétophone (repro-
duction) ou la prise Radio-tuner. Une
prise « Enregistrement » est raccordée au
commun de cette section du commutateur
des fonctions. Elle permet le branchement
de l'entrée d'un magnétophone et l'en-
registrement stéréophonique sur ruban des
signaux BF appliqués aux prises d'entrée.

En position 1 et 2 une seconde section
du commutateur de fonctions relie à la
masse la sortie du second étage préampli-
ficateur et contribue à son élimination
ainsi qu'à celle du premier étage. Les
autres positions mettent en service entre
l'émetteur du premier ACY38 et la sortie
du SFT584 des boucles de contre réaction
différentes. Pour la position 3 qui corres-
pond à l'utilisation d'un pick-up piézo-
électrique la boucle est composée d'une
100 000 ohms en série avec une 22 000 ohms
shuntée par un 0,22 μ F et procure un
relèvement du niveau des basses. Pour la
position 4, cette boucle comprend une

330 000 ohms shuntée par un 15 nF et en
série avec une 22 000 ohms shuntée par
un 3 nF, ce qui provoque une correction
RIAA pour les PU magnétiques. Pour la
position 5 la boucle se compose simple-
ment d'une 15 000 ohms en série avec un
5,6 nF et donne une correction pratique-
ment linéaire pour les pick-ups. De la
sorte, l'usager a le choix entre cette po-
sition linéaire et la correction RIAA. Enfin,
pour la position 6 (Micro), une simple
47 000 oms procure une contre réaction
linéaire. Ces différentes boucles détermi-
nant, en outre, l'impédance d'entrée
concevable à chaque cas.

L'entrée du 3^e étage préamplificateur est
constituée par un potentiomètre de vo-
lume de 100 000 ohms dont le curseur
attaque la base d'un ACY38 à travers un
33 nF. Le commutateur « Rumble » per-
met de doubler ce condensateur par un
5 μ F. Lorsque ce dernier est en service,
la courbe de transmission est normale.
Dès qu'il est supprimé par l'ouverture du
commutateur, cela procure une coupure à
30 Hz, ce qui permet de supprimer les
bruits à très basses fréquences d'origine
mécanique, s'ils se produisent. Le sommet
du potentiomètre de volume de chaque
canal est raccordé au jack 3^e canal par
une résistance de 330 000 ohms.

Le ACY38 est suivi d'un SFT584 qui
équipe le 4^e étage préamplificateur. La
constitution de ces deux étages est simi-
laire à celle des deux précédents : liaison
directe entre le collecteur de l'ACY38 et
la base du SFT584, résistance de 820 ohms
dans l'émetteur du ACY38, mais ici cette
résistance est découplée par un 1 000 pF,
charge de 4 700 ohms et cellule de décou-
plage composée d'une 39 000 ohms et d'un
100 μ F dans le collecteur, résistance de
1 000 ohms découplée par un 50 μ F dans
l'émetteur du SFT584. Résistance de charge
de 10 000 ohms dans le collecteur, cellule
de découplage commune aux deux étages
(3 300 oms et 250 μ F). Là encore, la po-
larisation de la base du ACY38 est prise
sur l'émetteur du SFT584 et transmise par
une 100 000 oms. Le circuit de contre-
réaction entre le collecteur du SFT584 et
l'émetteur du ACY38 permet d'obtenir la
correction Fletcher qui consiste dans un
relèvement des fréquences très graves à
faible puissance. Cette boucle comprend
un 147 nF (47 nF et 0,1 μ F en parallèle),
un 2 μ F, une 82 000 oms et une 4 700 ohms
allant à la cathode du ACY38. La 82 000
ohms peut être court-circuitée par le
commutateur « Fletcher ».

Pour la reproduction de disques anciens
ou usés il est intéressant, pour supprimer
le bruit de surface, de prévoir des filtres
de coupure pass-bas. Ici un commutateur
peut mettre en service deux filtres de ce
genre ; un, coupant à 7 000 Hz, et l'autre,
à 15 000 Hz. Le premier est branché entre
les collecteurs des deux transistors et
composé d'un 10 nF, d'une 820 ohms et
d'un 33 nF. Pour celui de 15 000 Hz, le
33 nF est supprimé et remplacé par une
8 200 ohms et un 10 nF aboutissant à
l'émetteur du ACY38.

Le dispositif de dosage séparé des
graves et aiguës du type Baxandall,
est situé entre le collecteur du SFT584
du 4^e étage et le collecteur et la base d'un
autre SFT584 qui équipe le 5^e et dernier
étage du préamplificateur. La branche
« Graves » est constituée par une
6 800 ohms, un potentiomètre de 50 000
ohms et une 3 300 ohms en série. Chaque
portion du potentiomètre située de part
et d'autre du curseur est shuntée par un
0,1 μ F. En outre le curseur est relié par
un 10 nF au point froid de la résistance
de charge du 5^e étage. La branche aiguës
comprend une 4 700 ohms en série avec

FACE ARRIERE

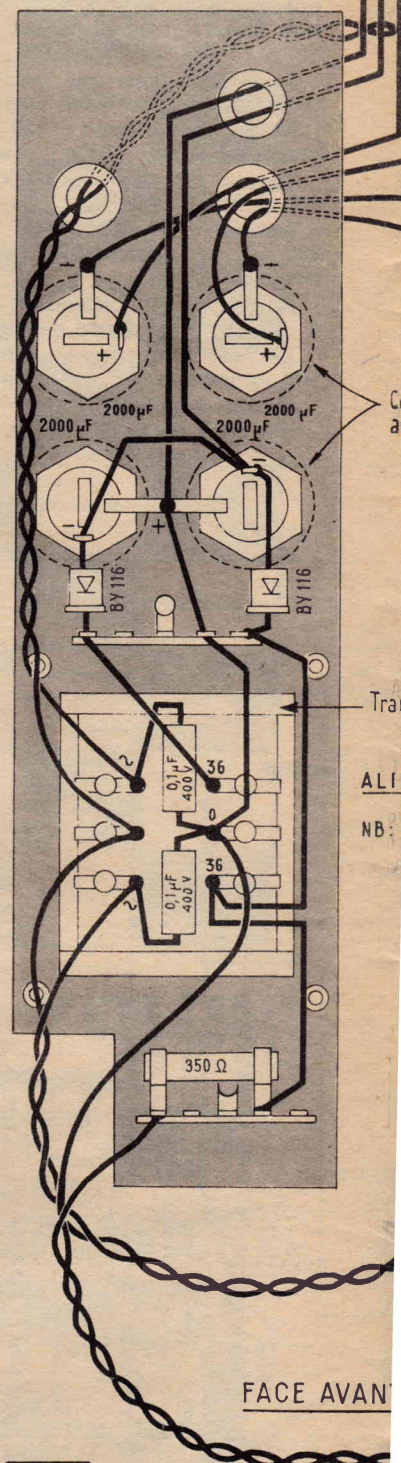


FIG.2

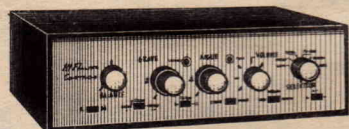
Les numéros renvoient aux
liaisons à effectuer sur les
plaquettes A, B, C, D, etc...

DECRIT CI-CONTRE

LE "COSMOS II"

2 FOIS 18 Watts

22 transistors + 8 diodes



NOUVELLE PRESENTATION : Coffret bois
Dimensions : 35 x 27 x 10 cm

ENTREES : — 5 en Mono
— 10 en Stéréo

Correcteurs « FLETCHER »
Passe-Hauts - Anti Rumble
Graves/aiguës sur chaque canal

● BANDE PASSANTE ●

— de l'Ampli : 8 à 140 000 Hz $\pm$ 1 dB.
— avec Préampli : de 25 à 30 000 Hz $\pm$ 2 dB.

★ VERSION MONO

« KIT », complet. **445,00**
En ordre de marche. **595,-**

★ VERSION STEREO

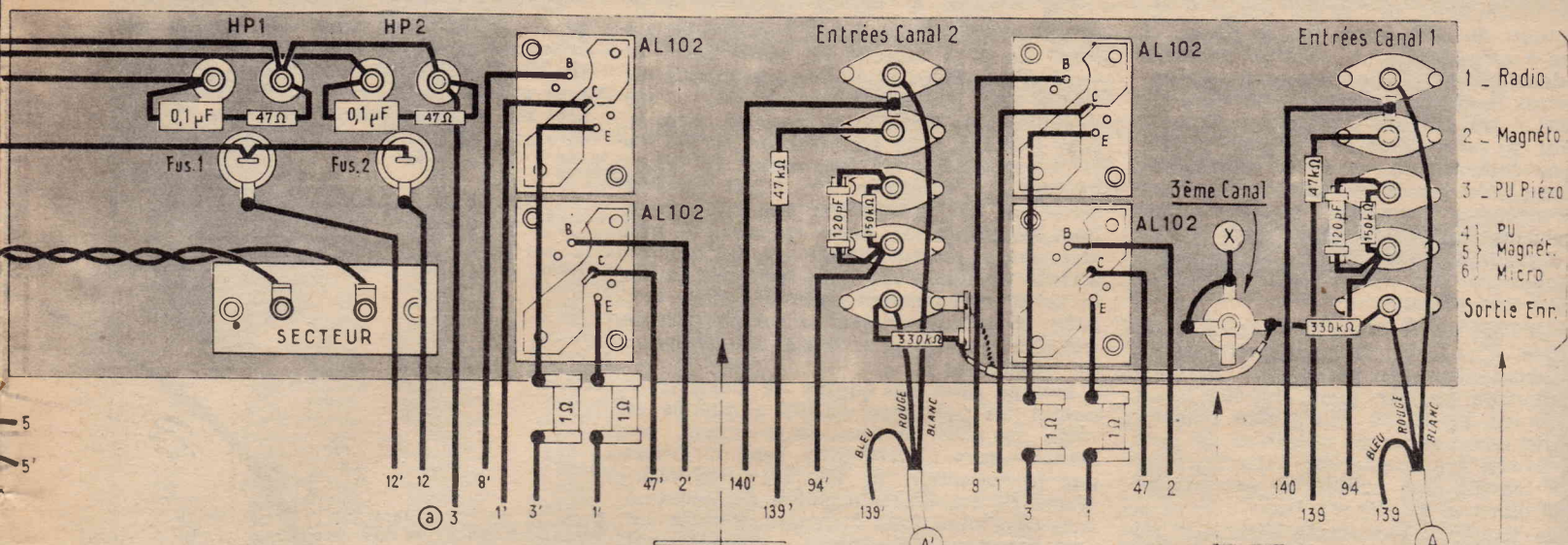
« KIT », complet. **668,00**
En ordre de marche. **865,-**

Alfar

48, rue Laffitte
PARIS (9^e)

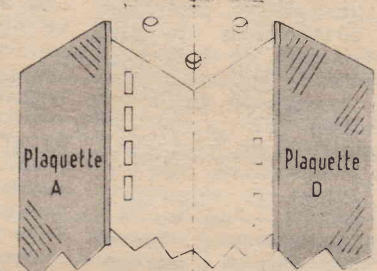
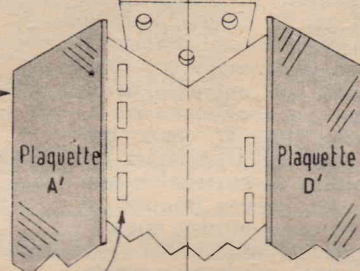
C.C.P. 5775-73 PARIS

Téléphone : 878-44-12 ● Voir notre publicité page 14 ●

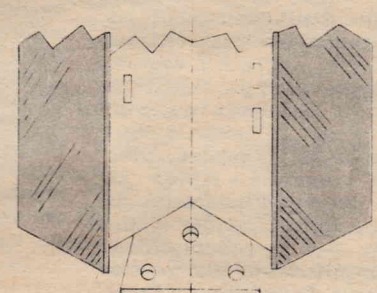
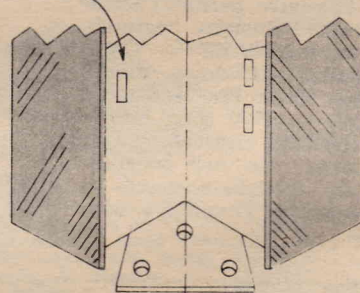


condensateurs isolés
rondelles bakélite.

PLAQUETTES DES
VOIES PREAMPLIF.
(Voir. FIG.3)



Supports transistors

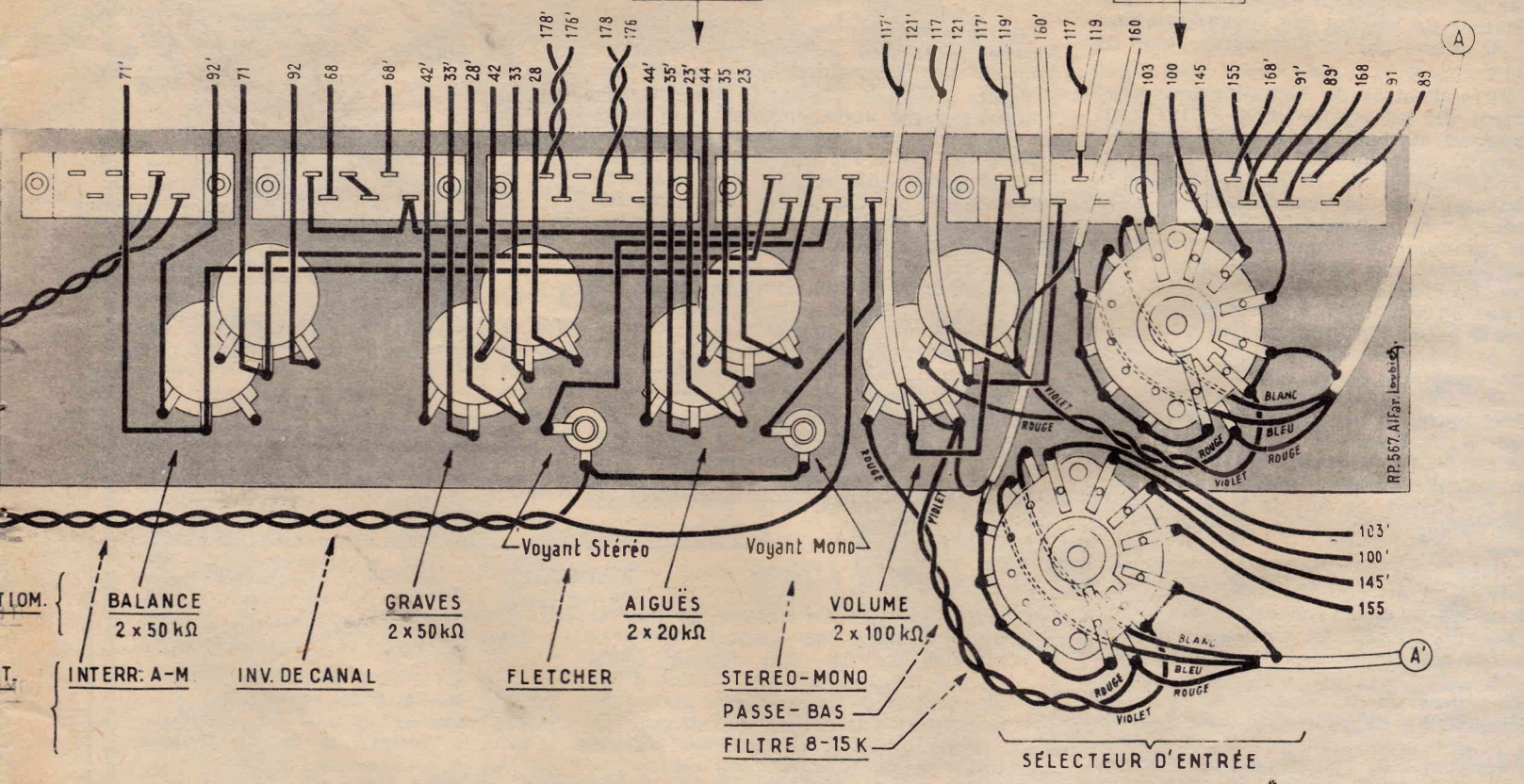


NB. Les prises
3 et 4-5-6
sont isolées
du châssis.

Alimentation

NTATION

ligne de masse est isolée
châssis jusqu'au point (X)
niveau du jack du 3^{ème} canal.



un potentiomètre de 20 000 ohms. Côté collecteur du transistor du 5^e étage, la liaison s'opère à travers un 5 μ F commun aux deux branches. Le curseur du potentiomètre « Graves » attaque la base du FT584 à travers une 3 300 ohms. Pour le curseur du potentiomètre « Aiguës » cette attaque s'effectue par un 10 nF. La liaison est complétée par un 50 μ F commun aux deux branches. Rappelons que l'avantage du système Baxandall réside dans le fait qu'il agit par dosage du signal transmis et également par contre-réaction, ce qui rend très efficace.

Le SFT584 du 5^e étage préamplificateur est doté d'une résistance d'émetteur de 500 ohms découplée par 100 μ F. Sa base est polarisée par un pont (100 000 ohms côté moins et 10 000 ohms côté masse). La résistance de charge collecteur est une 700 ohms. L'alimentation collecteur se fait à travers une cellule de découplage (10 000 ohms et 64 μ F).

Nous trouvons ensuite le dispositif de balance qui est constitué par un potentiomètre double 2 $\times$ 50 000 ohms (un par canal) monté en résistance de fuite variable. La liaison avec le collecteur du FT384 s'effectue à travers un 25 μ F et une 15 000 ohms shuntée par un 150 pF qui introduit une correction en fréquence. Le système présente l'avantage d'éviter toute diaphonie et permet de supprimer complètement les sons de l'un ou de l'autre des canaux. A la suite nous voyons le commutateur « Mono-Stéréo » qui en position « Mono » réunit les sorties des préamplificateurs des deux canaux et les fait attaquer simultanément les entrées des deux amplificateurs. Une autre section du commutateur ferme vers la masse le circuit d'un voyant « Stéréo » ou d'un voyant « Mono » ce qui permet de toujours savoir en quel mode de reproduction l'amplificateur est commuté. Après ce commutateur nous voyons l'inverseur de canal qui permet de faire attaquer l'amplificateur de droite par le préamplificateur de droite, l'amplificateur de gauche par le préamplificateur de gauche ou l'amplificateur de gauche par le préamplificateur de droite par le préamplificateur de gauche.

L'étage d'entrée de l'amplificateur proprement dit est équipé d'un AC137 dont la base est attaquée par la sortie du commutateur inverseur de canaux à travers un condensateur de 25 μ F. Là encore la polarisation de la base est prise sur l'émetteur du transistor suivant et transmise par une 8 200 ohms formant un pont diviseur avec une 33 000 ohms allant à la masse. La charge du collecteur de l'AC137 est une 10 000 ohms. L'alimentation s'effectue à partir du point médian de l'étage final et à travers une cellule de découplage composée d'une 10 000 ohms et un 100 μ F. Une résistance de 1 000 ohms est insérée entre l'émetteur et la masse. Elle est constituée avec une 56 000 ohms en série avec un 2 μ F, un circuit de contre-réaction venant du point médian de l'étage final. Ce circuit, du fait de la présence du condensateur procure un relèvement des graves.

L'étage suivant est l'étage d'attaque final. Il est équipé d'un 2N1926 dont la base est en liaison directe avec le collecteur du AC137. La résistance d'émetteur fait 330 ohms. Elle est découplée par un 100 μ F. Le circuit collecteur contient deux transistors AC135 dont on utilise les fonctions émetteur-base comme diodes. Ces diodes sont montées en série avec une résistance de 10 ohms et une résistance de charge de 4 700 ohms. L'alimentation de cet étage a lieu à travers une cellule de découplage composée d'une 560 ohms et un 64 μ F.

Les transistors complémentaires PNP AC139 et NPN AC141 procurent le déphasage. Ils sont montés en série entre le — 32 V et la masse. Une résistance de charge de 150 ohms est placée entre l'émetteur de l'AC139 et le point médian. Une résistance de stabilisation d'effet de température est insérée entre ce point médian et l'émetteur du AC141 dont le collecteur est chargé par une 150 ohms. Les bases de ces deux transistors sont attaquées directement par le collecteur du 2N1926 de telle façon que les deux diodes et la 10 ohms soient insérées entre ces bases et procurent ainsi la polarisation de repos nécessaire pour éviter la distorsion de croisement.

L'étage final est équipé de deux transistors de puissance AL102 alimentés en série. La base de l'un est attaquée par l'émetteur du AC139 et la base de l'autre par le collecteur de l'AC141. Des résistances de stabilisation d'effet de température de 1 ohm sont disposées dans le circuit émetteur de chaque transistor final. Le haut-parleur, dont la bobine mobile peut avoir une impédance comprise entre 3,5 ohms et 15 ohms, est branché par l'intermédiaire d'un 2 000 μ F entre le point médian et la masse. Le condensateur de 0,1 μ F en série avec une 47 ohms qui shunte le HP protège les transistors de sortie contre les pointes de surtension que peuvent provoquer les brèves impulsions à fréquences ultrasoniques entrant dans la composition du signal BF amplifié.

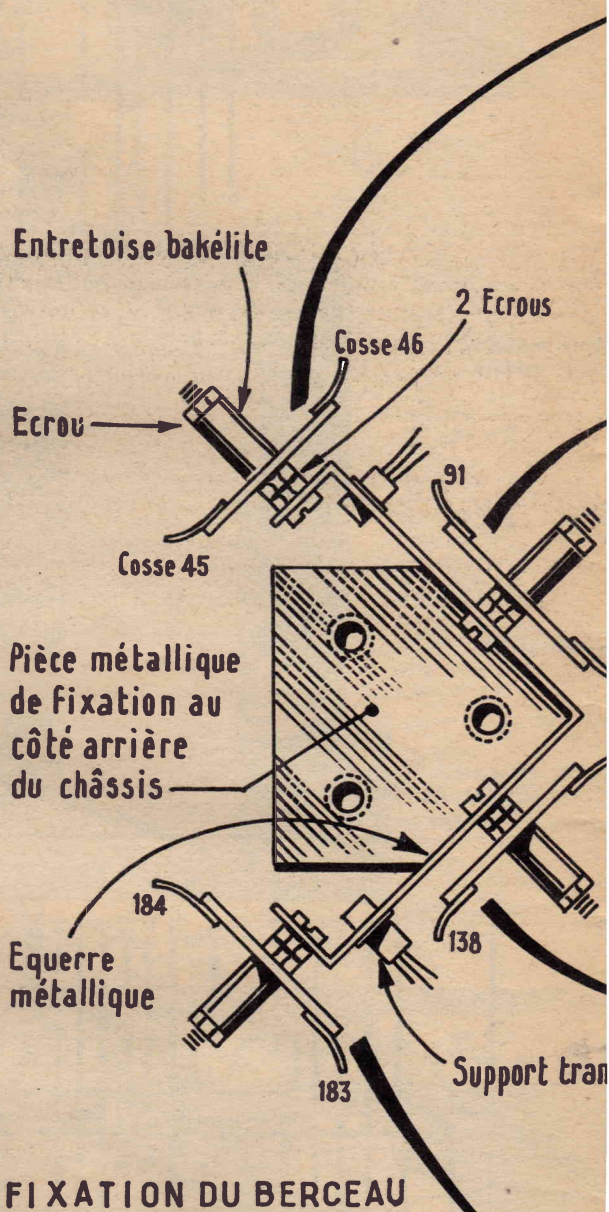
L'alimentation est très simple. Un transformateur, dont le primaire permet l'adaptation aux différentes tensions secteur, délivre au secondaire 2 $\times$ 36 V. Cette tension est redressée par deux diodes BY116 et filtrée par deux condensateurs de 2 000 μ F. La ligne — 32 V contient un fusible de protection des transistors de puissance (1 ampère). Un des enroulements secondaires du transfo alimente à travers une 350 ohms les voyants « Mono » et « Stéréo ».

Réalisation pratique

Le châssis métallique a été conçu de manière à utiliser au maximum l'espace compris dans un volume aussi réduit que possible, ce qui a conduit à une disposition mécanique assez originale. Ce châssis comporte une face avant et une face arrière de 320 $\times$ 70 mm. La face avant reçoit les différents organes de commande (voir fig. 2) : A la partie inférieure les commutateurs à glissière — Arrêt-Marche. Inverseur de canal, Fletcher, Mono-Stéréo. Pass-bas et Filtres 8 kHz et 15 kHz. A la partie supérieure sont situés le commutateur de fonction, les potentiomètres doubles de volume, de dosage Aiguës, Graves et de balance et les supports de voyant « Mono », « Stéréo ». Nous rappelons que les potentiomètres de volume des deux canaux sont solidaires du même axe de commande. Il en est de même pour ceux de balance. Par contre les potentiomètres « Aiguës » sont, ainsi que ceux « Graves », à axes concentriques, mais indépendants.

La face arrière supporte les prises coaxiales d'entrée, la prise « Sortie Enregistrement », celle 3^e canal, les douilles sortie HP, les deux fusibles 1 A, la prise secteur et des 4 transistors AL102 à qui elle sert de radiateur thermique. Ces transistors sont montés sur des supports qui sont

(suite page 58)



ERRATUM

Nous prions nos lecteurs de vouloir bien excuser les erreurs typographiques qui se sont glissées dans l'article de J. Marpeaux « Banc d'alimentation et de fréquences » paru dans le dernier numéro d'avril, en page 42.

Nous donnons ci-après les corrections de ces erreurs.

Colonne 1 : lignes 15 et 17 au lieu de C, lire C.

Colonne 2 : tableau de fréquences.

Nom de la note :

lire : La — 2

Ur — 1

La — 1

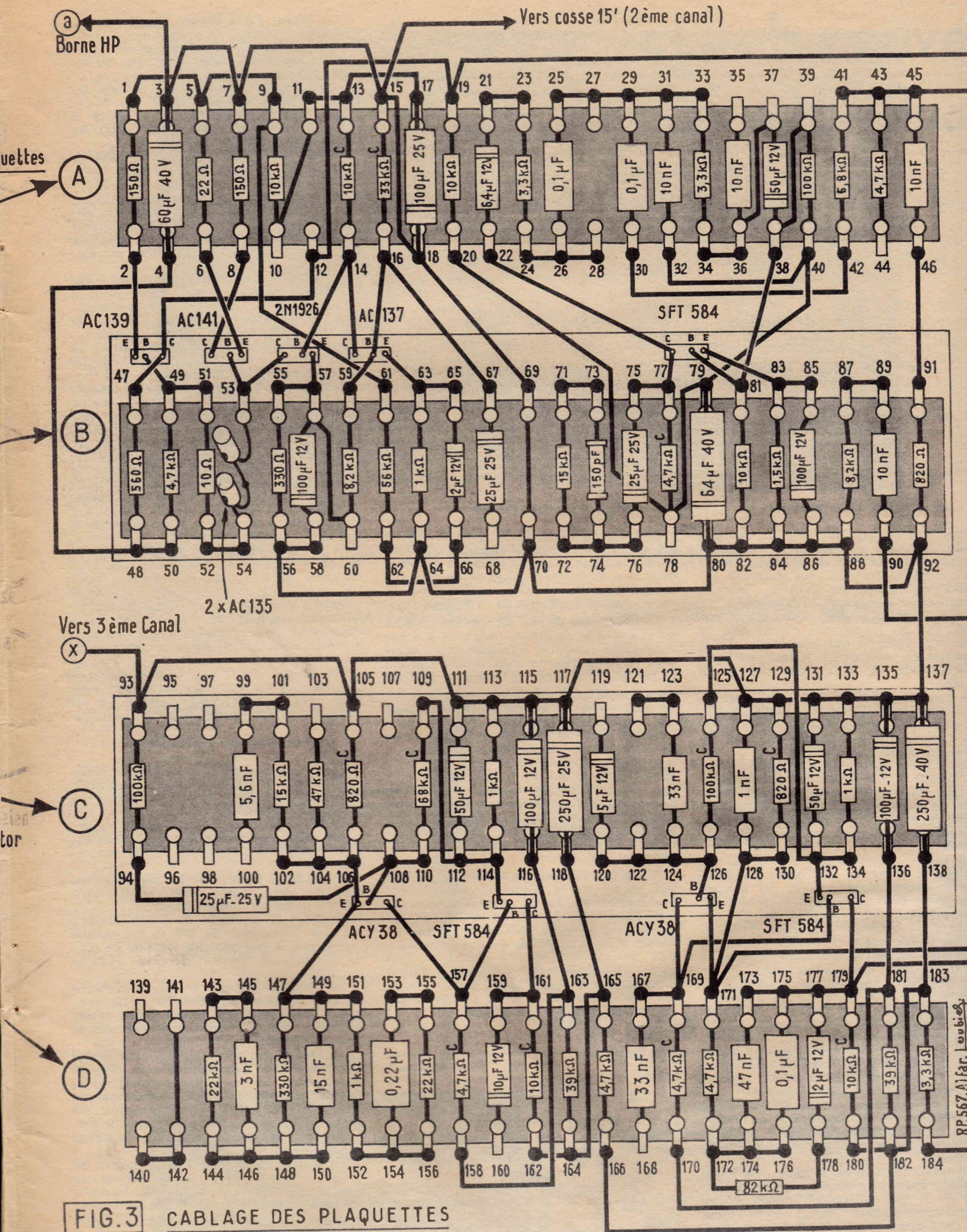
Ut + 1

La + 1

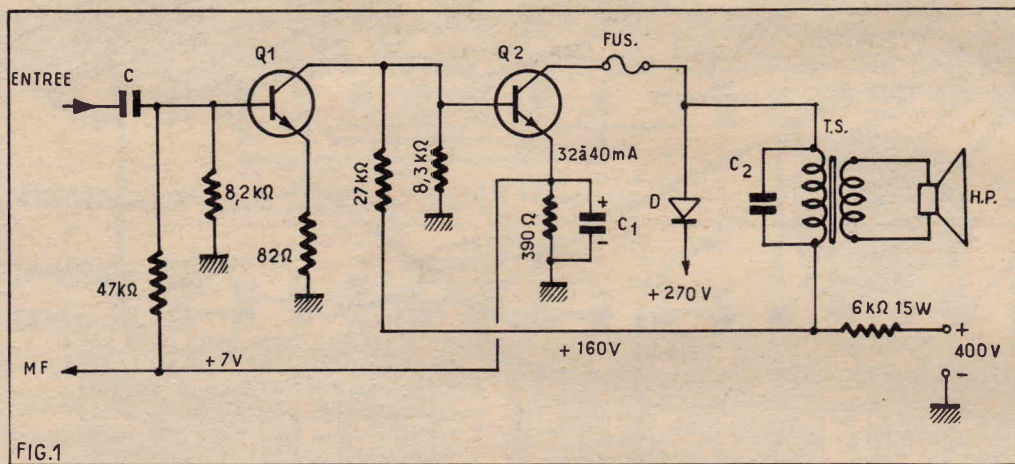
Lire + jusqu'à la fin du tableau au lieu de —

Colonne 3 : ligne 16

Lire : régler P, jusqu'à ce que... au lieu de C.



revue de la presse technique étrangère



Amplificateur BF à transistors HT

Dans le téléviseur RCA CTC21, l'amplificateur BF, est à transistors alimentés sous une haute tension de 160 V. Le montage comporte quelques particularités intéressantes comme on peut le voir en examinant le schéma de la figure 1.

L'amplificateur utilise deux transistors NPN, Q₁ est le driver, c'est-à-dire le transistor d'entrée qui commande Q₂, le transistor de sortie. La liaison entre le collecteur de Q₁ et la base de Q₂ est directe.

Le courant qui traverse la résistance de 390 Ω du circuit d'émetteur de Q₂, produit une chute de tension de 7 V, avec le + à la cathode. Cette tension de + 7 V est utilisée dans les circuits MF.

Ces transistors sont alimentés avec une HT, de 160 V aux collecteurs de Q₂, obtenue par chute de tension dans une résistance de 6 kΩ 15 W, à partir d'un point de HT de + 400 V par rapport à la masse. Le courant consommé est de l'ordre de 40 mA.

En raison des valeurs élevées de ces tensions et courants, de l'ordre de grandeur de celles adoptées avec des lampes, on a prévu deux dispositifs de protection.

Le premier est le fusible de 60 mA, monté dans le fil du collecteur de Q₂. Il protège le transistor contre un courant de collecteur excessif en fondant lorsque le courant dépasse une valeur limite.

Le deuxième dispositif de protection est la diode D montée entre le point du fusible côté transformateur et un point de HT de + 270 V disponible dans l'appareil.

Normalement, la tension sur l'anode de D est de + 160 V et celle sur la cathode, de + 270 V, donc, la diode est sans action étant bloquée, la cathode étant positive par rapport à l'anode, dans ce cas.

Il y a protection contre la surtension du collecteur de Q₂. En effet, si la tension sur ce collecteur tend à dépasser + 270 V, la diode devient conductrice et limite la surtension.

On remarquera aussi la ligne + 7 V qui alimente sous cette tension, avec un courant de 17 mA, un circuit intégré utilisé pour l'amplificateur MF et le détecteur son. (Référence 1)

Dans le téléviseur Philco type 17 MT80B on a incorporé un indicateur d'accord pour le son. Il permet d'accorder, pour une émission d'image et de son, sur le maximum de son, ainsi qu'il est prescrit pour tous les appareils de télévision.

Le maximum de son correspond, comme on le sait à la meilleure image. Il y a par conséquent intérêt à effectuer avec précision la recherche du maximum de son à l'aide de l'indicateur cathodique, l'accord visuel étant plus facile que celui auditif.

Le montage de ce dispositif est donné par le schéma de la figure 2. On prélève le signal MF son sur l'électrode de sortie de la dernière amplificatrice MF image et un condensateur de 3,3 pF transmet à un circuit accordé sur la fréquence MF son. Ceci est parfaitement correct car dans les téléviseurs qui reçoivent le son à modulation de fréquence par le procédé interpeuses, l'amplificateur MF image amplifie jusqu'à la détectrice les deux signaux MF image et MF son.

Il y a par conséquent, un signal MF son aux bornes de la bobine L à coefficient de surtension élevé, accordée par un condensateur de 33 pF. La tension est redressée par la diode 1N60 et filtrée par un circuit à deux capacités de une résistance. Une bobine d'arrêt BA empêche tout signal HF d'atteindre l'indicateur cathodique d'accord 6HU6/EM87 dont le montage est classique et dont l'alimentation HT est de + 275 V. (Référence 2)

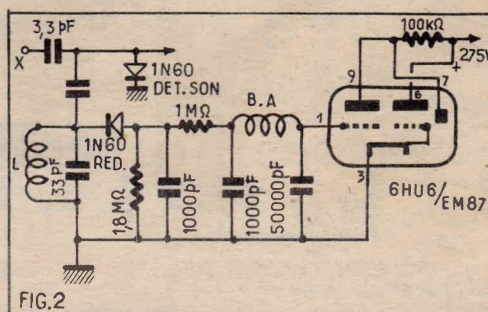


FIG.2

Tuner FM à circuits intégrés

Dans un article détaillé, on décrit partie MF d'un tuner FM qui utilise quatre circuits intégrés.

Le schéma intérieur de ces circuits intégrés type $\mu A703$ est donné par la figure 3 tandis que la figure 4 donne le schéma de l'amplificateur MF suivi d'un discriminateur.

Le circuit intégré type $\mu A703$ possède à l'intérieur 5 transistors et deux résistances.

Les deux transistors Q₁ et Q₂ constituent une paire à couplage par émetteurs, alimentée par un courant constant fournie par Q₃. Le signal à amplifier est appliqué au point 3 et ce signal amplifié, est disponible au point 6.

Les branchements accessibles sont 6 fils 1 à 6. Sur la même figure, figure 3, on représente, en haut et à droite la disposition des six fils et, en bas et à droite, triangle symbolisant le circuit intégré.

Passons au schéma d'utilisation de la figure 4. Le circuit intégré CI₁, par exemple est branché comme suit :

Point 4 à la masse, négatif de la tension de 12 V alimentant ce montage. Point 1 au + 12 V. Point 2 découplage par 20 000 pF relié au point « froid » du primaire du transformateur T₁, accordé sur 10,7 MHz. Point 6 relié à la prise primaire permettant ainsi l'adaptation la sortie sur le collecteur de Q₁ (voir figure 3) du signal amplifié. Point 5 relié au point « froid » du secondaire de T₁. Point 3 la prise de ce secondaire donc recevant signal à amplifier par le CI.

Le premier circuit intégré CI₁ reçoit le signal à 10,7 MHz provenant du discriminateur de fréquence aux points 3 et 4. Le dernier circuit intégré, CI₂, attaque le transformateur T₂ qui précède le discriminateur. Celui-ci est d'un montage classique avec deux diodes disposées en série inverses, c'est-à-dire selon le schéma du discriminateur de rapport.

Les points X, Y et Z sont reliés d'autres circuits du tuner. Les deux premiers étages sont amplificateurs et les deux autres limiteurs. (Référence 3)

Amplificateur à compression

Voici l'analyse d'un amplificateur linéaire qui, au-delà d'une certaine amplitude du signal d'entrée, donne un signal de sortie d'amplitude constante.

Ce montage, réalisé pour obtenir ce résultat utilise des transistors dont l'un est à effet de champ, soumis à la contre-réaction.

La figure 5 montre l'effet de compression du gain obtenu avec le dispositif adopté dans cet amplificateur.

L'entrée et la sortie de l'amplificateur ont une impédance de 600 Ω. La courbe représente la variation du niveau de sortie (en dB) en fonction de celle d'entrée (en dB).

On voit, que lorsque le niveau d'entrée du signal augmente, celui de sortie augmente de moins en moins pour rester constant vers + 5 dB quel que soit le niveau d'entrée.

La courbe en pointillés est une droite et représente le gain linéaire sans effet de compression. Divers points marqués sur la courbe indiquent la distorsion harmonique totale correspondant à des valeurs de niveau d'entrée. Il est évident que la distorsion croît en même temps que le signal d'entrée.

Sur l'axe des abscisses on a inscrit des décibels correspondant à un niveau de puissance de 1 mW. A - 20 dB, la compression du signal est de 30 dB au-dessus du niveau qui aurait été atteint à la sortie par un amplificateur linéaire.

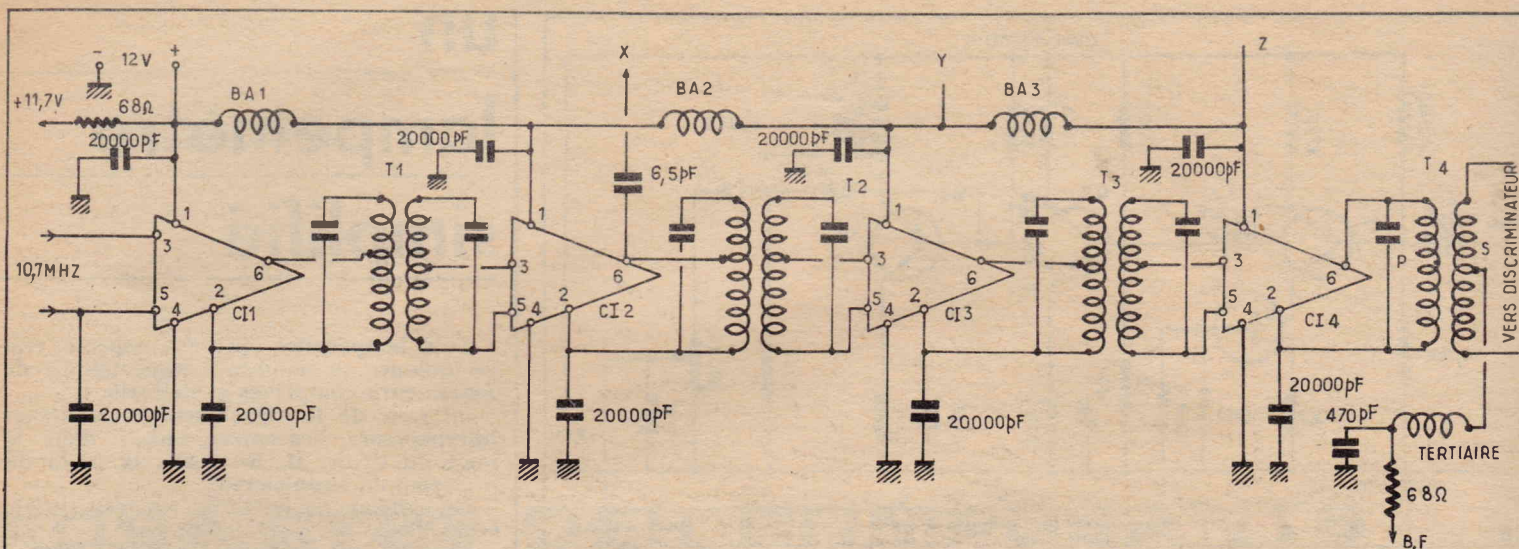


FIG. 4

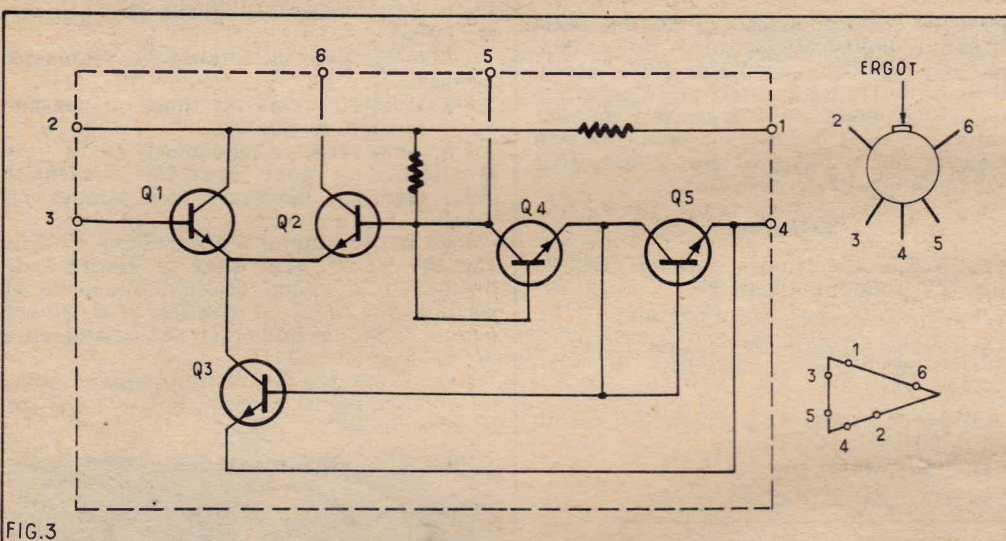


FIG. 3

Le schéma de la figure 6 représente l'amplificateur dont les semi-conducteurs sont : $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 2N3702$, $Q_4 = 2N3820$. D_1 : diode d'un type universel quelconque.

Si l'on fait abstraction du transistor Q_4 à effet de champ on se trouve en présence d'un amplificateur normal à 3 étages avec entrée sur la base de Q_1 et la sortie sur le collecteur de Q_3 . Cette sortie comprend un transformateur T adaptant le circuit de collecteur de $12\text{ k}\Omega$ à l'utilisation de $600\text{ }\Omega$.

Une autre sortie aboutit à la diode redresseuse D_1 qui donne aux bornes du potentiomètre de $200\text{ k}\Omega$ une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal de sortie, orientée avec le + du côté cathode de la diode. Cette tension peut être réduite à une valeur convenable par le potentiomètre. On remarquera que celui-ci intervient comme résistance de filtrage associée au condensateur de $1\text{ }\mu\text{F}$.

Considérons maintenant le transistor FET (à effet de champ), Q_4 , inséré dans le circuit d'émetteur du transistor Q_1 du type PNP.

Q_4 fonctionne comme une résistance variable, polarisant l'émetteur de Q_1 . Si le signal d'entrée augmente, la tension continue aux bornes du condensateur de filtrage C augmente, la porte de Q_4 devient plus positive et la résistance entre source et drain de ce transistor du type « P channel » augmente. Il en résulte une diminution du gain de Q_1 réalisant ainsi l'effet de compression. Pour une certaine valeur du signal d'entrée, la tension continue appliquée à la porte du FET est suffisante pour amener son point de fonctionnement au « genou » de la courbe caractéristique de saturation et le FET est proche du blocage.

L'augmentation de la résistance du circuit d'émetteur de Q_1 , constituée par $20\text{ k}\Omega$ + FET, provoque une augmentation de contre-réaction entre base et émetteur de ce transistor. Pour un signal d'entrée de niveau -20 dB au-dessous de 1 mW , Q_1 devient limiteur et il n'y a plus de gain. (Référence 4)

Emploi d'un FET sensible à la lumière

Le transistor FET type FF409 du montage de la figure 7, est sensible à la lumière. La lumière incidente représentée par des flèches, peut saturer ce transistor Q_1 à effet de champ et dans ce cas une tension plus faible est appliquée à la base de Q_2 , un NPN type 2N930 qui se bloque

et, de ce fait, la tension sur le collecteur augmente positivement.

Si la source de lumière disparaît, la porte de Q_1 , polarisée par la tension de sortie appliquée au diviseur de tension rend ce transistor conducteur ce qui constitue un effet de verrouillage, la tension positive de sortie continuant à exister même en l'absence de la lumière, grâce à la sensibilisation initiale du système par la lumière.

De nombreuses applications de ce circuit sont possibles, telles que : ouverture de garage, détecteur de fumée ou d'échauffement, détection de rupture de bandes de papier, entraînant l'arrêt de la machine dérouleuse, etc.

SPÉCIALISEZ-VOUS EN ÉLECTRONIQUE MÉDICALE

EN SUIVANT LES COURS DE L'I.I.F.T.

LA SEULE ÉCOLE DANS CETTE SPÉCIALITÉ EN FRANCE

La science médicale moderne a un besoin urgent et toujours plus grand de spécialistes.

Actuellement, un laboratoire est conçu comme un énorme complexe électronique où physiciens, chimistes, médecins, biologistes utilisent des appareils de mesure et de contrôle de grande précision.

L'électronique médicale déborde maintenant dans de nombreuses disciplines : biochimie, bio-électricité, bio-physique, etc..., qui sont étroitement liées aux connaissances de base de l'électronique : Théorie du signal et de l'information logique, axiomatique, calcul opérationnel, etc...

Les cours mémo-visuels et gradués de l'I.I.F.T., à la portée de tous, s'adressent, d'une part, à ceux qui ont le désir de trouver de nouveaux débouchés dans cette branche et, d'autre part, aux médecins, biologistes, radiologues qui veulent approfondir et pratiquer l'électronique médicale.

Demandez la documentation gratuite n° 2 très détaillée à

L'INSTITUT INTERNATIONAL DE FORMATION TECHNIQUE

4 et 6, rue de Fontarabie Paris (20°)

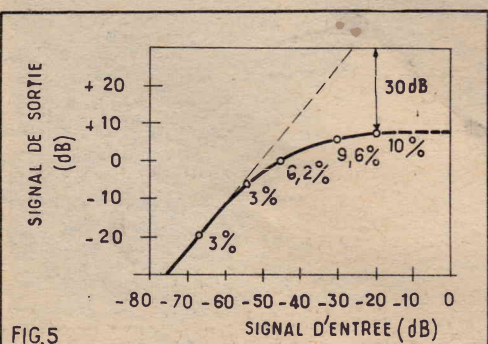
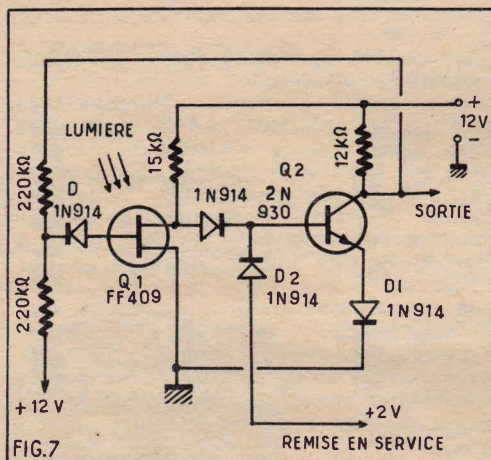
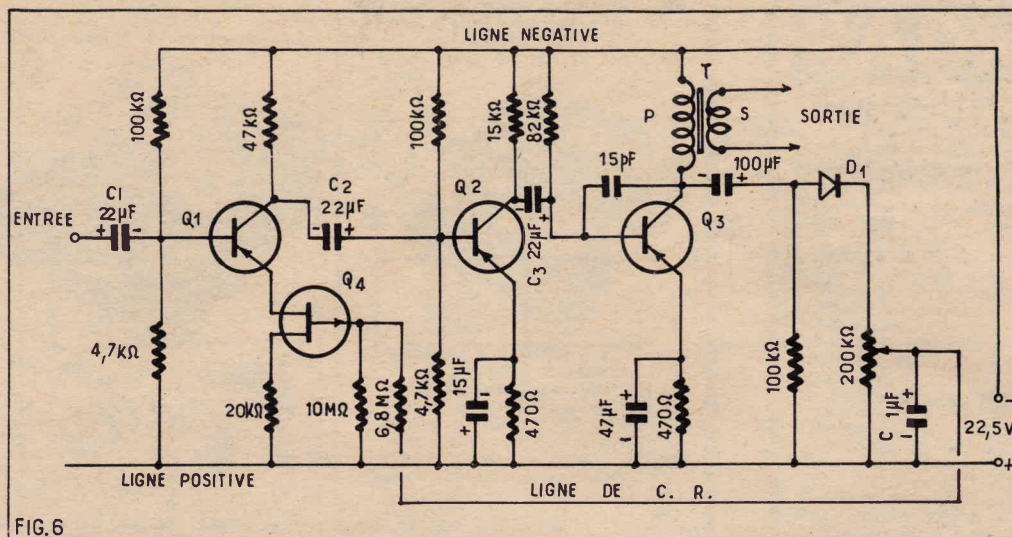


FIG. 5



Ce circuit est bien protégé contre les parasites par les diodes des circuits de base et d'émetteur de Q₂. Le circuit de

remise en service (« reset ») du dispositif comprend une tension positive de + 2 V appliquée par l'intermédiaire d'une diode, à la base de Q₂. La base est alors polarisée plus positivement et le transistor devient conducteur d'où diminution de la tension de sortie qui n'agit plus sur le dispositif à commandes. (Référence 5)

Références

- (1) Radio Electronics janvier 1967 : Color TV roundup (page 38)
- (2) Voir référence (1). Page 39
- (3) Audio : Third Generation HI-FI. a new IC-FM Tuner par Lawrence W. Fish Jr. (page 26)

Adresse : Audio 134 North Thirteenth st. Philadelphie, USA.

- (4) Electronics, Vol. 40 n° 1.
- (5) Electronics, Vol. 39 n° 23.

ENSEMBLE PRÉAMPLI - AMPLIFICATEUR

(Suite de la page 54)

disposés à l'intérieur de la face arrière tandis que les transistors sont à l'extérieur. La fixation s'effectue par des vis Parker. Il ne faut pas oublier d'intercaler la rondelle en mica entre le fond des transistors et le panneau arrière, de manière à isoler électriquement le boîtier qui correspond au collecteur.

Les faces avant et arrière sont réunies par des faces latérales de 250 x 70 mm, l'assemblage se faisant par des boulons. Une de ces faces latérales, celle de gauche en regardant la face avant, sert de châssis à l'alimentation. On doit y monter sur la face interne le transfo, les condensateurs de filtrage de 2000 µF et ceux de liaison des HP. Sur la face extérieure où sera fait le câblage on soude le corps des condensateurs électrochimiques et le châssis.

La majeure partie des composants sont soudés sur des bandes de bakélite de 185 x 25 mm, serties de deux rangées de 23 cosses. Ces bandes, au nombre de quatre par canal sont montées sur un berceau métallique dont le profil ainsi que l'assemblage sont indiqués sur la figure 3. Les bandes sont fixées sur le berceau par des boulons de 3-15 en prévoyant des entretoises de 6 mm (ou deux écrous) de manière à éloigner les bandes à cosses des faces métalliques. Les berceaux sont munis, à une extrémité, d'une plaque métallique de fixation qui, le câblage des bandes à cosse terminé sera serrée sur la face arrière du châssis par trois boulons de 3 x 30 sur lesquels seront enfilées des

entretoises tubulaires de 25 mm. Les berceaux comportent les trous nécessaires à la fixation des supports de transistors.

Avant de monter les berceaux à l'intérieur du châssis il convient de souder sur les bandes à cosses les résistances et les condensateurs exactement comme il est indiqué sur la figure 3. Sur la bande B on soude également les transistors AC135 faisant fonction de diode. On pose également les connexions entre cosses et celles de raccordement avec les supports de transistor. Il est bien évident qu'il faut réaliser cet ensemble en deux exemplaires, un pour chaque canal.

On câble ensuite l'alimentation comme il est indiqué à la figure 2. Toujours selon cette figure on effectue le raccordement des organes qui ont été fixés sur les faces avant et arrière et celui de l'alimentation.

En réalité ce câblage n'est pas compliqué il suffit de suivre méthodiquement les plans de câblage et d'utiliser du matériel conforme à cette description. Une fois terminé le câblage sera soigneusement vérifié. Après quoi on pourra passer aux essais. On pourra vérifier si les tensions sont conformes, aux tolérances près, aux valeurs indiquées sur le schéma. Aucune mise au point n'est nécessaire et le fonctionnement correct doit être immédiat. Nous terminons sur une recommandation : il ne faut jamais faire fonctionner un tel amplificateur sans que les haut-parleurs soient branchés ce qui risquerait d'entraîner la destruction des transistors de puissance.

A. BARAT.

un lampemètre simplifié

Tout lampemètre qui se respecte exige toujours un nombre « respectable » de composants et de contacts complexes et délicats.

Ici rien de tel. Quelques inverseurs interrupteurs ordinaires puisés dans le fond du tiroir, et, bien sûr, la main d'un praticien en supplément.

Le schéma de principe est très simple (voir figure 1).

Le principal appareil de contrôle est un contrôleur Chauvin Arnoux universel. Toute autre marque pouvant être utilisée en outre :

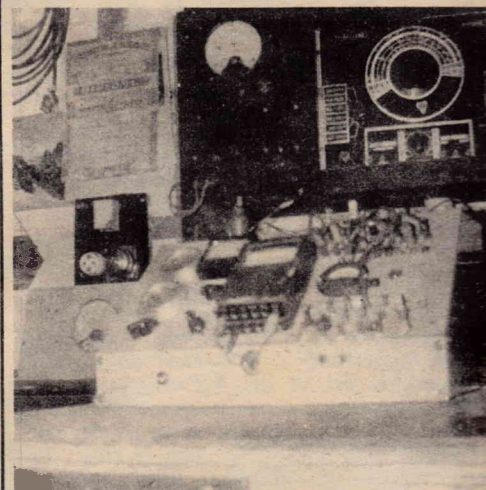
Un milli (pour la mesure de l'intensité « écran »).

Un voltmètre continu (pour la mesure de la tension de polar.).

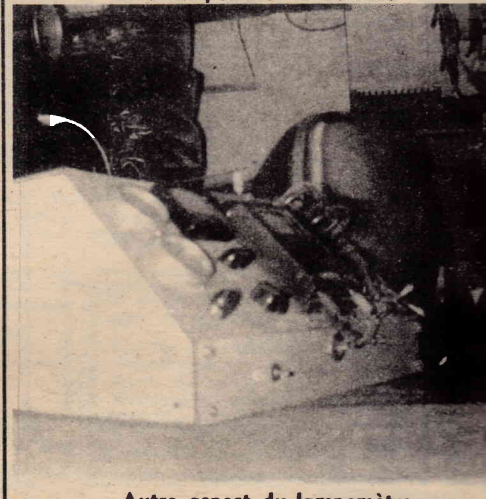
Un ampèremètre alternatif — double sensibilité — pour contrôler l'intensité prise par les filaments des lampes d'essais.

Une petite ampoule néon (Tube Philips 110/130 V, n° 249) pour le contrôle de l'isolement à chaud (cathode-filament) surtout, deux jeux de douilles et de fiches bananes, qui remplacent les contacteurs délicats et onéreux.

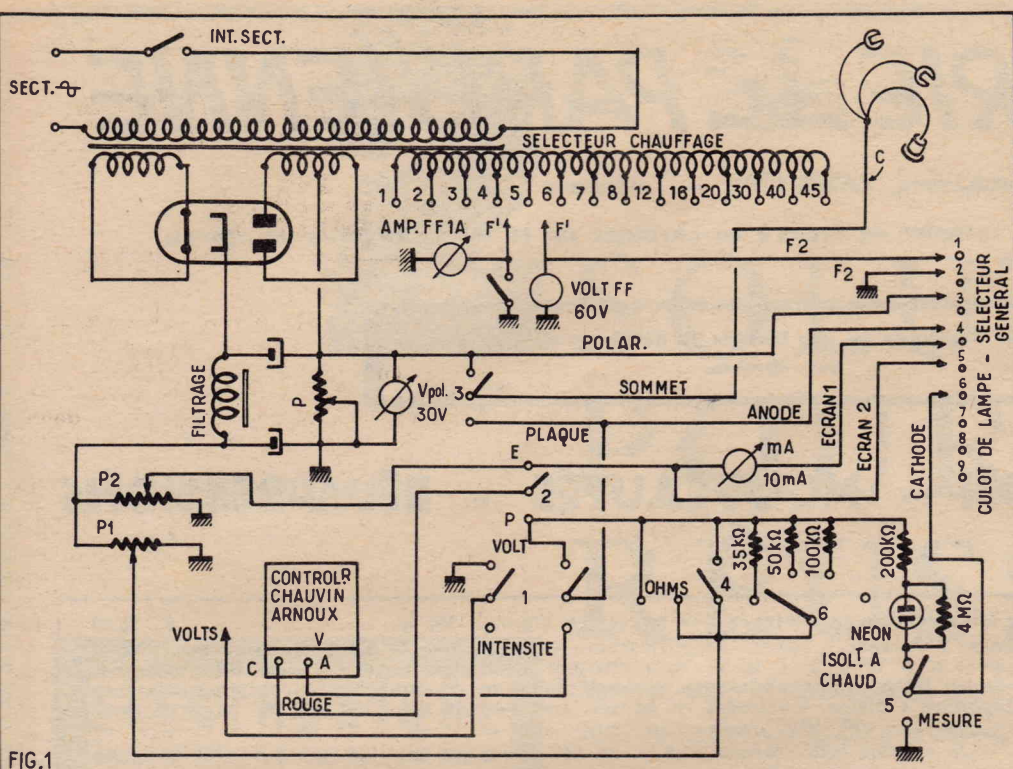
Les commutateurs et interrupteurs sont au nombre de six (numérotés de 1 à 6 sur le schéma).



Le lampemètre vu de face



Autre aspect du lampemètre



Fonctions : L'inverseur n° 1 (en position du haut) volts, permet conjugué avec la manœuvre des potentiomètres P1 et P2 le réglage et la lecture des tensions l'anode et d'écran.

Pour la tension d'anode (inverseur 2 en pas).

Pour la tension d'écran (inverseur 2 en haut).

L'inverseur n° 1 (en position du bas) — intensité — permet la lecture de l'intensité anodique, en laissant l'inverseur n° 2 en position basse. La lecture de l'intensité écran étant directement contrôlée au milli-écran.

Polarisation : La polarisation se règle par la résistance variable P lecture par le voltmètre VP.

Inverseur n° 3 : Cet inverseur permet l'appliquer au sommet des lampes en essai, soit la tension de polar (pour grille éeunie au sommet), soit la tension d'anode si anode réunie au sommet).

Commutateur n° 4 : Emploi en ohm-

Conjugué avec les deux douilles marquées « Ohm » entre lesquelles on peut insérer une résistance X à mesurer, le

commutateur n° 4 constitue un ohmmètre très pratique.

Exemple : On insère la résistance X dans les douilles marquées « Ohm » (4) étant fermé. On règle la tension par le potentiomètre PI. On note la tension. Soit E.

On ouvre (4) on lit une nouvelle tension.
Soit e .

Si R est la résistance interne de l'appareil de mesure, la résistance X aura pour valeur :

$$X = \frac{E - e}{e} \times R$$

Commutateur n° 6 : Il est à trois positions, ce qui permet de réduire le débit de la lampe suivant son type (HF-BF-Diode).

Inverseur n° 5 : Cet inverseur doit toujours être mis en position du bas (marquée « Mesure »).

On ne le place en position *haut* (isolement) que lorsqu'on veut vérifier l'isolement à chaud entre cathode et filament. La petite lampe au néon, protégée par une résistance de 200 K, indique par sa lueur et de façon approximative cet isolement.

Pont à lampes

Dans cette réalisation, la platine de 420/130 des supports de lampes est placée horizontalement et constitue la partie supérieure de l'appareil. Un seul support pour chaque type de lampe, toutes les combinaisons étant possible de par le principe de ce lampemètre, grâce aux jeux de fiches et de douilles qui constituent le « Sélecteur de culot ».

Sélecteur, culots de lampes et chauffage

1^{er}. Culots de lampes

Sous la platine des culots de lampes sont alignées 9 barres omnibus (numérotées de 1 à 9) qui reçoivent les connexions allant aux contacts des supports de lampes. On les soude dans le sens des aiguilles d'une montre. Ces 9 barres omnibus aboutissent d'autre part à 9 douilles pour fiches bananes, placées sur le pupitre de l'appareil, ce qui permet l'accès aux diverses électrodes des lampes.

Les fiches de couleurs différentes fournissant les tensions de chauffage, de po-

lar, d'écran, d'anode, sortent par un orifice situé au dessous des douilles. Elles permettent donc d'appliquer ces diverses tensions au « Sélecteur » et ce dans l'ordre demandé par le type de lampe considéré.

Chauffage. Les fiches FIFI permettent de choisir sur le « Sélecteur CHAUF-FAGE » la tension appropriée pour le filament Tension, qui par les fiches F2F2 est appliquée au Sélecteur Culots, dans les douilles correspondant au filament.

L'ampèremètre FF contrôle l'intensité prise par le filament. Le Voltmètre FF indique la tension de chauffage.

Remarques

L'utilisation d'un tel appareil demande certainement un peu d'apprentissage. Mais une fois sa manœuvre « maîtrisée », on constatera avec satisfaction qu'il rend d'appréciables services. Et cela pour une dépense d'argent bien modeste pour tout bon bricoleur qui possède généralement la plupart des pièces nécessaires dans ces « archives ».

Un mot encore. Il n'est pas indiqué d'acquérir un transformateur d'alimentation spécial pour lampemètre.

J'ai utilisé un vieux transfo de récepteur pour obtenir la tension anodique de la valve.

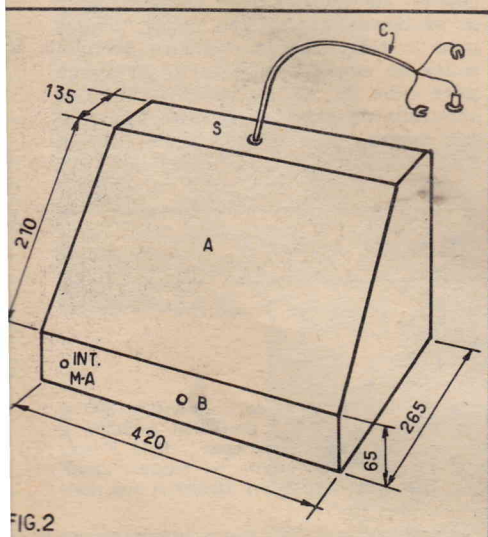
Pour le transfo chauffage, j'ai utilisé un autre transfo acheté au marché aux puces, dont le primaire était en bon état et j'ai bobiné le nombre de spires suffisant pour avoir les diverses tensions de chauffage : 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 12, 16, 20, 25, 30, 40, 45 volts.

Ce qui me permet d'avoir à ma disposition toutes les tensions de 1 volt à 45 volts sans interruption.

Observation importante

Je pense utile de bien préciser qu'il n'est pas nécessaire d'immobiliser à demeure le contrôleur sur l'appareil. Le pupitre de commande étant « incliné » il suffit de prévoir un encadrement (quatre petites réglettes en bois) qui « retiendra l'appareil de contrôle, dans sa position de service sur le lampemètre.

M. FAUTRIER



Le relais
est l'affaire
d'un
spécialiste :

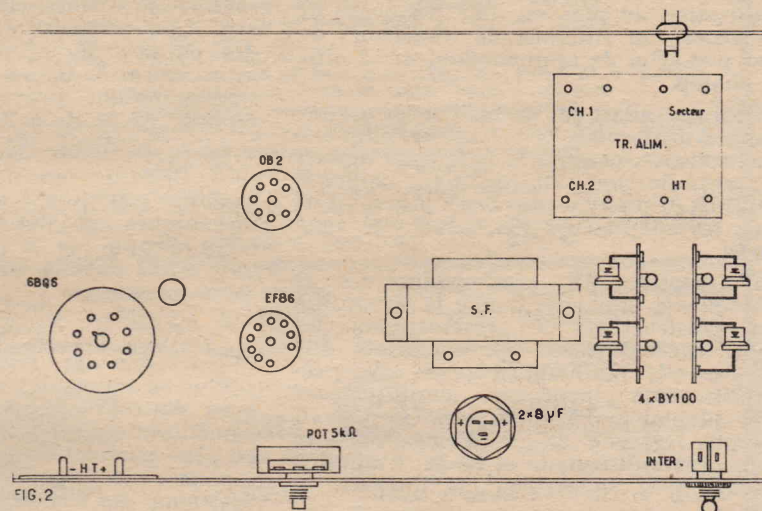
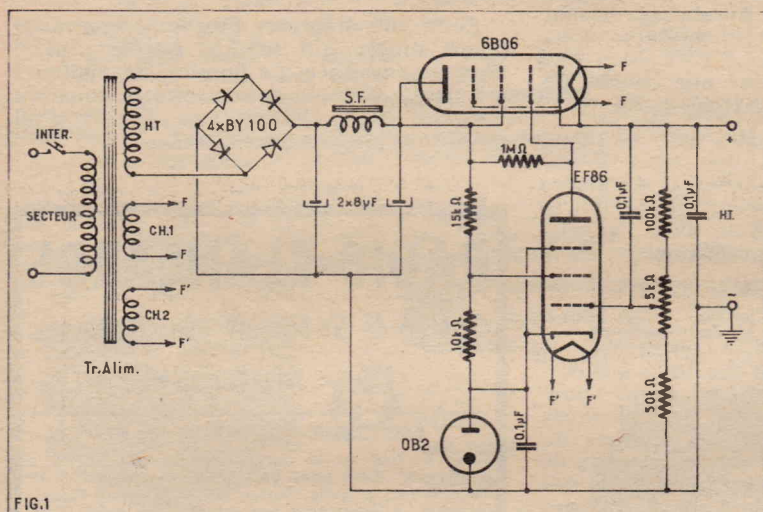
RADIO-RELAIS

18, rue CROZATIER - PARIS 12^e

Tél. 343.98-89

PARKING ASSURE

problème n° 25

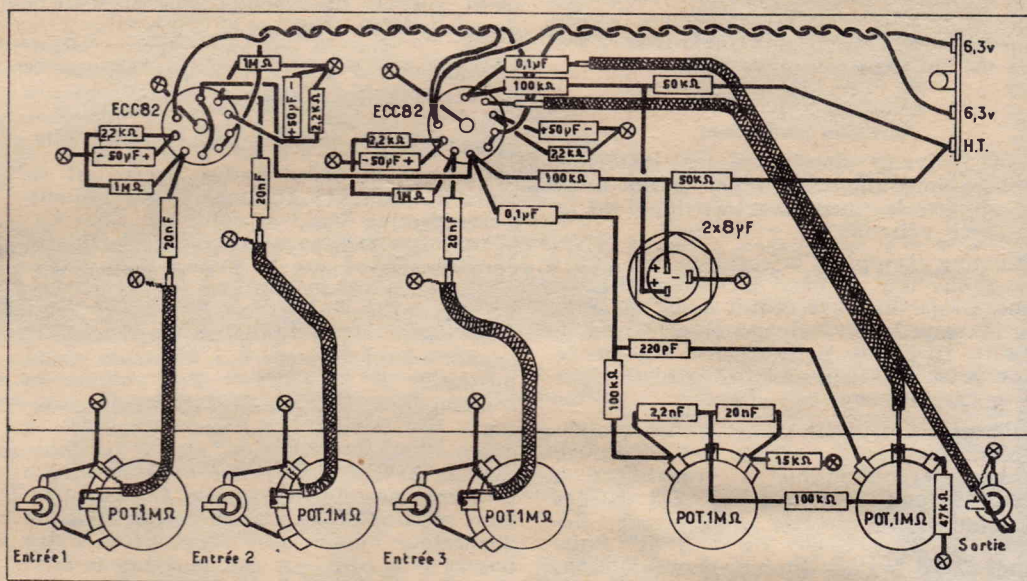


Le schéma de la figure 1 représente une alimentation HT stabilisée par tube électronique. La figure 2 montre l'implantation des pièces qui composent cette alimentation. Le problème consiste à dessiner sur ce plan le câblage, correspondant au schéma, comme vous l'exécuteriez si vous aviez à réaliser vraiment cette alimentation.

Il faut noter que le châssis est métallique et que les points de masse seront obtenus par soudure sur la tôle.

La solution sera donnée au prochain numéro.

**ci-contre :
solution
ème n° 24**



LE 9^e FESTIVAL INTERNATIONAL DU SON

Le Festival International du son qui a eu lieu du 9 au 14 mars dans les salons et les appartements du Palais d'Orsay connut cette année un succès qui montre l'intérêt grandissant que porte le public à la reproduction sonore à haute fidélité. Ce fut une très intéressante confrontation industrielle et une manifestation artistique de haute qualité.

Signalons que les appareils exposés avaient tous été sélectionnés d'après des normes de qualités minimales définies par le Syndicat des Industries Electroniques de Reproduction et d'Enregistrement (SIERE), ce qui garantissait leur appartenance à la classe HI-FI.

Les exposants représentant 11 Nations se répartissaient comme suit : 62, pour la

France, 17, pour l'Allemagne Fédérale, 16, pour les Etats-Unis, 11, pour la Grande-Bretagne, 6, pour le Japon, 5, pour la Suisse, 3, pour le Danemark, 2, pour l'Italie, 1, pour l'Autriche, la Hollande et la Norvège.

Fait nouveau, cette année, les facteurs d'instruments de musique apportaient leur concours au Festival, en présentant une gamme étendue de leur production, ajoutant ainsi un intérêt nouveau à cette manifestation de l'union de l'art et de la technique.

L'aspect Artistique du Festival était créé comme de coutume par l'ORTF avec le concours de nombreuses Radiodiffusions Etrangères.

« France Musique » dans son « salon doré » organisa un programme continu en stéréophonie. Les Radiodiffusions étrangères présentaient le résultat de leurs recherches dans le domaine de la stéréophonie, du point de vue technique et esthétique.

Enfin comme chaque année des journées d'études furent organisées auxquelles participèrent de nombreuses personnalités appartenant à l'Université, aux Organismes de recherche et de Radiodiffusion, à l'industrie française et étrangère.

Tendances générales

Nous allons, sous ce titre, tenter de dégager les grands courants qui se dessi-

ment, en ce qui concerne les matériels HI-FI et que nous avons pu observer à la faveur du Festival.

On peut dire en premier lieu que la plupart étaient stéréophoniques.

Mais le fait important est la place que prend désormais le transistor dans la construction des unités exposées. Alors que l'année dernière encore de nombreuses firmes étaient réticentes et continuaient à utiliser des tubes à vides ; 70 % des appareils présentés cette année étaient à transistors. Nous avons noté également l'utilisation de plus en plus fréquente de transistors au silicium, de transistors du type planar et de semi-conducteurs à effet de champ.

Ceci se traduit par de meilleures performances des appareils : fiabilité plus élevée, accroissement de la puissance de sortie, amplification plus régulière, meilleure stabilité, réduction du bruit de fond et dans les adaptateurs FM, sélectivité améliorée.

L'utilisation des semi-conducteurs et des circuits imprimés donne la possibilité aux constructeurs de présenter sous un faible encombrement des matériels dits intégrés tels que amplificateurs avec préamplificateur incorporé, amplificateurs avec adaptateur FM incorporé. On pouvait compter environ 52 % d'amplificateurs avec préamplificateur et 33 % d'amplificateurs avec adaptateur FM intégré.

Plus encore que les autres années il nous est apparu que les constructeurs se sont efforcés de soigner la présentation de leurs appareils : couleurs sobres soulignées par des garnitures métallisées, soles ou coffres en bois de teck.

Quelques productions

Ne pouvant citer tous les matériels exposés nous allons examiner ce qui nous est apparu le plus caractéristique de la tendance actuelle.

Comme exemple d'intégration très poussée citons tout d'abord la chaîne RD505, Ribet-Desjardins qui réunit dans un meuble luxueux les principaux éléments de la chaîne HI-FI de cette firme. Un casier avec prise intérieure est prévu pour loger un magnétophone.

Parmi les amplificateurs à préamplificateur incorporé, citons le CSV-1000 Braun stéréophonique à transistors à 2 entrées pour lecteur piézo et 3 entrées au choix pour lecteur magnétique. Réponse de 20 à 32 000 Hz $\pm$ 3 dB. Puissance 2x60 watts. Citons encore le Concertone 200 appareil stéréophonique à transistors, puissance de sortie 15 watts, courbe de réponse de 6 Hz à 80 kHz $\pm$ 3 dB.

Comme amplificateur avec adaptateur FM incorporé nous avons remarqué le Fisher 700-T stéréophonique à transistors sensibilité 0,3 μ V pour 20 dB et puissance de sortie 35 watts. Citons encore le Korting stéréo 600 et le Sherwood S8800 tous deux stéréophoniques équipés de transistors.

Table de lecture - Têtes et Bras

Les tables de lecture exposées présentaient des performances mécaniques de tout premier ordre. Les parasites mécaniques et le ronronnement deviennent pratiquement indécélables. Les fluctuations de vitesse sont réduites à des valeurs si faibles qu'elles sont imperceptibles. Ainsi la table Schneider BSR C91 présente une fluctuation totale de 0,3 % et un ronronnement de - 40 dB ; la Lenco L70 des fluctuations totales de $\pm$ 0,11 % et un

ronronnement de - 40 dB ; la Thorens TD.150 des fluctuations totales de 0,10 % et un ronronnement de - 38 dB.

Les têtes de lecture sont, aussi, considérablement améliorées. C'est ainsi que les têtes piézos ou céramiques équivalent maintenant, dans bien des cas, aux têtes électromagnétiques. Les éléments caractéristiques ; force d'appui, élasticité, masse dynamique de l'équipage mobile reporté à l'extrémité de la pointe de lecture, poids de la tête, diamètre de l'extrémité de la pointe de lecture, sont harmonisés pour réduire les distorsions au minimum. Nous avons pu constater le nombre croissant des pointes de lecture elliptiques, nous avons retenu la Ortophon S 15 T, bien sûr, stéréophonique, procurant une courbe de réponse de 20 Hz à 20 KHz à $\pm$ 2,5 %.

Le perfectionnement des bras se poursuit. Certains modèles que nous avons examinés constituent de véritables micromécaniques qui permettent de régler la force d'appui de la pointe avec l'exactitude d'une balance de précision.

Enceintes acoustiques et haut-parleurs

Plus de 130 modèles d'enceintes acoustiques étaient exposés. Nous avons noté l'amélioration générale des performances et plus particulièrement des courbes de réponses plus régulières aux extrémités de la gamme des fréquences, la réduction des distorsions et des résonances parasites grâce à divers procédés tels que le traitement spécial des membranes dispositifs de suspension originaux, filtres plus élaborés. Le nombre des enceintes de faible encombrement a augmenté par rapport à l'année dernière. Grâce aux améliorations que nous venons de citer la reproduction des graves est devenue très satisfaisante.

Dans ce domaine Audax présentait sa nouvelle enceinte Audimax 5 qui s'ajoute à une gamme déjà très complète. Chez Cabasse, nous avons remarqué la 221 Dinghy enceinte basée sur le principe du labyrinthe et la 372 Brigantin à événements fermés. Universal-Electronics exposait « Le Celestion Ditton 15 », qui est un ensemble enceinte-haut-parleurs à 3 éléments d'une puissance de 15 watts et d'un volume de seulement 36 litres. Cet ensemble comporte un tweeter « Panoramique » à chambre de compression, un HP très spécial de 21 cm à suspension pneumatique et à très grande elongation. Ce haut-parleur est doublé par un nouveau type de générateur pour les fréquences extrabasses : le ABR qui est un élément dominant des graves claires et profondes entre 30 et 60 Hz.

Electrophones

Les électrophones ont profité des améliorations apportées aux éléments des chaînes HI-FI. D'une façon générale ceux présentés étaient équipés de transistors. La plupart étaient stéréophoniques.

Magnétophones

Leur gamme était extrêmement étendue, allant du petit appareil à cartouche jusqu'au matériel de grande classe pour professionnel. Nous citerons le Philips EL3310 à cassette, le Akai X IV stéréophonique à 4 pistes, le modèle 12 Tandberg stéréophonique, le Schneider 5A4.

D'une façon générale la partie électronique était à transistors. Certains modèles étaient équipés de moteur sans balai avec régulation à transistors.

Dans un domaine très voisin deux firmes : Philips et Sony, exposaient des magnétoscopes.

Orgues et équipement pour instruments de musique électronique

Peut-être en raison de la participation des Facteurs en instruments de musique, de nombreuses orgues électroniques étaient présentées ; citons parmi les exposants Hammond, Becker, Fortin, etc. Enfin pour les équipements pour instruments de musique électriques citons Horner, Selmer, etc.

Cette fois encore ce Festival a connu un franc succès qui semble devoir croître d'année en année. Le nombre de visiteurs a montré l'intérêt que suscite la vocation musicale de l'électronique auprès d'un public de plus en plus averti.

RADIO-BLANCARDE

Chemin de St-Joseph - Les Gallègues

13 - AUBAGNE

EMETTEUR-RECEPTEUR ER 504

Pour le fixe ou le mobile, fréquences de 2,5 à 5 Mc par X-tal pour l'émetteur, puissance 20 W HF, phonie, graphie. Sortie 20 W BF pour Public-Address. Alimentation par commut. pour 12 V cc. Ensemble compact livré avec tubes, câble, schémas, sans X-tal **180,00**
Le même ensemble testé 100 % **230,00**
Poids : environ 55 kg

Nota. — Cet ER 504 étant composé de 4 coffrets, chacun d'eux peut être vendu séparément.

ENSEMBLE ER 504 D

Même présentation que le ER 504, mais comporte 5 coffrets. Fréquences de 2 à 12 Mc en 3 gammes, par X-tal, phonie, graphie, puissance 20 W HF, sortie 40 W BF pour Public-Address. Alimentation par commut. pour 12 V cc. Pds env. 60 kg. Livré avec câble, tubes et schémas. **250,00**
Prix **300,00**
Le même ensemble testé 100 % **300,00**

DISPONIBLES : ACCESSOIRES DIVERS POUR ER 504 et ER 504 D

Les deux ensembles ci-dessus sont du matériel récent, et prévus pour écoute soit sur casque, soit sur H.-P. Ils sont équipés de tubes miniatures de la série 6,3 V.

RECEPTEUR DE GRAND TRAFIC SUPER PRO-HAMMARLUND

Coffret pour rack standard, fréquences 100 à 400 Kc en 3 gammes, 2,5 à 20 Mc en 3 gammes. Equipé de S-mètre, B.F.O., filtre à X-tal, etc... 16 tubes Octal + 2 tubes pour l'alimentation 110/220 V. Livré en état de marche, belle présentation **590,00**

RECEPTEUR SADIR R 298

VHF de 100 à 156 Mc par X-tal, coffret pour rack standard. Alimentation 110/220 V incorporée. Livré en état de marche, avec schémas, sans X-tal. Poids : 30 kg **230,00**
Equipé d'un oscillateur variable de 100 à 156 Mc. Prix **290,00**

OSCILLO LERES T 7

Ecran de 70 mm, bande passante 5 cs à 7 Mc, balayage de 10 cs à 1 Mc. Equipé d'un marqueur, d'une post-accelération, d'un générateur à signaux carré, etc... Alimentation 110/220 V. Poids 32 kg. Intéressant pour le dépannage télé. Livré en état de marche **600,00**

TUBES OSCILLOS NEUFS :

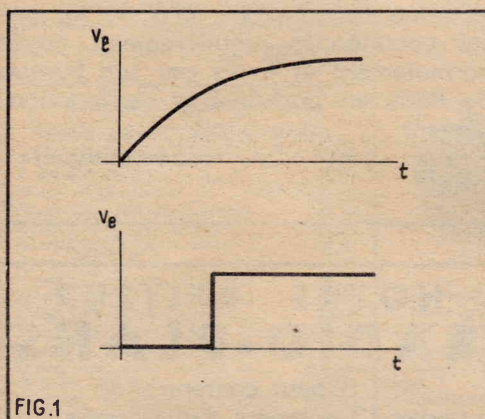
VCR139A, Ø 70 : **29,00** - VCR138, Ø 90 **30,00**
C755VI, Ø 78 : **45,00** - VCR 97, Ø 150 **30,00**
VCR97 avec manchon muni de 20 cm de longueur **43,00**
Listes générales contre 1,20 F en timbres

NOS PRIX S'ENTENDENT PORT ET EMBALLAGE EN SUS

● MAGASIN ouvert tous les après-midi de 14 h à 18 h 30, sauf le lundi - Le samedi et le dimanche de 9 h à 12 h.

Trigger de Schmit et différentes manières de l'exciter

par M. BONNART

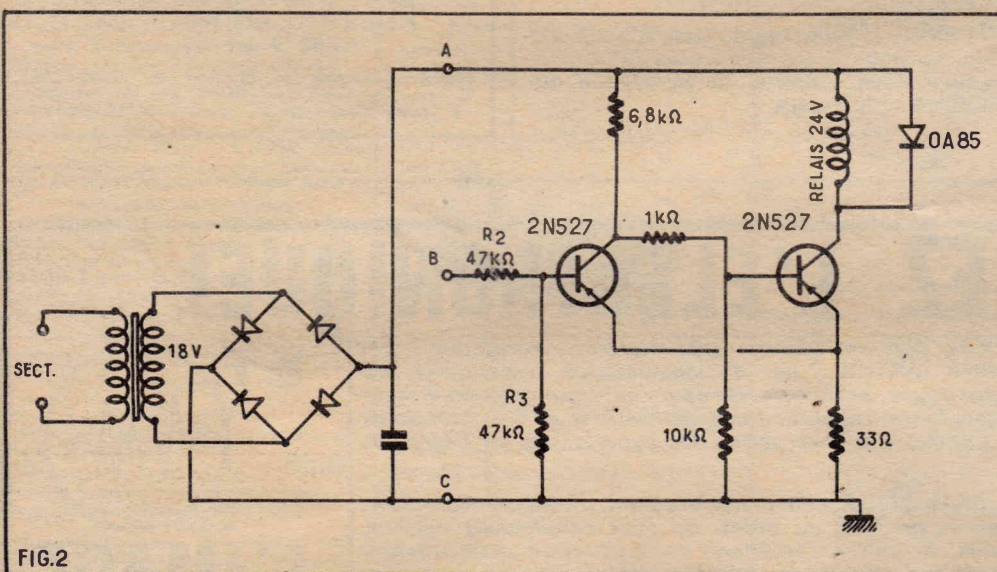
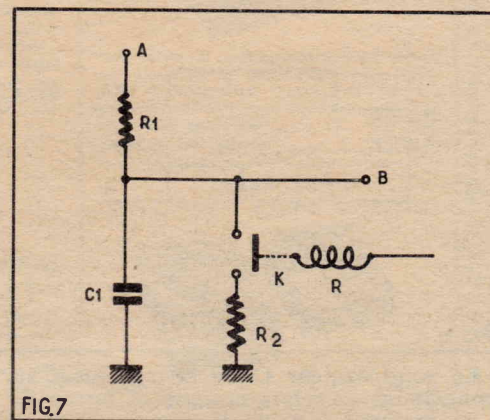


Il n'y a donc pratiquement aucune puissance dissipée dans les transistors et par conséquent aucun échauffement.

Fonctionnement du montage

En absence de signal sur l'entrée le 1^{er} transistor est bloqué, le second conduit et le relais est au travail. La charge (fig. 1) ou la décharge progressive de la capa à l'entrée provoque à un moment donné une variation très brutale à la sortie (créneau).

La précision de ce montage dépend du condensateur choisi et de la nature des transistors. Le silicium est préférable quant à la température. Quant aux condensateurs chimiques ils ont le défaut de ne pas être très stables dans le temps et



et à la température. Il n'empêche que ce petit montage permet de très nombreuses variantes et pour ma part je l'ai déjà mis à toutes les sauces...

La figure 2 donne le schéma du trigger. Les schémas qui vont suivre ont leur point AB et C qui se raccordent aux points de niveau de mêmes lettres du schéma de la figure 2. La figure 3 donne un premier moyen de déclenchement.

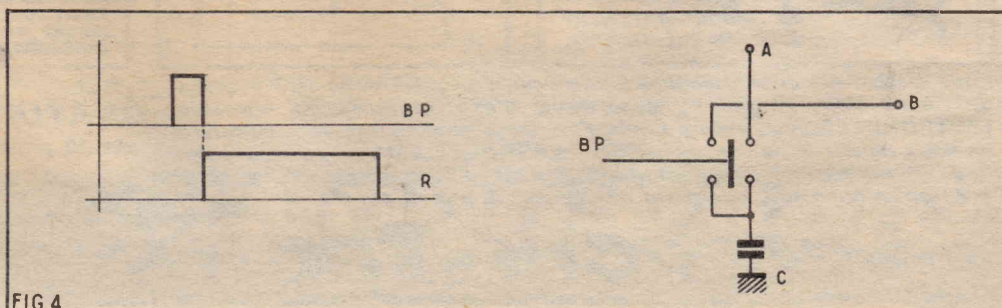
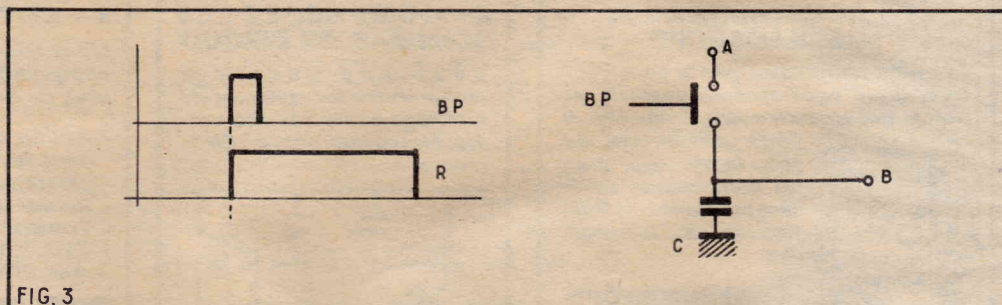
En appuyant sur le BP on charge instantanément la capa, le relais reste basculé et ne revient en position départ qu'au bout d'un certain temps fonction de la capa pour 500 μ F 30 à 60 sec.

A la figure 4 le fonctionnement est le même que précédemment, mais le relais bascule lorsqu'on a relâché le B.P.

Temporisation double

Les figures 5 et 6 montrent comment obtenir une temporisation double.

A la mise en route B est au potentiel masse donc le relais est excité par le contact K de celui-ci ouvert.



Les systèmes basculeurs entrent dans la composition de nombreux dispositifs électroniques. M. Bonnart nous soumet le schéma d'un dispositif de ce genre qui est connu sous le nom de Trigger de Schmit. Ce montage est assez classique, mais l'originalité de cette communication tient dans les moyens proposés pour provoquer son basculement. Nous la publions bien volontiers et espérons qu'elle permettra à ceux de nos lecteurs, se livrant à l'étude d'appareils électroniques, de résoudre certains problèmes qui se posent à eux.

Je vous propose ici un petit montage connu certes mais intéressant par ses possibilités. Il se compose d'un Trigger de Schmit ce qui a pour avantage de permettre l'emploi de relais très peu sensibles de type industriel ayant des bobines consommant 2 W et plus avec des transistors type OC72, 2N527 ou autre. Pratiquement tous les types conviennent pourvu qu'ils puissent débiter 3 à 400 mA sous une puissance de 2 à 300 mw. L'avantage réside dans le fait du basculement très franc du montage pour un débit donné.

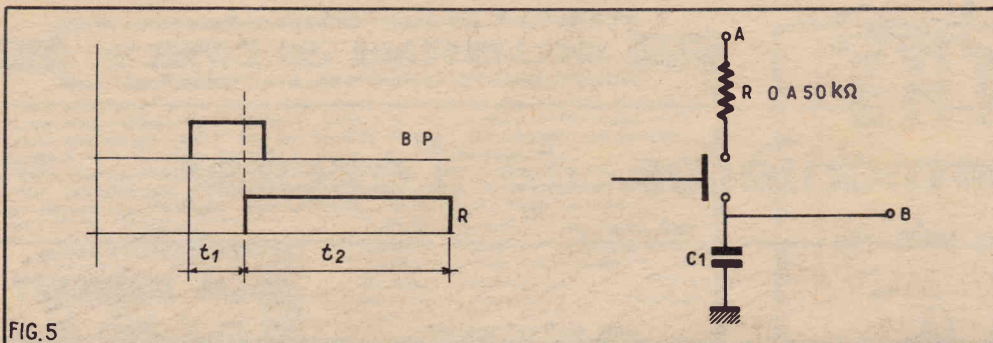


FIG. 5

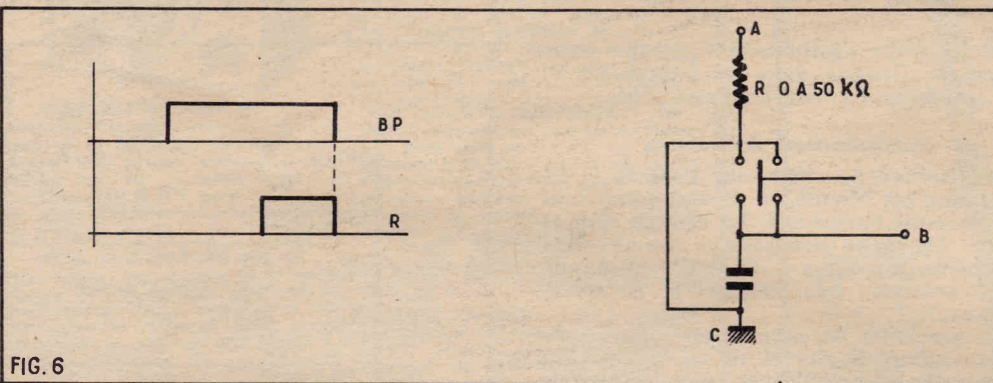


FIG. 6

Le condensateur C_1 se charge jusqu'au moment où le relais bascule et ferme K. A ce moment la capa C_1 commence à se décharger ; au bout d'un certain temps le relais s'excite ; à nouveau s'ouvre K et le cycle continu.

En jouant sur R_1 , R_2 et C_1 on a différentes fréquences de clignotement symétriques ou dissymétriques.

Exemple : R_1 100 K - R_2 10 K - C_1 40 μ F. Ces valeurs ne sont données qu'à titre indicatif. En fonction du type et du gain des transistors elles varient.

De même le montage de base n'a aucune valeur critique et les valeurs seront à ajuster surtout en fonction de la tension demandée par le relais.

M. BONNART

A la suite du trafic de stupéfiants découvert récemment à l'aéroport d'Orly et dont la nouvelle a été largement diffusée par la Presse, la Radio et la Télévision, les Ets CENTRAD nous prient de préciser :

— Que personne parmi son personnel, tant de son usine d'Annecy, à quelque échelon que ce soit, que de son bureau à Paris, ni personne d'autre de la Société, ne se trouve impliqué dans cette affaire.

— Que les appareils dont il a été question (oscilloscope 276 A) lui ont été commandés régulièrement, payés normalement et livrés par son bureau de Paris en parfait état de fonctionnement.

(Communiqué)

NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS

peut contenir
les 12 numéros d'une année
PRIX : 7,00 F (à nos bureaux)
Frais d'envoi sous boîte carton :
2,30 F par relieur.

Adressez commande au directeur de RADIO-PLANS.
43, rue de Dunkerque, PARIS - X^e. par versement
à notre compte chèque postal : PARIS 259-10.

DECOUVREZ L'ELECTRONIQUE!

PAR

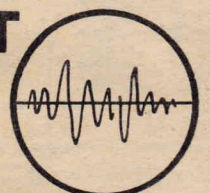


LA
PRATIQUE

Un nouveau cours par correspondance - très moderne - accessible à tous - bien clair - SANS MATHS - pas de connaissance scientifique préalable - pas d'expérience antérieure. Ce cours est basé uniquement sur la PRATIQUE (montages, manipulations, utilisations de très nombreux composants) et L'IMAGE (visualisation des expériences sur l'écran de l'oscilloscope).

Que vous soyez actuellement électronicien, étudiant, monteur, dépanneur, aligneur, vérificateur, metteur au point, ou tout simplement curieux, LECTRONI-TEC vous permettra d'améliorer votre situation ou de préparer une carrière d'avenir aux débouchés considérables.

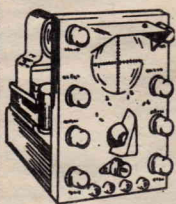
ET



L'IMAGE

1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

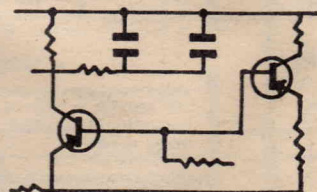
Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Électronique.



Ce sont toujours les derniers modèles de composants qui vous seront fournis.

2 - COMPRENEZ LES SCHÉMAS DE CIRCUIT

Vous apprendrez à comprendre les schémas de montage et de circuits employés couramment en Électronique.



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPÉRIENCES

L'oscilloscope vous servira à vérifier et à comprendre visuellement le fonctionnement de plus de 40 circuits :

- Action du courant dans les circuits
- Effets magnétiques
- Redressement
- Transistors
- Semi-conducteurs
- Amplificateurs
- Oscillateur
- Calculateur simple
- Circuit photo-électrique
- Récepteur Radio
- Émetteur simple
- Circuit retardateur
- Commutateur transistor

Après ces nombreuses manipulations et expériences, vous saurez entretenir et dépanner tous les appareils électroniques : récepteurs radio et télévision, commandes à distances, machines programmées, ordinateurs, etc...

Pour mettre ces connaissances à votre portée, LECTRONI-TEC a conçu un cours clair, simple et dynamique d'une présentation agréable. LECTRONI-TEC vous assure l'aide d'un professeur chargé de vous suivre, de vous guider et de vous conseiller PERSONNELLEMENT pendant toute la durée du cours. Et maintenant, ne perdez plus de temps, l'avenir se prépare aujourd'hui : découpez dès ce soir le bon ci-contre.

LECTRONI-TEC

GRATUIT : sans engagement - brochure en couleurs de 20 pages. BON N° RP 21 (à découper ou à recopier) à envoyer à **LECTRONI-TEC, 35 - DINARD (France)**

Nom :

Adresse :

(majuscules)

S. V. P.)



nouveautés et informations

AU SYNDICAT NATIONAL DES INSTALLATEURS D'ANTENNES

Ce syndicat a été créé le 4 juillet 1966 à Paris. Le Comité Directeur et le Bureau ont été élus lors de la réunion générale du 17 octobre 1966.

Le Bureau National est ainsi constitué : Président : M. Antilio (Sté Instant) - Vice-Président : M. Mesplet (Ets Mesplet) - Trésorier : M. Michel-Dansac (Electronique Service) - Secrétaire : M. Sénécal (Sté Sénécal) - Secrétaire-adjoint : M. Schnetz (Service Electronique Henri Schnetz).

Parmi les tâches que s'est fixé le S.N.I.D.A., mentionnons :

- Rechercher, étudier et poursuivre la réalisation de réformes et améliorations utiles à la profession, intervenir auprès des Pouvoirs Publics, des Administrations, des Sociétés d'Architectes ou autres pour tout ce qui s'y attache ;

- Constituer toutes Commissions d'études et de fonctionnement et Commissions d'arbitrage chargées de concilier les affaires qui lui seront adressées ;

- Créer une marque ou Label Syndical spécial à la profession dont seuls ses adhérents auront le droit de faire usage ;

- Elaborer et publier des tarifs de prix de main-d'œuvre et de travaux ;

- Favoriser au maximum les établissements spécialisés et en dresser la liste aux gérants d'immeubles, syndics, architectes, etc.

- Créer, administrer et subventionner des bibliothèques, des cours professionnels pour la formation technique et pratique des employés et ouvriers ;

- Constituer entre ses membres et administrer des caisses spéciales de secours mutuels et de retraites.

L'adresse du S.N.I.D.A. est 14, rue de Presles, Paris (XV^e).

POUR LA PREMIERE FOIS EN EUROPE UNE CENTRALE THERMIQUE DE 250 MW A ETE COUPLEE SUR LE RESEAU SOUS LA CONDUITE ET LA SURVEILLANCE D'UN ORDINATEUR

Cette réalisation est le résultat de la coopération entre les services de Electricité de France — RET II — la Compagnie européenne d'Automatisme Electronique — CAE —, la marque une nouvelle étape dans l'utilisation industrielle des ordinateurs et ouvre de nouveaux horizons pour la réalisation du contrôle — commande des grandes unités énergétiques.

Ce système effectue la commande programmée du démarrage, de la

conduite et de l'arrêt automatiques du groupe.

L'ordinateur CAE agit directement par l'intermédiaire d'actionneurs sur les organes à commander tels que vannes, pompes, ventilateurs et affiche sans intermédiaire, certains points de consigne de chaîne de régulation. L'ordinateur assure également, au cours de la succession des séquences, l'ensemble des verrouillages nécessaires à la conduite de l'ensemble, en toute sécurité et dans les meilleurs délais.

SOGARIS A CHOISI LMT POUR CREER SON RESEAU RADIOTELEPHONIQUE MOBILE

Au moment où s'édifient à Rungis près de Paris, les nouvelles Halles, la Société de la Gare Routière de Rungis (SOGARIS) a décidé d'équiper son parc automobile de livraison d'un réseau radio.

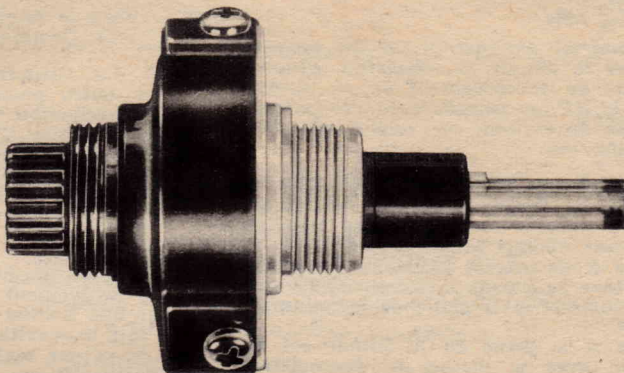
A Rungis même, la Direction de cette Société sera en liaison radiotéléphonique permanente avec ses camions disséminés dans toute l'agglomération parisienne et équipés d'émetteurs-récepteurs mobiles, grâce à un émetteur-récepteur fixe télécommandé de Rungis et installé dans l'un des immeubles récemment édifiés dans le quartier Maine-Montparnasse.

Le nombre de véhicules disposant de la liaison radio doit dans l'immédiat être de l'ordre d'une centaine pour atteindre ultérieurement le chiffre de 500 et davantage en fonction des exigences du trafic.

La réalisation de ce projet a été confiée à la Société LE MATERIEL TELEPHONIQUE (LMT) en raison de la notoriété qu'elle a acquise dans le domaine des équipements radiotéléphoniques mobiles dont de nombreux exemplaires ont été livrés aux services de sécurité, aux services hospitaliers, à des compagnies de taxis, etc. depuis de nombreuses années.

DEMULTIPLICATEUR UHF ET VHF

Ce démultiplieur a été conçu spécialement pour l'accord de tuners UHF et VHF, mais peut être utilisé aussi pour d'autres usages. Il possède un axe d'accord « gros » et un axe d'accord « fin ». Cela donne la possibilité de coupler à l'axe d'accord « gros » un mécanisme d'entraînement du cadran. La fixation du démultiplieur s'effectue par des moyeux sur deux côtés du tuner.



Une enquête a montré que sur 100 téléspectateurs 50 demandent le service de réparation seulement à cause d'un désaccord fortuit de leur poste de TV. Or, justement, une particularité de ce démultiplieur est son embrayage de sûreté, qui permet d'éviter tout désaccord imprévu. L'axe d'accord fin ne tourne que si on enfonce la touche correspondante ! Après cette opération l'axe revient à sa position de sûreté grâce à un ressort de rappel.

UN DETECTEUR DE METAUX TRANSISTORISE ET ETANCHE EST FACILE A INSTALLER

Un détecteur de métaux, transistorisé, qui convient pour les métaux ferreux et non ferreux a été inventé par une société britannique pour la surveillance de la production et de l'emballage des denrées alimentaires, des produits chimiques, des textiles et des plastiques. L'appareil est capable de déceler les métaux présents dans toute substance non métallique, qu'elle soit liquide, en poudre, granulée, en feuille ou en vrac. L'appareil comprend une robuste tête étanche qui peut se nettoyer à l'eau sans risque de détérioration, des amplificateurs transistorisés, son installation est extrêmement facile.

La tête n'est pas influencée par

les vibrations ni par la présence voisine de fortes masses métalliques ; elle peut fonctionner, paraît-il, sans interruption pendant de longues périodes sans avoir besoin de surveillance. Elle marche d'une façon absolument sûre, avec une tension de 12 volts seulement. Une commande permet de régler sa sensibilité au niveau voulu. Les mouvements du câble de connexion — celui-ci peut avoir n'importe quelle longueur — ne gênent pas le fonctionnement. La tête détectrice est reliée par un câble à plusieurs conducteurs à faible tension à un robuste relais muni d'une prise à broches. Elle mesure 17,8 x 10,2 x 24,4 centimètres. Le produit à vérifier traverse une ouverture circulaire de 51 millimètres de diamètre, qui peut être remplacée par une ouverture rectangulaire de 76 sur 19 millimètres.

PETITES ANNONCES ☆ PETITES ANNONCES

concernant uniquement l'achat, la vente ou l'échange de matériel d'occasion par des particuliers.

TARIF : La ligne de 35 lettres, signes ou espaces : 2 F + 8,50 % de taxe.

Le texte de l'annonce doit nous parvenir avant le 1^{er} de chaque mois pour paraître dans le numéro daté du mois suivant. Il doit comporter le nom et l'adresse complète de celui qui en demande l'insertion.

Il doit être accompagné de son montant en mandat ou chèque postal adressé à :

RADIO-PLANS (Petites Annonces)

43, rue de Dunkerque, PARIS. — C.C.P. PARIS 259-10

Nous prions nos correspondants de rédiger leurs Petites Annonces en lettres majuscules.



Suis acheteur ancien récepteur radio Philips A49-1947 en état de marche même sans ébénisterie.

Faire offre à M. FAUCON, 82, Parc des Sources - 93-GAGNY.

BAIL A CEDER. Ancien artisan bobinier Radio cherche à céder son bail : local 22 m2, chauffage central collectif, téléphone, ascenseur. Loyer raisonnable. S'adresser à M. EUGENE, 70, rue de l'Aqueduc, PARIS (10^e).

A céder affaire RADIO-TELEVISION-ELECTRO-MENAGER, chef-lieu de canton Seine-Maritime. Magasin moderne avec appartement et réserves, très bien situé — avec ou sans reprise de stock — possibilité de gérance avec promesse de vente. Concours technique et commercial assuré par le vendeur. Etudierai toutes propositions, prix très raisonnable, crédit possible. Ecrire au journal qui transmettra.

MATERIEL SALON COIFFURE

V. matériel bon état : sècheurs Perma, régénérateur, appareils Perma-bel, Perma tielda, fauteuils, chaises, etc. S'adresser M. OUEITTE, 43, rue de Dunkerque, PARIS-10^e. TRU. 09-92. Du lundi au vendredi aux heures de bureau.