

TSE ET TV

VEC, EN EXCLUSIVITÉ, UN CHOIX
D'ARTICLES ADAPTÉS DE

**RADIO &
TELEVISION
NEWS**

Reg. C. N. 104.08

Vol. 57, No 2, Février 1957

REVUE TECHNIQUE
MENSUELLE

(La TSF pour Tous)

53^e ANNÉE

Dans ce numéro :

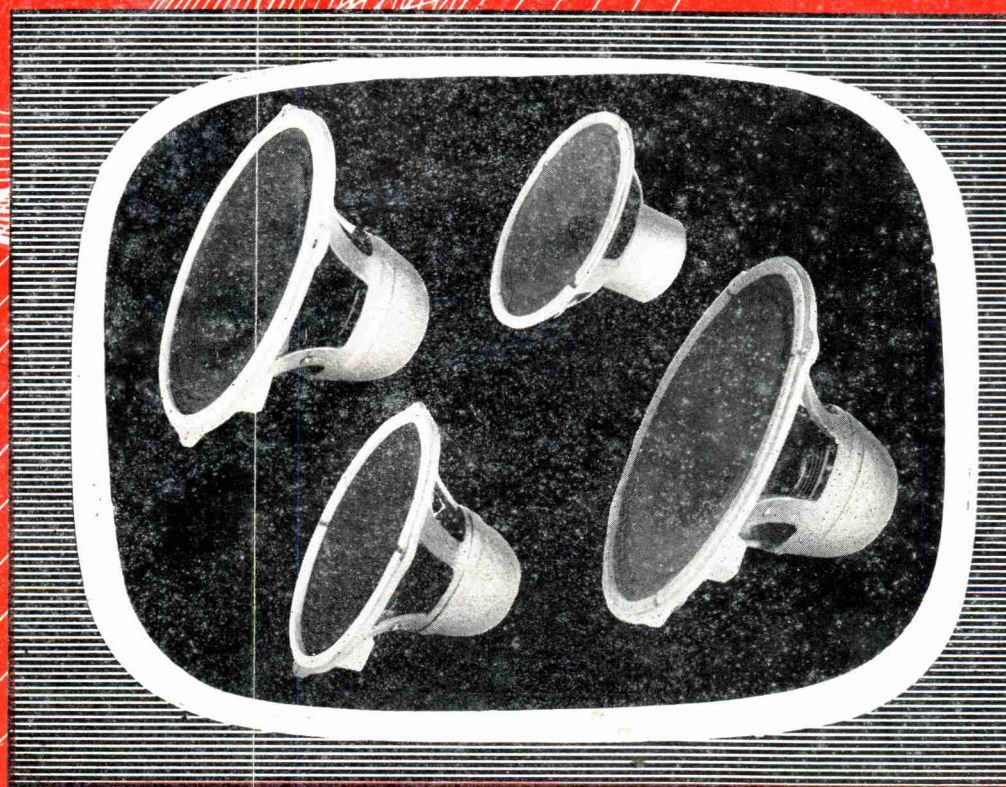
- ★ LE NOUVEAU SYNCHROPHASE
- ★ PARASITES TV
- ★ DÉPANNAGE DES CIRCUITS MF EN TV
- ★ Ampli pour électrophone

Ci-contre :

- ★ LA FAMÉUSE SÉRIE EXPONENTIELLE SUPRAVOX, CONTINUANT UNE TRADITION DE HAUTE QUALITÉ, EST CAPABLE DE SATISFAIRE TOUS LES BESOINS EN HAUT-PARLERS DES ÉQUIPEMENTS DE GRANDE CLASSE.

SUPRAVOX
Sté Radex

21, rue de Fontarabie
PARIS (XX^e) — MÉN. 65-18



FÉVRIER 1957 - No 340

EDITIONS CHIRON, PARIS

PRIX : 135 FF
SUISSE : 2,70 FS



Miniwatt
DARIO

lance **PL 81 F**
 le tube NOVAL
POUR DÉVIATION 819 LIGNES

De nouvelles méthodes de production et de contrôles ont été adoptées pour répondre aux sévères exigences 819 lignes.

- **Technique des tubes professionnels.**
- **Traitements spéciaux en cours de fabrication.**
- **Introduction en production, de contrôles dynamiques pratiqués dans les conditions d'utilisation.**

Le PL 81 F est interchangeable avec le PL 81 normal sur tous les appareils existants.

LA RADIOTECHNIQUE
 DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES
 130, Av. Ledru-Rollin - Paris XI - Vol. 23-09

VALEURS MOYENNES DE FONCTIONNEMENT

admises sur PL 81 F	mesurées au récepteur 819 lignes
I_k moyen 180 mA	110 mA
P_{g2} 4.5 W	3.5 W
P_a 8 W	3.5 W
V_a crête 7 KV	5.2 KV

*Graudes
 Charges
 de
 Sécurité*



SOMMAIRE

33^e ANNÉE

FÉVRIER 1957

N° 340

FONDATEUR
ETIENNE
CHIRON

PRIX :
135 F.

Exclusivité de choix et d'adaptation en
langue française des articles de



★

RÉDACTEUR EN CHEF :
LUCIEN CHRÉTIEN

RÉDACTEURS :

ROBERT ASCHEN

JACQUES BERTRAND

PIERRE HÉMARQUER

JACQUES LIGNON

ANDRÉ MOLES

R. A. RAFFIN-ROANNE

PIERRE ROQUES

DIRECTEUR D'ÉDITION : G. GINIAUX

★

TOUTE LA CORRESPONDANCE
DOIT ÊTRE ADRESSÉE AUX :

ÉDITIONS CHIRON

40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

CHEQUES POSTAUX : PARIS 53-35

TÉLÉPHONE : DAN. 47-56

★

ABONNEMENTS

(UN AN, ONZE NUMÉROS) :

FRANCE 1300 FRANCS
ÉTRANGER 1600 FRANCS
SUISSE 27,20 F. S.

Tous les ABONNEMENTS
doivent être adressés

AU NOM DES ÉDITIONS CHIRON

POUR LA SUISSE, CLAUDE LUTHY, MONTAGNE 8,
LA CHAUX-DE-FONDS,

C. chèques postaux : IVb 3439

★

Exclusivité de la PUBLICITÉ :

SOCIÉTÉ ANNEXE de PUBLICITÉ
(SAMP)

2, RUE DE L'ÉCHAUDÉ, PARIS 6^e
TEL : DANYON 47-56

PETITES ANNONCES

TARIF : 100 fr la ligne de 40 lettres,
espaces ou signes, pour les demandes
ou offres d'emplois.

250 fr la ligne pour les autres rubriques.

Editorial.

Un peu d'histoire ou... Du récepteur à piles au... récepteur à piles 35
(Lucien CHRÉTIEN)

Documentation générale.

L'État, l'industrie radioélectrique et la presse spécialisée 36

Télévision.

Un procédé élégant contre la distorsion de phase :
le nouveau synchrophase 37
(Lucien CHRÉTIEN et Robert ASCHEN)

Un locataire a-t-il le droit de faire poser une antenne extérieure sur
l'immeuble de son propriétaire ? (Maurice HERVÉ) 40

La télévision dans le monde 41

Un moyen simple et particulièrement efficace d'élimination des
parasites TV (Lucien CHRÉTIEN) 42

Le dépannage des circuits TV à moyenne fréquence 43
(D. QUARANTA)

L'art du dépannage en télévision. 9^e article. Amplification à
vidéo-fréquence. Séparation des signaux de synchronisation.. 45
(Lucien CHRÉTIEN)

Documentation radio.

Deux récepteurs autoradios à sélecteur de station 49
(Robert ASCHEN)

Mesures radio.

La vérification des pièces détachées (N.-H. CROWHURST) 52

Reproduction sonore.

Compensateur automatique de tonalité (E.-C. MILLER) 55

Un correcteur adaptable d' « effet de présence » 57
(A.-M. FERRES)

L'amplificateur AU340, à correcteur de tonalité efficace, pour
électrophone léger (P.-A. FRANÇOIS) 58

Revue des revues 62

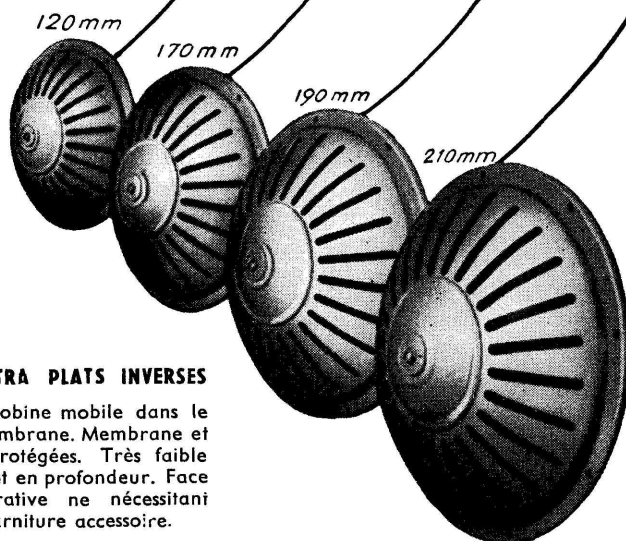
Chez les constructeurs 64

Tous droits de reproduction réservés pour les Editions Chiron, Paris, et, pour les articles
référéncés, par Ziff-Davis Publishing Cy New-York, propriétaires et éditeurs de "Radio
& Télévision News".

Tous les articles publiés dans cette revue le sont sous la seule responsabilité de leurs auteurs
Les manuscrits non insérés ne sont pas rendus.



LA SÉRIE W POUR MALLETES ÉLECTROPHONES



MODÈLES EXTRA PLATS INVERSES

Sortie de la bobine mobile dans le cône de la membrane. Membrane et connexions protégées. Très faible encombrement en profondeur. Face arrière décorative ne nécessitant aucune garniture accessoire.

Spéciaux pour mallettes tourne-disques, électrophones, postes voiture, etc.

AUDAX



S. A. au cap. de 150.000.000 de frs
45, AV. PASTEUR • MONTREUIL (SEINE) AVR. 50-90
Dép. Exportation: SIEMAR, 62 RUE DE ROME • PARIS-8^e LAB. 00-76

UN PEU D'HISTOIRE... OU

Du récepteur à piles au... récepteur à piles

Supposez que l'on découvre aujourd'hui la bougie ou la lampe à huile... On jugerait sans aucun doute que ce mode d'éclairage constitue un progrès important par rapport à l'éclairage électrique. En effet : il est entièrement autonome. On ne dépend plus d'une centrale électrique. On s'affranchit complètement de la servitude infernale des canalisations !...

AU TEMPS DES BATTERIES

Les premiers récepteurs de radio furent à alimentation séparée, indépendante du secteur. Sans vouloir remonter jusqu'aux récepteurs à galène ou à détecteur électrolytique, les premiers récepteurs à lampes furent alimentés par des batteries. En ces temps mémorables, on ne pouvait pas même songer à employer des piles.

Pour le chauffage des « filaments » il fallait disposer d'une intensité de plusieurs ampères. Il fallait donc de solides et sérieuses batteries. On chargeait soi-même ces accumulateurs ou on les portait chez l'électricien du coin. Heureux celui dont la batterie « tenait » une quinzaine de jours !

L'acide des accumulateurs avait la fâcheuse manie de se glisser, subrepticement, hors des bacs, et de se repaître des tapis, tentures ou même, éventuellement, des parquets... Ceux qui ne disposaient pas du courant du secteur devaient charger leurs accumulateurs au moyen d'énormes et encombrantes batteries de piles à liquide. Et entre amateurs passionnés, on discutait des mérites comparés des batteries Féry et des piles Callaud...

LA TENSION ANODIQUE

Quant à la tension anodique, qui était généralement de 80 volts, mais que les fanatiques portaient jusqu'à 120 volts, elle était généralement constituée par des piles sèches. Certains étaient cependant fidèles à de minuscules batteries de 0,5 à 1 ampère-heure.

Tout cela représentait bien une dizaine de kilogrammes, si bien que le récepteur, malgré qu'il soit parfaitement indépendant du secteur, n'était cependant pas précisément « portable » !...

PREMIERES TENTATIVES

Après plusieurs années de cette situation, il y eut rapidement des tentatives d'alimentation par le secteur... On essaya d'abord d'aller y puiser la tension anodique. Chose paradoxale, il n'existait pas de valves ! Les premiers récepteurs de mon camarade de promotion de Priestier, un des pionniers de l'alimentation secteur, comportaient deux tubes TM par étage. L'un était un tube amplificateur, l'autre était transformé en valve, en reliant la grille à l'anode !

Mais on disposa assez rapidement de boîtes d'alimentation anodiques. Il n'était cependant pas encore question d'alimenter les filaments par le secteur. Les récepteurs de cette époque étaient ainsi des êtres hybrides : mi-secteur, mi-batterie.

LA PILE THERMO-ELECTRIQUE

De nombreux techniciens se rendaient parfaitement compte que la servitude des batteries était un obstacle sérieux au développement de la radio. Le slogan « une prise de courant, et c'est tout » n'était pas encore inventé ; mais il existait en puissance, comme un idéal, dans la matière grise de nombreux chercheurs. On était prêt à lui sacrifier n'importe quoi... C'est alors qu'on vit surgir la solution monstrueuse de l'alimentation par pile thermo-électrique.

Une résistance chauffante élevait la température de centaines de soudures, et les minuscules forces électromotrices ainsi développées étaient mises en série. Pour produire 1 watt de courant continu sous 4 volts, on dépensait 1 kilowatt de courant alternatif sous forme d'effet Joule ! Il est vrai que rien n'empêchait l'usager de se servir de son alimentation comme réchaud pour préparer son déjeuner.

LE TUBE A CHAUFFAGE INDIRECT

L'invention des condensateurs électrolytiques et des redresseurs à cuivre-oxydure élimina, heureusement, la solution barbare de la pile thermo-électrique. On construisit des alimentations en courant redressé et filtré.

Et puis, ce fut l'ère du tube à chauffage indirect... Peut-être n'est-il pas inutile de rappeler que l'idée première du chauffage indirect est dû à Roussel, pharmacien à ses heures, et pionnier de la radio, président de la Société Française de TSF...

On vit naître les tubes à 2,5 volts, puis à 4 volts, puis enfin à 6,3 volts. Avec cette naissance, nous entrons dans l'ère moderne que connaissent tous nos lecteurs. Mais depuis quelques années nous avons vu renaître les récepteurs à piles.

RECEPTEURS PORTABLES

Dans un louable but d'économie, ces appareils n'étaient généralement équipés que d'un haut-parleur miniature, et, d'autre part, la durée d'écoute fournie par les piles n'était jamais très considérable. On appréciait surtout dans ces appareils la possibilité de se libérer du secteur. Le haut-parleur cessait d'être à l'attache. Il devenait libre de se mouvoir. Ainsi, le cercle était fermé. Dans un univers où l'espace est courbé, après avoir suivi la ligne inflexible du progrès scientifique, nous sommes revenus à notre point de départ. Il n'existe, bien entendu, que des rapports assez lointains entre le « portable » d'aujourd'hui et le récepteur « intransportable » de 1920. Mais il serait bien téméraire d'affirmer qu'il est définitif.

POUR QUI SONNE LE GLAS...

Bien mieux, les premiers récepteurs à transistors sont les signes avant-coureurs de sa mort prochaine. C'est écrit dans l'avenir. Comment voir le récepteur de demain ? Il sera léger, compact et complet. Il sera alimenté par quelques éléments de piles... et ceux-ci seront peut-être rechargés par la lumière ambiante. Ses éléments seront permanents. Le récepteur décrit ici-même en est une préfiguration. Il suffit de lui permettre de fournir un peu plus de puissance, de lui donner un peu plus de sensibilité, de le mieux protéger contre les interférences, de le munir de gammes de réception pour les ondes courtes et la modulation de fréquence ; et nous serons parvenus à une étape importante.

Alors le radiotechnicien pourra, sans rougir de honte, parler de « rendement ». Pensez qu'un récepteur d'aujourd'hui brûle environ 100 watts d'énergie électrique pour fournir souvent une fraction de watt acoustique !

Aucun des récepteurs de demain ne sera alimenté par le secteur.

Nous serons, enfin, délivrés de cette « prise de courant » que nous avons réclamé avec tant d'insistance, et qui nous pèse maintenant aussi lourdement que les boulets de fonte que traînaient les forçats du siècle dernier...



L'ETAT, L'INDUSTRIE RADIOELECTRIQUE et la presse spécialisée

Le 7 janvier, les membres du Syndicat de la Presse Radioélectrique Française recevaient à leur table :

— M. Gérard Jacquet, secrétaire d'Etat à la présidence du Conseil, ministre de l'Information ;

— M. Legorju, président du Syndicat des Industries de Pièces Détachées et Accessoires Radioélectriques ;

— M. Roger Marty, délégué général de la Fédération des Industries Radioélectriques.

Ce repas était organisé, à la suite de l'assemblée générale du SPREF, par M. J.-P. Colas, directeur de « Radio-Télévision 56 », qui venait d'être réélu président de la presse « Programmes » pour 1957.

Notre directeur, M. Giniaux, a été réélu président de la presse technique, et M. Froment-Costes, corédacteur en chef de « Radio-Cinéma-Télévision », réélu secrétaire général.

De l'allocution prononcée par notre directeur, qui présentait à M. le ministre de l'Information les vœux de la presse spécialisée, nous extrayons quelques passages qui intéresseront nos lecteurs.

Après la présentation au Ministre des caractéristiques des dix-huit revues importantes qui constituent le SPREF, à savoir :

POUR LA PRESSE « PROGRAMMES » : Radio-Télévision 57, La Semaine Radiophonique, Mon Programme, Radio-Cinéma-Télévision.

POUR LA PRESSE TECHNIQUE, classée ainsi selon les catégories de lecteurs :

1° Le Haut-Parleur (trente-deux ans d'existence), Radio-Plans, Radio pratique-Télévision pratique ;

2° Documentez-vous, La Pièce détachée,

Radio-Constructeur, Télévision, TSF et TV (trente-deux ans d'existence), TSF, Phono, Ciné, Electricité de M. Reibel ;

3° Electronique, Electronique Industrielle, La Revue du Son, Toute la Radio ;

4° L'Onde Electrique (la doyenne : trente-six ans d'existence), et après avoir cité deux revues absentes : La Radio-Télévision Professionnelle et Le Commerce Radioélectrique, notre directeur précisa :

Le tirage réel des quatre revues de programmes françaises totalise plus de 550 000 exemplaires.

Le tirage des revues techniques pour l'initiation et la vulgarisation atteint environ 150 000 exemplaires.

Les revues pour les agents, revendeurs, techniciens, praticiens, dépassent 100 000 exemplaires, car beaucoup de professionnels sont lecteurs de plusieurs d'entre elles.

Les revues pour les cadres et ingénieurs et pour les industriels extérieurs à l'électronique, mais se servant d'elle, totalisent 30 000 exemplaires environ.

Les responsables de cette presse très spécialisée sont à la fois journalistes, donc chevaliers de l'information rapide, exacte et précise, mais aussi techniciens, jouant tour à tour le rôle de bureaux d'études ou d'ingénieurs-conseils auprès de leurs lecteurs, le rôle de pédagogues auprès des étudiants et le rôle de conseils pour les usagers...

Après avoir émis divers vœux concernant l'amélioration de la rapidité des liaisons entre services de l'Information, services de la Radiodiffusion-Télévision Française, servi-

ces des organismes industriels avec la presse spécialisée, M. Giniaux poursuivait :

Les parasites affectant la télévision, la modulation de fréquence et la téléphonie sur ondes métriques peuvent être très vite jugulés par de simples mesures à imposer aux constructeurs d'automobiles et à leurs usagers. Depuis 1953 nous faisons tous campagne pour cela. M. Lucien Chrétien, ici présent, a été notre rapporteur sur ce sujet.

Nous croyons savoir que vous êtes sur le point d'aboutir, monsieur le Ministre.

Pardonnez-nous de rappeler cet objectif de notre action confraternelle et d'en faire un vœu ardent ; il conditionne le développement de la TV, car il accroîtra la zone d'efficacité de chaque émetteur ; ce vœu ne voudrait connaître aucun retard supplémentaire.

Se tournant vers les éminents représentants de l'industrie radioélectrique française, il leur rappela les points de contact : nécessité d'informations sûres, décanquées d'ambitions commerciales ; collaboration lors de la naissance de nouveaux circuits, lors des étapes de la normalisation, etc., leur demandant de ne pas hésiter à critiquer la presse spécialisée, et paraphrasant Montaigne, il ajouta :

« Revue bien faite vaut mieux que revue bien pleine », et c'est pourquoi il a fallu, année après année, que de nouvelles publications naissent pour que les sommaires ne soient pas noyés par l'extraordinaire floraison des nouveaux circuits et des nouvelles applications.

Ces revues, si diverses, se complètent ; leur éventail est l'image de l'éventail de vos industries...

Et, terminant sur les devoirs de cette presse radioélectrique française au service de techniques qui sont de puissants moyens de civilisation :

Pour nous, nous nous rappellerons que notre rôle est non seulement de construire l'avenir, mais même de le hâter, pour le bien des hommes.

M. le Ministre de l'Information, remercia cordialement tous les éditeurs et rédacteurs en chef présents, et leur dit son espoir de voir aboutir la plupart des vœux exprimés (notamment ceux relatifs au déparasitage des voitures qui gênent la TV), et sa volonté de voir la presse spécialisée consultée par les responsables des grands services de l'Etat.

M. L.



M. Gérard Jacquet, secrétaire d'Etat à la présidence du Conseil, chargé de l'Information (et des destinées de la Radiodiffusion-Télévision Française), a ici à sa droite M. Ziwers, président-directeur général de la SOFIRAD, et à sa gauche M. Giniaux, président de la presse technique radio au SPREF.

Un procédé élégant

contre la distorsion de phase :

Le nouveau SYNCHROPHASE

★ par Lucien CHRÉTIEN et Robert ASCHEN ★

Par une série d'articles sur le Synchrophase, nous avons fait assister nos lecteurs à la naissance et au développement d'un nouveau circuit.

Nous allons attirer l'attention des techniciens et des téléspectateurs sur l'importance que présente la distorsion de phase en télévision.

Peut-être n'est-il pas inutile de rappeler rapidement les étapes de cette longue route ?

En télévision on utilise la modulation d'amplitude d'une onde porteuse. Cette opération laisse l'onde porteuse absolument invariable, mais elle fait normalement apparaître deux bandes latérales symétriques de part et d'autre de l'onde porteuse qui s'étendent jusqu'aux fréquences extrêmes $F + f$ et $F - f$, si F est la fréquence porteuse et f la fréquence extrême de modulation. La largeur de bande atteindra donc ainsi le double de la fréquence extrême de modulation. C'est ainsi qu'avec les signaux français, il faudrait disposer de 20 mégahertz au moins.

On réduit cet encombrement en ne transmettant intégralement qu'une bande latérale, l'onde porteuse et une partie très réduite de la seconde bande latérale. Cette amputation se justifie en remarquant que les deux bandes latérales sont parfaitement symétriques et qu'il est inutile de répéter deux fois les mêmes informations.

A la réception on rétablit l'équilibre des fréquences de modulation en décalant la bande passante du récepteur de manière à réduire de 50 % l'amplitude de la porteuse.

Mais en opérant ainsi on fait apparaître une importante distorsion de phase. Nous avons montré dans un article paru ici même que tout se passe comme si on introduisait des composantes « en quadrature », c'est-à-dire déphasées de 90°.

Nous avons estimé que la détérioration de la qualité d'image apportée par cette cause était au moins aussi catastrophique que celle résultant d'un déséquilibre des fréquences.

Et nous avons cherché des remèdes...

Nous avons préconisé l'emploi d'un pré-amplificateur déphaseur spécial, fortement décalé. Nous avons aussi préconisé et réalisé l'injection d'une onde porteuse auxiliaire à la détection. Ce fut le « Synchrophase ». Nous avons donné les indications nécessaires pour le réaliser.

La difficulté est que l'oscillateur auxiliaire doit être synchronisé en phase et en fréquence avec l'onde porteuse reçue. Contrairement à ce qu'on pourrait craindre, ce pilotage s'effectue assez facilement, à condition que la courbe de réponse des circuits moyenne fréquence soit assez « plate ». Il n'y a de difficultés que si elle présente des dépassements balistiques.

Nous avons donné ici même des indications précises pour réaliser un oscillateur et le synchroniser.

Nous n'avons pas renoncé à cette intention, à cette différence près que le nouveau « Synchrophase » que nous décrivons aujourd'hui ne comporte pas d'oscillateur et est, par conséquent, beaucoup plus facile à réaliser. Il ne présente pas, comme l'autre, l'inconvénient de la re-radiation...

Les résultats obtenus sont cependant tout aussi bons.

Le système peut facilement s'adapter à tous les récepteurs. Aucun tube supplémentaire n'est nécessaire. Il suffit, en effet, d'un récepteur supplémentaire et d'une résistance.

Pour comprendre l'action de ce procédé de correction, il faut reprendre à pied d'œuvre le problème de la très haute définition. Il faut s'expliquer pourquoi et comment la distorsion de phase fait disparaître tous les détails fins de l'image.

Pour vérifier la finesse.

C'est en observant la « mire » de finesse, transmise par monoscope pendant environ cinq minutes avant chaque émission, qu'on peut juger de la qualité, de la définition ou de la finesse de l'image fournie par un récepteur. Pour le téléspectateur ne possédant aucun instrument de laboratoire, il n'existe pas d'autre moyen.

On ne peut pas juger d'après les images reçues au cours d'une émission, car on observe fréquemment d'énormes écarts de qualité entre les différentes caméras employées au cours d'une même émission.

C'est en observant les traits verticaux placés au-dessous de différents chiffres que l'on peut avoir une opinion précise. Les chiffres indiquent le nombre de points que l'on peut « séparer » le long d'une même ligne.

On peut aussi vérifier la définition en utilisant les lignes convergentes qui portent des échelles graduées jusqu'à 900.

Des chiffres.

Dire qu'un certain récepteur permet de « voir » la mire « 700 », c'est constater non pas qu'on peut lire le chiffre 700... mais que l'on aperçoit distinctement les traits noirs verticaux sur fond blanc qui sont placés sous l'indication chiffrée.

Un récepteur mal réglé ou de mauvaise qualité ne permet pas de « voir » les mires supérieures à 350 ou 400.

Quand les mires 550-600 sont visibles nettement, il s'agit déjà d'un excellent récepteur. Enfin, à partir de la mire « 700 » on peut vraiment prétendre

qu'il s'agit d'un récepteur à très haute définition.

Il y a plusieurs conditions.

Les conditions nécessaires pour obtenir une très haute définition d'un récepteur, c'est que sa bande passante soit très large. En effet, les éléments l'une image correspondent à des signaux d'une fréquence d'autant plus grande que ces détails sont plus fins. Il en résulte que, limiter la bande de fréquences transmises, c'est éliminer totalement ou, tout au moins, réduire notablement l'amplitude des signaux correspondant à ces détails.

Pour qu'un récepteur de télévision soit à très haute définition il ne doit donc pas présenter de distorsion de fréquence dans la zone des fréquences utiles. Cette condition nécessaire, mais non suffisante, s'applique aussi bien aux circuits de haute et de moyenne fréquence qu'aux circuits à vidéo-fréquence qui suivent la détection.

Les autres conditions impératives, et d'une importance tout aussi grande,

concernent la distorsion de phase. Les auteurs se félicitent d'avoir été pratiquement les premiers à signaler cette importante question. A l'heure actuelle, les revues techniques du monde entier commencent à se préoccuper de ce problème. Nous avons déjà montré ici que le principe de la transmission d'une bande latérale unique amenait nécessairement une distorsion de phase importante. Ce défaut affecte naturellement les parties du récepteur qui précèdent la détection.

Nous avons déjà eu l'occasion d'étudier ici même en détail les conséquences de l'élimination presque totale d'une bande latérale : tout se passe comme si l'on ajoutait aux signaux utiles une composante dite « en quadrature ».

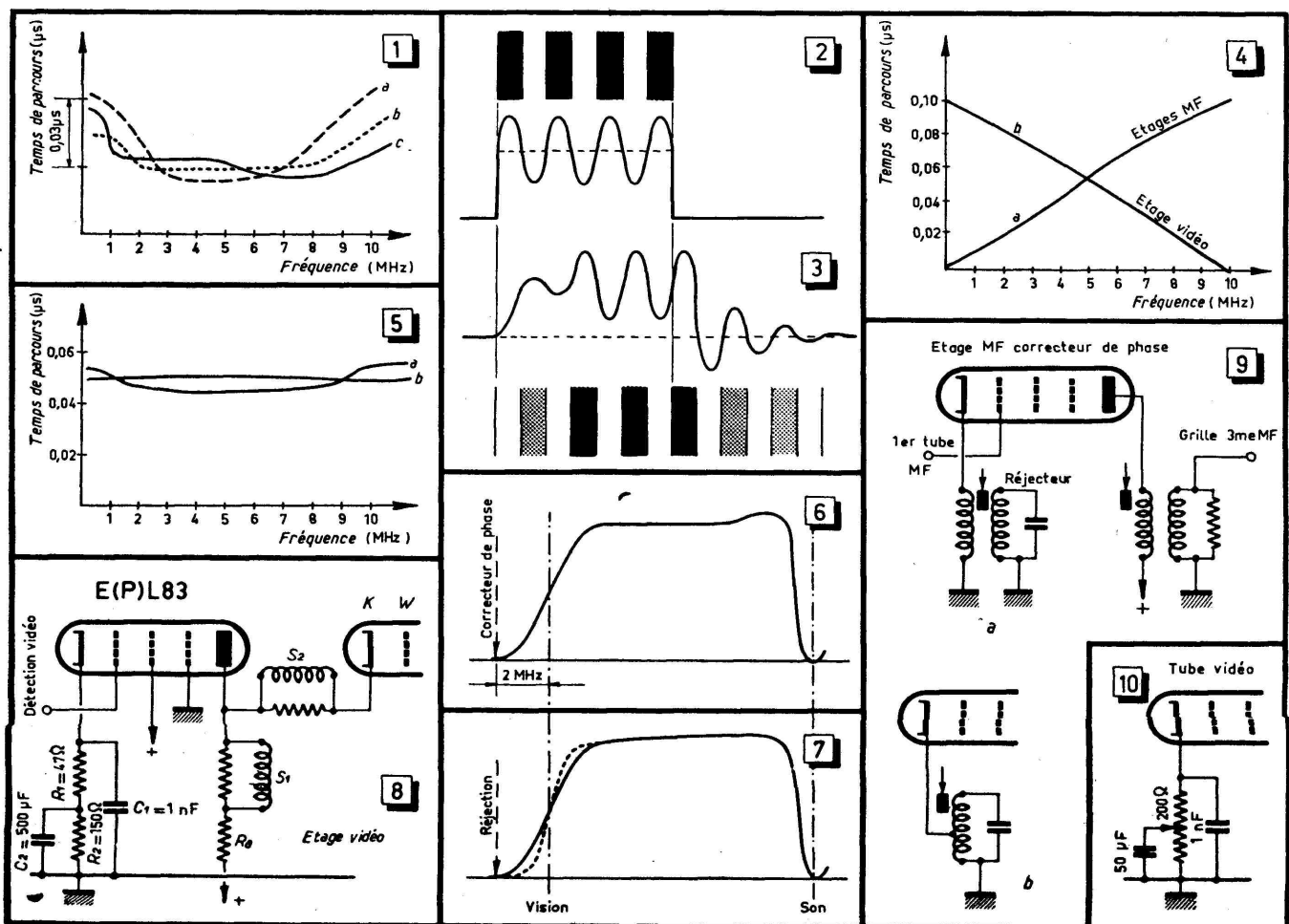
Nous avons également indiqué des remèdes possibles. On peut envisager, par exemple, l'emploi d'un préamplificateur spécialement réglé pour introduire une « pré-distorsion » de phase. Un moyen plus radical et plus savant consiste à restituer une onde porteuse localement, avant la détection, au moyen d'un oscillateur piloté par la

porteuse vestigielle. C'est le système « *Synchrophase* », qui donne d'excellents résultats, mais dont, pour l'instant, la mise au point demeure délicate. Le procédé que nous décrivons aujourd'hui donne pratiquement les mêmes résultats. Il est beaucoup plus facile à mettre en œuvre.

Ce qu'on observe.

Sans vouloir rechercher les causes profondes, attachons-nous, pour le moment, à décrire les faits observés. Aidons-nous pour cela de la mire de définition. On peut être en présence d'un manque général de netteté. Les passages du noir au blanc, aussi bien que du blanc au noir se font par un dégradé plus ou moins long. Si cet effet se manifeste pour tous les détails de la mire, c'est qu'en général, il s'agit d'un récepteur à bande passante trop étroite.

Mais le plus souvent, on constatera que si tout apparaît à peu près normal pour les traits relativement épais concernant les mires 300 à 500, il n'en est pas de même pour les traits beaucoup



plus fins de la mire 700... On a l'impression que l'image de ceux-ci est suivie d'une image « fantôme ». Les premiers traits « réels » sont à peine marqués, mais les derniers sont répétés plusieurs fois. Ce n'est pas un phénomène de « traînage », c'est plus exactement, un phénomène de « suroscillations ».

La cause exacte.

Certes, tout ce qui est électrique va très vite ; mais « très vite » ne veut pas dire instantané. Un certain temps s'écoule entre le moment où un signal est introduit dans le circuit d'entrée et celui où il est perçu comme un point lumineux sur l'écran. Ce temps de « transit » ou de « parcours » est de l'ordre de un dix millionième de seconde, c'est-à-dire de 0,1 μ s.

Ce petit retard à la perception n'aurait absolument aucune conséquence s'il était le même pour tous les points qui constituent l'image.

Malheureusement, il n'en est pas ainsi en général, et c'est ce phénomène qui constitue la distorsion de phase. Suivant la grandeur des détails de l'image, les signaux correspondant ont des fréquences différentes et le temps de transit varie avec la fréquence.

Le temps de transit n'est pas constant.

Dans la plupart des récepteurs, on peut constater que le temps de parcours est le plus court pour les signaux à fréquence moyenne. Il est un peu plus long pour les fréquences très basses et plus long encore pour les fréquences très élevées, comme ceux qui correspondent à la mire 700 par exemple.

La courbe donnant la valeur du temps de transit en fonction de la fréquence devrait être une droite horizontale. En pratique, on observe les effets indiqués sur la figure 1.

La courbe *a*) est celle d'un mauvais récepteur ; la courbe *b*) est celle d'un récepteur de très bonne qualité courante, qui sera généralement considéré comme « normal ». Enfin, la courbe *c*) est celle d'un récepteur exceptionnellement bon. On notera toutefois dans ce dernier que l'écart entre les temps de transit extrêmes atteint encore 3/100 de microseconde, ce qui correspond encore à un temps plus long qu'il ne faut pour transmettre un point dans le cas du standard français. En effet, la durée de la partie visible d'une ligne est de 39 microsecondes. Séparer « 700 traits » distincts, c'est évidemment distinguer 1 400 intervalles. La durée de transmission de chacun des intervalles est donc de 39/1 400, soit environ 2,7/100 de microseconde.

On voit donc que le trait correspondant à la mire 700, en le considérant comme une fréquence pure, arrive déjà avec un retard correspondant à l'épais-

seur de ce trait. Pour peu que la correction introduite dans l'amplification à vidéo-fréquence pour diminuer le temps de montée se traduise par un « dépassement » (ou overshoot), on obtiendra finalement un résultat déplorable.

Résultat observé.

Si nous considérons que le signal transmis pour l'émetteur correspond à la figure 2, nous obtiendrons finalement le signal indiqué sur la figure 3 sur l'électrode de modulation du tube à rayons cathodiques.

En voulant apporter une correction exagérée aux circuits de liaison de l'amplificateur à vidéo-fréquence, on obtiendrait des résultats encore plus mauvais.

S'il s'agissait de supprimer simplement les suroscillations, on pourrait facilement obtenir ce résultat en introduisant une contre-réaction dans le circuit de l'amplificateur. Nous verrons comment un peu plus loin. L'essentiel demeure toutefois d'uniformiser le temps de transit, ou, comme on dit encore, le « temps de propagation de phase ». Pour obtenir une image à très haute définition, il ne faut pas que l'écart entre les différentes fréquences dépasse 5/1 000 de microseconde.

Effet de la contre-réaction.

En introduisant un certain taux de contre-réaction dans un amplificateur, on modifie le temps de transit. Cette modification est indépendante de la fréquence si le taux de contre-réaction est constant en fonction de la fréquence. Mais il est très facile d'introduire une contre-réaction sélective, c'est-à-dire dont le taux varie avec la fréquence. Nous avons là un moyen d'agir sur la durée de transit.

Si la contre-réaction augmente quand la fréquence diminue nous observerons un temps de parcours plus grand pour les basses fréquences, en même temps que le gain sera plus faible.

Ce résultat nous permettra déjà de corriger l'allongement du temps de transit observé pour les composantes à fréquence élevée dans les étages amplificateurs de moyenne fréquence.

Rotation de phase dans l'amplificateur de moyenne fréquence.

Nous compléterons ce résultat en provoquant une rotation de phase dans l'amplificateur de moyenne fréquence au moyen d'un circuit réjecteur agissant dans la partie basse de la gamme. L'expérience montre qu'il faut créer cette « crevasse » dans la courbe à environ 2 mégahertz au delà de la porteuse « vision ».

Ce circuit réjecteur peut être commodément couplé par induction avec la

cathode du deuxième tube amplificateur de moyenne fréquence. On peut aussi l'insérer directement dans la cathode en prévoyant une prise médiane sur l'enroulement.

On notera, en examinant la figure 4, que les courbes de temps de transit en moyenne fréquence et en vidéo-fréquence ont des pentes égales et opposées.

L'effet résultant est donné sur la figure 5. La variation de réglage du circuit réjecteur permet de passer de la courbe *a* à la courbe *b*. Cette dernière correspond au réglage correct, c'est-à-dire à un temps de parcours indépendant de la fréquence dans les limites utiles en télévision. Signalons en passant que ces dispositions sont adoptées dans le récepteur « Riviera », construit par la Société Amplex.

Avec une courbe correspondant à *b*, on obtient une définition réelle de 750 points sans aucune suroscillation.

Données pratiques.

Toutes les indications pratiques sont données par les figures 8 et 9.

La première figure donne le montage de l'étage amplificateur à vidéo-fréquence, équipé d'un tube EL ou PL 83.

Le système de polarisation est automatique, par introduction d'une résistance de 150 ohms dans la cathode avec découplage au moyen d'un condensateur de 500 microfarads. Cet ensemble n'a pratiquement aucune action sur la phase.

La contre-réaction d'intensité est apportée par une résistance de 47 ohms découplée par une capacité de 1 000 picofarads. Le taux de réaction augmente ainsi notablement pour les fréquences basses. A 1 mégahertz l'impédance d'un condensateur de 1 000 picofarads est de 160 ohms, c'est dire que la contre-réaction est déjà très énergique, puisqu'il faut considérer le rapport entre la résistance et la réactance du condensateur...

Cette cellule de contre-réaction a pour effet de diminuer le temps de transit pour les fréquences élevées par rapport à celui des fréquences basses.

Un étage corrigé comme celui de la figure 8 donne une courbe de variation du temps de transit, comme la courbe *b* de la figure 4. Il va sans dire que les valeurs indiquées figure 8 correspondent à des données précises d'un amplificateur de moyenne fréquence. Pour un tout autre amplificateur, il y aurait lieu de modifier les valeurs, de manière à obtenir une exacte compensation entre les courbes de la moyenne fréquence et celle de l'amplificateur à vidéo-fréquence. On peut rechercher les meilleures conditions en utilisant le schéma de la figure 10, dans lequel le taux de contre-réaction est rendu constamment variable. La charge anodique de l'étage à vidéo-fréquence est de 2 000 ohms (résistance R_a). Le système de liaison

comporte une correction mixte série parallèle apportée par les inductances S_1 et S_2 . Il est absolument classique et correspond au meilleur temps de montée et au minimum de dépassement.

Correction de phase dans l'amplificateur de moyenne fréquence.

La correction de phase n'est pas autre chose qu'un circuit accordé à coefficient de surtension aussi élevé que possible.

La capacité fixe, de 47 pF est à diélectrique céramique ou mica. On peut aussi utiliser un condensateur ajustable à air. L'accord précis est obtenu par déplacement du noyau magnétique.

On peut utiliser soit la variante *b*, figure 9.

Le circuit réjecteur doit être accordé sur une fréquence décalée d'environ 2 mégahertz au delà de la porteuse vision. La variation doit être de 1 mégahertz.

Donnons quelques chiffres précis.

Dans un appareil réalisé, la porteuse « vision » était, après changement de fréquence, sur 38,65 mégahertz et la porteuse son sur 27,5 mégahertz. Il faut alors prévoir l'accord du réjecteur sur $38,65 + 2 = 40,65$ mégahertz, avec une plage de variations de ± 1 mégahertz pour obtenir le réglage correct.

Dans le cas où l'on utilise une moyenne fréquence inversée, c'est-à-

dire où l'on utilise le second battement avec l'oscillateur, la porteuse vision serait située sur 27,5 mégahertz et la porteuse son sur 38,65 mégahertz. Dans ce cas, le circuit réjecteur serait naturellement sur $27,5 - 2 = 25,5$ mégahertz avec la même plage de variations de ± 1 mégahertz.

S'il existe déjà un circuit réjecteur son dans le circuit du premier étage moyenne fréquence « vision », on peut placer le circuit correcteur de phase dans un autre étage : le second ou le troisième.

Mise au point.

Il faut d'abord aligner très soigneusement les circuits de haute et de moyenne fréquence par les procédés habituels.

La mise au point de la correction de phase ne peut être faite commodément que pendant le passage de la mire ϵ' finesse ou de définition. On ne peut juger de la caractéristique de phase qu'en attaquant les circuits avec des impulsions ou des discontinuités. C'est précisément ce qui se produit quand les signaux correspondent aux traits verticaux de la mire de finesse.

Nous recommandons l'emploi de la contre-réaction variable, conformément à la figure 10. Le potentiomètre sera engagé à mi-course.

A l'aide d'un « grid dip » ou d'un

générateur on a réglé le circuit réjecteur sur la fréquence voulue, calculée comme nous l'avons indiqué plus haut.

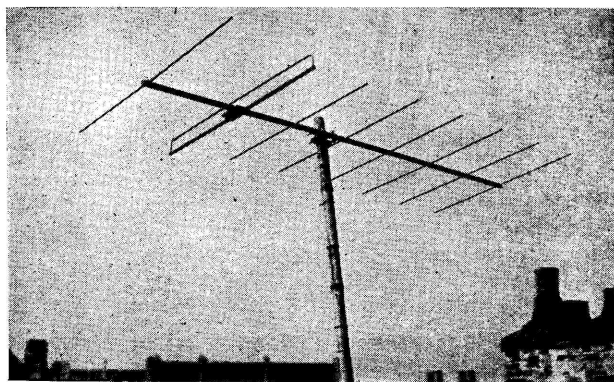
On cherche ensuite à augmenter la finesse, par observation des mires 700 ou 750. On observe généralement qu'il faut rapprocher légèrement la fréquence du réjecteur de la porteuse vision. Le maximum de finesse ayant été obtenu, on agit sur la valeur de la contre-réaction. On observe généralement qu'il faut en diminuer le taux en rapprochant le curseur de la cathode.

Il va sans dire que le processus correct ne peut être indiqué d'une manière absolument valable pour tous les récepteurs. Suivant la composition des circuits de liaison entre étages, on peut être amené à modifier dans un sens ou dans l'autre la fréquence du réjecteur. C'est pour cette raison que nous avons prévu une variation de 1 mégahertz.

Quand la fréquence convenable est trouvée, on peut observer que l'action du réglage de contre-réaction est déterminante sur la finesse de l'image.

Il faut agir sur les réglages avec lenteur et observer attentivement les résultats sur l'écran.

Quand la compensation exacte est obtenue entre les deux courbes de variation de transit, on doit non seulement obtenir une image bien nette et bien définie, mais on doit constater en même temps qu'il n'y a aucune suroscillation.



Un locataire a-t-il le droit de faire poser une antenne extérieure sur l'immeuble de son propriétaire ?

Au milieu du train d'importants décrets sortis le 30 septembre 1953, il est un « wagon » qui est passé assez inaperçu, c'est le décret relatif à l'installation par un locataire, ou occupant de bonne foi, d'une antenne réceptrice de radiodiffusion, à l'extérieur de l'immeuble dans lequel il occupe un logement.

Ce décret procède de deux nécessités opposées, qu'il essaye de concilier : la nécessité de respecter le droit, en principe absolu, du propriétaire de refuser l'autorisation d'installer une antenne extérieure, et la nécessité de faciliter l'expansion du progrès, et de permettre à un locataire d'écouter la radio, ou de regarder la télévision, même s'il a un propriétaire peu accommodant.

Il a, en outre, des conséquences écono-

miques et financières : en assurant à tout acheteur éventuel d'un récepteur de pouvoir faire poser une antenne extérieure même contre le gré de son propriétaire (sauf refus justifié de celui-ci), et de pouvoir ainsi profiter pleinement de son acquisition, il favorise la vente des récepteurs et active tout le commerce radio-électrique ; il permet ainsi à l'Administration de percevoir un nombre croissant de redevances...

- O -

Le décret du 30 septembre 1953 régleme l'installation d'antennes extérieures réceptrices de radiodiffusion ». Par « radiodiffusion », le décret entend à la fois :

— radiodiffusion sonore

— et radiodiffusion sonore et visuelle.

La pose d'une antenne extérieure pour un récepteur de T.S.F. est donc prévue : en fait, les récepteurs de T.S.F. couramment en usage se passent fréquemment d'antenne extérieure, et c'est beaucoup plus souvent la pose d'une antenne de télévision, absolument nécessaire, qui risque de provoquer un conflit entre le locataire et son propriétaire.

Les bénéficiaires des dispositions du décret sont les « locataires et occupants de bonne foi ». Il est important de souligner qu'il peut s'agir de locataires ou occupants de locaux à usage d'habitation ou à usage commercial ; les commerçants de la radio sont particulièrement intéressés à pouvoir effectuer des démonstrations dans les meil-

leures conditions possibles. Et même, bien des commerçants des autres branches que la radio se servent d'un récepteur de télévision pour attirer ou retenir la clientèle dans leur boutique ou leur magasin.

La procédure à suivre, pour le locataire ou occupant de bonne foi qui veut faire poser une antenne extérieure, est la suivante :

Il doit, avant de procéder à l'installation, informer le propriétaire de son intention, par lettre recommandée avec avis de réception. A cette notification il doit joindre un plan descriptif et détaillé des travaux projetés. Il est à conseiller, à moins que l'intéressé ne soit lui-même un homme de l'art, de faire établir ce plan par un architecte, un entrepreneur, ou mieux, par une maison spécialisée dans la pose des antennes.

Le propriétaire, s'il veut s'opposer à l'installation de l'antenne, doit, à peine de forclusion, saisir la juridiction compétente dans le mois de réception de la lettre recommandée.

Cette « juridiction compétente » est, suivant le montant du loyer, soit le juge de paix, soit le président du tribunal civil, statuant suivant la forme prévue pour les litiges nés de la loi du 1^{er} septembre 1948 sur les locaux d'habitation.

Le propriétaire, pour s'opposer, doit invoquer des motifs **sérieux et légitimes** : le caractère absolu de son droit de propriété est donc considérablement atténué.

Ces motifs sérieux et légitimes peuvent être, à titre d'exemples :

- des travaux d'installation qui risquent d'entraîner une dégradation permanente de l'immeuble ;

- un souci d'esthétique ;

- le respect d'une servitude de vue au profit d'un voisin, etc.

Le caractère sérieux et légitime des motifs est apprécié par le magistrat. S'il estime que l'opposition est fondée, le locataire ou l'occupant de bonne foi se voit interdire de procéder à l'installation de l'antenne. Mais celui-ci peut sans doute établir un nouveau projet susceptible d'être agréé par le propriétaire, et le lui soumettre suivant la même procédure.

Lorsque le propriétaire n'a pas saisi le magistrat dans le délai d'un mois, il ne peut plus s'opposer à l'installation de l'antenne.

Bien entendu, outre les frais d'installation proprement dits, la réparation des dommages de toute nature pouvant résulter de l'implantation de l'antenne, ou de sa présence, incombe à celui qui l'a fait poser.

Il est curieux de constater que le décret n'a pas prévu la pose d'une **antenne collective**. Il semble cependant que les locataires d'un même immeuble pourraient, en se concertant, notifier, en application du décret, leur intention de faire poser une antenne de ce genre.

Mais ne serait-il pas juste, à l'inverse, de permettre au propriétaire d'imposer à ses locataires une antenne collective, dont l'effet peut être moins disgracieux qu'une floraison d'antennes individuelles ?

Maurice HERVE,
Avocat à la Cour de Paris.

La **TÉLÉVISION** dans le monde

Roumanie.

Le premier centre de télévision roumain sera mis en exploitation à Bucarest au début de 1957.

Norvège.

Une commission gouvernementale a recommandé un programme d'implantation étendu sur douze années et qui permettrait d'arriver à la couverture de 8 % du territoire par le réseau TV.

Tunisie.

Le système de télévision à son bilingue, qui a été adopté pour l'Algérie, a beaucoup de chance si des considérations diplomatiques ne viennent pas y mettre d'entrave, d'être utilisé par l'émetteur TV de Tunis pour pouvoir intéresser la population d'expression française.

Portugal.

La TV portugaise s'équipe, puisque six nouvelles caméras de studio sont destinées à Lisbonne et deux à Porto. Dans ces deux stations on installe des kinescopes 35 et 16 mm.

Espagne.

La première station espagnole de télévision émet des programmes réguliers à Madrid depuis le 28 octobre 1956. Il y a 600 téléviseurs environ installés à Madrid. Une seconde station va entrer en service à Barcelone. D'autres stations sont prévues à Valence, Bilbao, Séville, Coruna, Vigo, Saragosse, Valladolid et Malaga.

Allemagne de l'Ouest.

La question de la transmission d'un second programme TV est à l'étude. On pourrait pour cela doubler les installations existantes, mais il se pose le problème du financement. Aussi pencherait-on vers la solution d'une seconde chaî-

ne commerciale, mais, dans ce cas, les difficultés d'infrastructure semblent éloigner la date de mise en application de ce projet.

Italie.

De récentes expériences ont été tentées pour transmettre un programme TV vers la Sardaigne. Ayant réussi, un relais vers Apulia a été établi.

Tchécoslovaquie.

Une nouvelle station est entrée en service à Bratislava, près de la frontière autrichienne. Un relais hertzien permettant de relier Prague à Moscou est en construction, ainsi qu'un relais entre Prague et la zone soviétique de Berlin.

Grande-Bretagne.

Il a été vendu 770 000 téléviseurs dans le cours des neuf premiers mois de l'année 1956, ce qui représente une augmentation de 4 % par rapport à la même période de 1955.

Au cours des derniers mois une nouvelle série d'expériences a été entreprise par la BBC et le Comité de la Télévision pour fixer l'intérêt de l'incorporation de la couleur dans le futur développement de la TV britannique.

Le tube de 17 inches, soit 43 cm de diagonale, est le plus demandé par le public anglais. Les ventes des téléviseurs à tube de 21 inches (54 cm) n'ont pas suivi la progression que l'on escomptait.

Union Soviétique.

Un accord a été conclu entre l'Union Soviétique, la Tchécoslovaquie et l'Allemagne de l'Est pour le développement de la télévision en couleurs. La Russie effectuera les études et les réalisations sur les caméras et le matériel de studio, la Tchécoslovaquie sur les équipements d'émetteurs et l'Allemagne de l'Est sur les relais.

PAR **LUCIEN CHRÉTIEN**

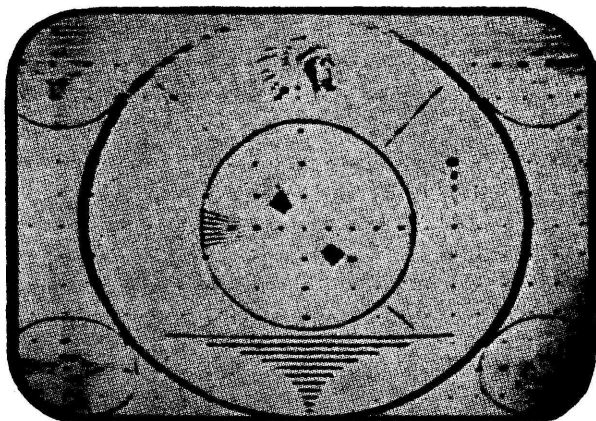
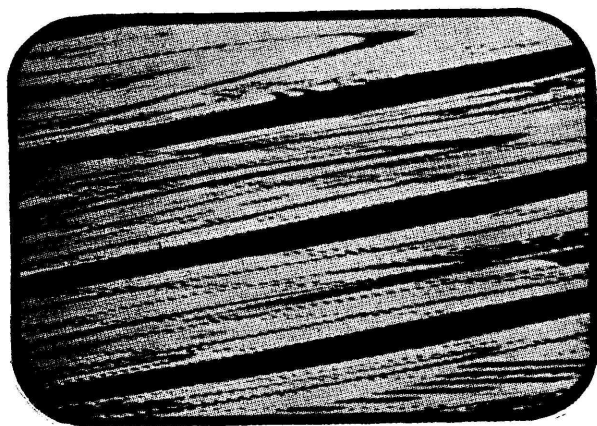
TSF ET TV — FÉVRIER 1957

LE DÉPANNAGE

des circuits TV à moyenne fréquence

par D. QUARANTA

Un mauvais ajustement de la bande des moyennes fréquences peut apporter les troubles représentés dans ces photographies. L'une traduit un défaut de synchronisation horizontale ; l'autre une image qui semble lavée, ayant perdu tous ses détails.



Images faibles, perte des détails, trainage et mauvais fonctionnement du contrôle automatique de gain sont souvent dus à une courbe de moyenne fréquence défectueuse.

Voici les remèdes.

Adapté par L. CHRÉTIEN

Conséquences.

Une modification de la courbe de réponse moyenne fréquence d'un récepteur de TV, due à un dérèglement d'alignement, peut non seulement apporter une perte de qualité d'image, mais encore être la source d'autres troubles. Une synchronisation défectueuse résulte souvent d'un désalignement des circuits de moyenne fréquence. Cet article montrera les effets produits par une courbe de réponse incorrecte et indiquera comment interpréter et corriger les défauts observés.

La possibilité d'un dérèglement de l'alignement est un problème à envisager, par suite de la difficulté de construire parfaitement cette partie essentielle du récepteur. Certains constructeurs emploient des tubes spécialement choisis pour la platine moyenne fréquence, de manière à obtenir les résultats optima. Actuellement, l'alignement des circuits moyenne fréquence détermine pour une grande part la qualité des performances que le récepteur pourra fournir.

Changement de tubes.

Quand un récepteur tombe en panne, par suite de la mort d'un tube amplificateur de moyenne fréquence, le remplacement de ce tube peut amener un changement de qualité de l'image. Cela ne veut pas dire qu'il faut réaligner le récepteur à chaque changement de tubes. Toutefois, après plusieurs années, la qualité de l'image peut être modifiée après le remplacement de plusieurs tubes amplificateurs de moyenne fréquence et par suite du vieillissement des éléments qui composent l'amplificateur. La détérioration de la courbe de réponse peut être facilement vérifiée à la station-service par l'examen au traceur de courbe.

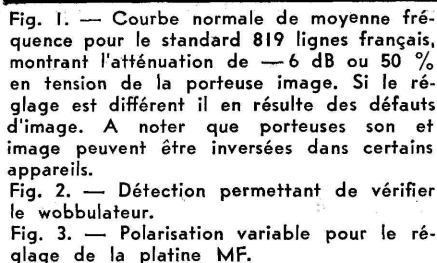
La variation dans le circuit de moyenne fréquence peut atteindre une importance telle qu'il est difficile de dire quelle sera la forme de la courbe de réponse qu'on obtiendra après changement des tubes et des éléments. On pourra fort bien observer, parmi d'autres résultats : exagération ou diminution de l'amplitude porteuse,

augmentation ou diminution de la largeur de bande. Les conséquences ont déjà été indiquées plus haut.

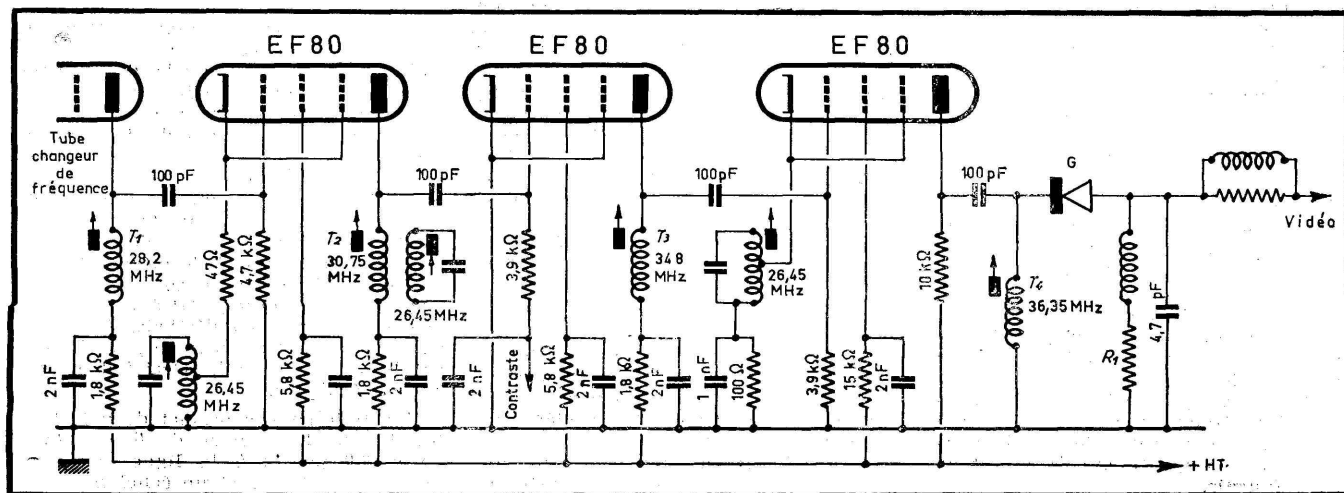
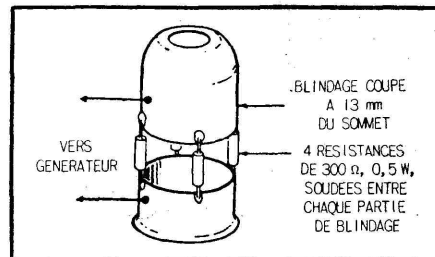
La courbe de réponse MF.

Pour permettre l'interprétation de ces troubles, il est important de connaître l'allure de la courbe de moyenne fréquence et de ses effets sur l'image. La figure 1 représente une courbe correcte adaptée au standard français. La porteuse image est, par exemple, sur 37,60 mégahertz. Elle doit subir une atténuation d'amplitude de 50 % par rapport au maximum (soit -6 dB). La bande passante à -6 décibels doit être d'au moins 8 à 9 mégahertz. Au niveau de la porteuse son, c'est-à-dire sur 26,45 mégahertz, l'atténuation doit être d'au moins 40 décibels. Il en est de même, symétriquement, à l'autre extrémité du canal, c'est-à-dire sur 39,60 mégahertz.

Une telle courbe permet de voir tous les détails de la mire de finesse (800, voire 850 points à la ligne) avec un excellent contraste et un échelonnement



correct des demi-teintes. Bien entendu, les résultats que nous indiquons supposent un bon fonctionnement des autres éléments du circuit.



0 à 6 volts), permettant de faire varier la sensibilité.

Cette boîte remplace éventuellement le dispositif automatique. Nous donnons un schéma figure 3.

5° Un blindage « arroseur », comme nous l'indiquons figure 4, et qui permet d'introduire le signal « wobulé » dans l'étage mélangeur de n'importe quel récepteur. Ce procédé d'injection est capacitif et injecte le signal moyenne fréquence exactement comme un signal normal. Cet élément spécial est non seulement d'une structure simple et facile à construire, mais il s'est montré très satisfaisant à l'usage.

Ce blindage doit s'adapter exactement à l'impédance de sortie du générateur. Si celle-ci est de 75 ohms, l'impédance de l'écran arroseur doit présenter cette valeur (4 résistances de 300 ohms en parallèle).

Mode opératoire.

La connexion « chaude » du généra-

teur est connectée à la partie supérieure du blindage et la connexion « masse » correspond à la partie inférieure. Il est important que tout soit bien symétrique.

Prenons maintenant un exemple concret comme celui de la figure 5 concernant un récepteur. La charge du détecteur est R1. Le wobulateur est connecté au blindage « arroseur ».

Après avoir mis le récepteur sous tension, on ajuste le mobilisateur de manière à produire un signal de 3 volts de crête à crête à l'entrée de l'oscillographe.

On voit alors apparaître la courbe de réponse de la platine moyenne fréquence. On peut alors injecter le signal du générateur simplement en approchant sa connexion de sortie des circuits de moyenne fréquence.

En réglant ce signal sur la porteuse image, 37,60 Mhz dans le cas étudié, on peut observer si le calage est convenable. Si les défauts sont ceux que

nous avons signalé plus haut et si la porteuse est trop atténuée, il y a des chances que la cause du mal soit découverte.

On pourra, dans ce cas, retoucher au réglage de T4 qui détermine le bord droit de la bande passante. Peut-être pour rendre la courbe moins creuse au centre, faudra-t-il également agir sur T3. Le procédé sera le même, mais dans l'autre sens si l'onde porteuse image est trop atténuée.

Il n'est généralement pas nécessaire d'aligner la platine entière de moyenne fréquence si c'est seulement un des flancs de la courbe qui est défectueux. Un réaligement complet n'est nécessaire que si l'image est vraiment très mauvaise. Encore, même dans ce dernier cas, la méthode décrite permet d'économiser un temps très précieux.

Dans le cas d'un réaligement complet, il faut évidemment posséder les renseignements précis fournis par le constructeur.

L'art du dépannage EN TÉLÉVISION

9^e article

par Lucien CHRÉTIEN

Amplification à vidéo-fréquence

(Suite)

Sens de la tension de sortie.

Chaque étage d'amplification introduit un déphasage de 180°. Il en résulte que la tension amplifiée, après deux étages en cascade, occupe la même position de phase que la tension fournie par le détecteur.

Le sens désirable dépend du mode d'attaque du tube à rayons cathodiques. On peut, en effet, appliquer la tension de sortie soit entre la grille (ou cylindre de Wehnelt) et la masse, soit encore, entre cathode et masse. Dans le premier cas la tension doit se présenter comme sur la figure 55 a. Elle doit se présenter comme sur la figure 55 b dans le second, on dit alors qu'il s'agit de « vidéo négative ».

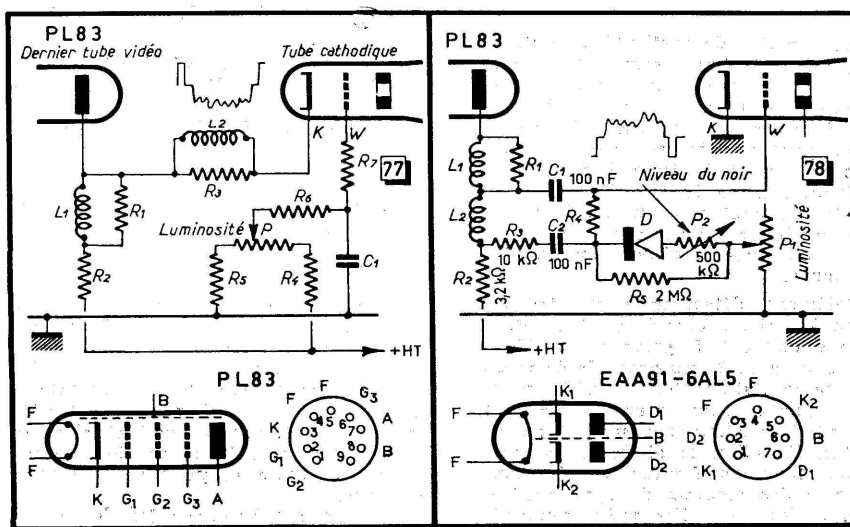
De nombreux téléviseurs commerciaux actuels utilisent l'attaque par la cathode. On peut alors prévoir une liaison directe entre l'étage de sortie et le tube à rayons cathodiques.

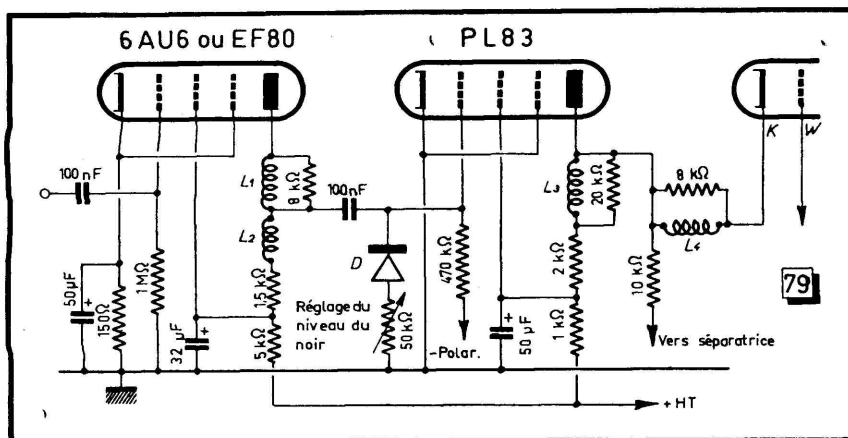
Un exemple de montage est donné figure 77. La tension moyenne de po-

larisation du tube à rayons cathodiques qui commande la lumière est

fixée au moyen d'un pont. Elle est réglée par l'intermédiaire de P, potentiomètre commandant la « luminosité » ou la « lumière ».

En cas de non fonctionnement du tube amplificateur une tension négative





tive est appliquée entre cathode et grille de commande du tube à rayons cathodiques.

L'emploi de la même liaison directe ne pourrait être envisagée pour attaquer la grille en vidéo positive. En cas de suppression du courant anodique du tube final d'amplification à vidéo fréquence, on risquerait l'application d'une tension positive sur le cylindre de Wehnelt du tube à rayons cathodiques, ce qui aurait pour effet sa mise hors d'usage pratiquement immédiate. On a recours alors à un montage comme celui de la figure 78.

Restitution de la teinte moyenne.

On peut obtenir des images commercialement acceptables avec des appareils ne comportant pas de restitution de la teinte moyenne. Mais il en résulte nécessairement des déformations dans la distribution des demi-teintes. Le modèle de l'image est défectueux. De plus, surtout en présence de signaux faibles, on peut éprouver des difficultés de synchronisation parce que le « niveau du noir » n'est pas fixé.

Les circuits de restitution sont, en fait, des détecteurs auxiliaires de la tension de vidéo-fréquence qui fournissent une polarisation variable au tube à rayons cathodiques. Cette opération peut prendre place directement dans le circuit du tube à rayons cathodiques. Dans le cas d'une liaison directe, on peut aussi placer le détecteur auxiliaire dans le circuit de grille du dernier tube amplificateur à vidéo-fréquence.

L'élément détecteur peut être un diode à cathode chaude (6AL5, EB91) ou un élément à germanium. Nous donnons figure 78 un exemple de montage pour l'utilisation en vidéo-positive. Dans ce dernier cas, il ne faut pas utiliser n'importe quel type de cristal. En effet, le diode est soumis à des tensions élevées représentant la crête des signaux de synchronisation. Il doit donc être prévu pour ré-

sister à ces tensions inverses. Si la valeur de « claquage » était dépassée, il y aurait un écrêtage des signaux de synchronisation.

Nous donnons figure 79 un schéma complet d'amplificateur à vidéo-fréquence avec restitution de la teinte moyenne dans le circuit de grille du dernier tube amplificateur de vidéo-fréquence.

La résistance variable permet d'ajuster avec précision le niveau du noir.

Pannes usuelles.

Les pannes les plus courantes sont dues à des variations de résistances, surtout dans les circuits où il est nécessaire de réaliser l'équilibre de deux tensions. C'est le cas, par exemple, du réglage de luminosité. Il suffit qu'une des résistances fixées qui constituent le « pont » R_4, R_5 (fig. 77) ait changé de valeur pour que l'image soit supprimée complètement.

Le diode de restitution de la composante continue peut également être la cause d'un fonctionnement défectueux. Il est facile de le mettre hors circuit.

Il faut également vérifier l'état des condensateurs de découplage et la valeur de la polarisation appliquée au tube de sortie à vidéo-fréquence.

Séparation des signaux de synchronisation

Généralités.

Les tensions fournies par le dernier étage d'amplification à vidéo-fréquence comportent les signaux de luminance et les signaux de synchronisation. Ces derniers sont, comme les premiers, transmis au tube à rayons cathodiques. Il faut qu'il en soit ainsi pour que le spot soit éteint pendant le retour des lignes et pendant le retour d'image.

Il faut synchroniser les bases de

Antiparasite.

Le système antiparasite le plus simple et le plus répandu est un limiteur d'amplitude ou écrêteur. Il peut être disposé soit dans le circuit de grille, soit dans le circuit d'anode du dernier tube amplificateur à vidéo-fréquence. On peut encore utiliser soit un diode à cathode chaude, soit un diode à germanium. Ce dernier a l'avantage de présenter une capacité équivalente beaucoup plus réduite et, par conséquent, de ne point réduire la finesse de l'image.

Nous donnons un exemple de schéma figure 80.

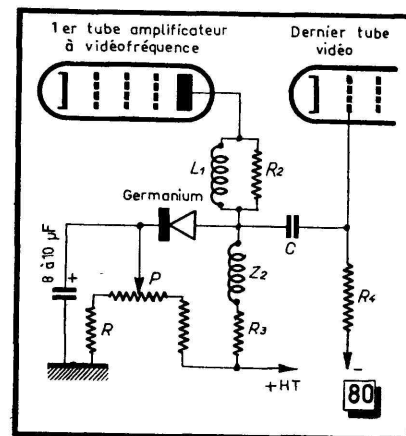
Le niveau d'écrêtage doit être celui du « blanc » de l'image. On obtient facilement ce résultat en ajustant le potentiomètre.

Panne usuelle.

Mise hors service du germanium qui met en court-circuit la charge du premier tube amplificateur.

Des dispositifs ne sont pas indispensables au bon fonctionnement, mais peuvent donner une amélioration de l'image. Ils sont prévus sur de nombreux appareils commerciaux. Ce sont :

- Dispositif d'effacement de la trace de retour de trame ;
- Antiparasite.



temps. Pour cela il faut séparer les impulsions de synchronisation des composantes à vidéo-fréquence. C'est le rôle du tube séparateur. Ce dernier fournit des impulsions « lignes » et « images » qui peuvent être directement appliquées au tube relaxateur pour les lignes.

Il faut cependant opérer une seconde séparation pour obtenir les signaux de synchronisation de trame qui seront appliqués sur le relaxateur

déterminant la déviation verticale. Cette seconde séparation utilisera le fait que la durée des signaux est très différente. Par exemple, dans le standard français, la durée des signaux de trame est, au total, de 2 000 microsecondes, alors que celles des signaux de ligne, en y comprenant la durée des paliers d'effacement, est de 8 microsecondes. Le signal proprement dit est de 2,5 microsecondes dans ce dernier cas, alors qu'il est de 20 microsecondes dans le premier.

Les rapports de durée sont de même ordre de grandeur quand il s'agit des autres standards, bien que la forme des signaux puisse être différente.

LE TUBE SEPARATEUR

Généralités.

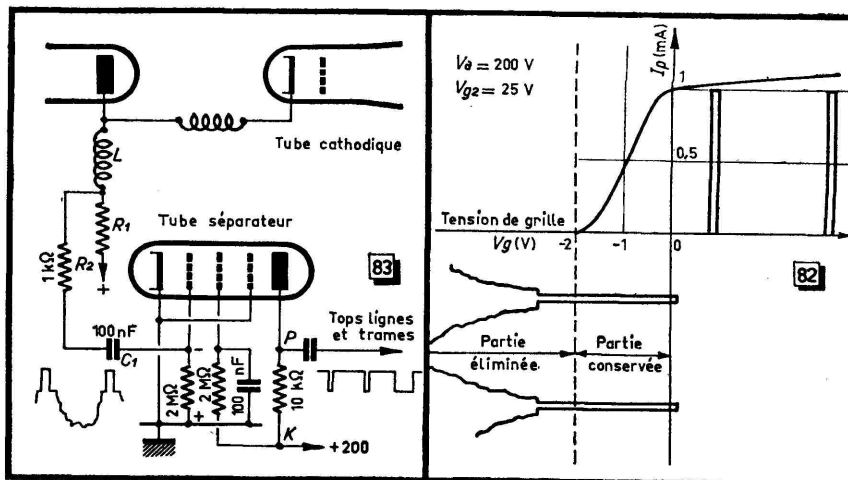
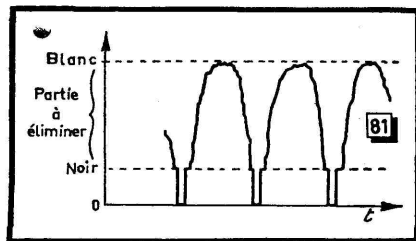
Il s'agit de séparer les signaux de synchronisation des composantes à vidéo-fréquence. Il faut donc éliminer tout ce qui dépasse le niveau du noir (fig. 81), c'est-à-dire toutes les composantes dont l'amplitude est supérieure à OA. Le circuit séparateur est donc un filtre d'amplitude.

Beaucoup de montages peuvent conduire au résultat cherché. On peut employer des tubes diodes, triodes ou pentodes. Dans les premiers temps de la télévision, la diversité des montages fut considérable. Peu à peu, la situation s'est décantée et beaucoup de montages ont été abandonnés. Aujourd'hui le circuit presque exclusivement utilisé est un montage de détection par la grille. On peut employer un tube triode, mais les résultats sont cependant meilleurs avec un tube pentode à *très faible tension d'écran*. On dit parfois d'une manière inexacte qu'il s'agit d'une pentode saturée. Il est plus juste de dire qu'il s'agit d'une pentode *sous-alimentée*.

C'est ce montage que nous allons examiner car il est actuellement employé sur presque tous les appareils commerciaux.

Caractéristiques du tube pentode sous-alimenté.

Si nous relevons la caractéristique donnant le courant d'anode, en fonction de la tension de grille d'un tube pentode dont la tension d'écran est très faible (20 à 40 volts, par exemple), nous obtenons le résultat indiqué figure 82.



Le courant d'anode s'amorce pour une faible tension négative (—2 volts dans le cas de la figure), croît très vite jusqu'à 1 mA. Après quoi, il demeure pratiquement invariable, même quand la grille devient positive.

Il est certain qu'une telle forme convient parfaitement à l'opération de la séparation. Il suffit, en effet, de présenter les signaux comme nous l'indiquons dans la partie inférieure de la figure 2, c'est-à-dire en « vidéo-négative ».

Si la partie supérieure des « tops » vient se présenter au voisinage de la courbure supérieure S, les signaux « lumière » seront complètement éliminés. Si les courbures S et S' sont bien nettes, on obtiendra dans le circuit anodique des impulsions pratiquement rectangulaires. Celles-ci correspondant au passage du courant dans l'impédance de charge correspondront à des variations de tension négative.

A partir d'une certaine valeur minimum d'entrée, il est certain que le système fournira des impulsions de synchronisation dont l'amplitude sera constante, en dépit des variations des signaux d'entrée. Ce résultat est évidemment du plus haut intérêt pour obtenir un fonctionnement impeccable des bases de temps.

Pour obtenir tous ces avantages, il faudra utiliser un tube pentode à caractéristique droite, à pente élevée et à faible recul de grille.

Réalisation.

Le circuit de la figure 83 est connecté par l'intermédiaire d'une résistance R_2 destinée à éliminer l'influence de la capacité des connexions et d'un condensateur C, de 0,1 μ F. On notera que le tube ne reçoit aucune polarisation directe.

La résistance R_2 est assez élevée (1 à 3 mégohms). Il en résulte que le front positif des signaux donne naissance à un courant de grille qui pro-

voque une chute de tension dans le sens indiqué sur le croquis.

En réalité, le courant anodique ne doit circuler que pendant le passage des impulsions de synchronisation et ce résultat est obtenu grâce à la très grande constante de temps $C.R_2$.

Le courant anodique moyen fourni par le tube séparateur est très faible : 0,1 mA, par exemple. Il en résulte que si l'on mesure la tension au point P, avec un voltmètre à lampes ou un contrôleur très sensible (20 000 Ω/V par exemple), on trouve une tension qui est pratiquement la même qu'au point K.

Mais cela n'est évidemment exact que pendant le fonctionnement. En l'absence de signaux, le potentiel moyen de grille est très voisin de zéro volt et la tension mesurée en P serait notablement plus faible.

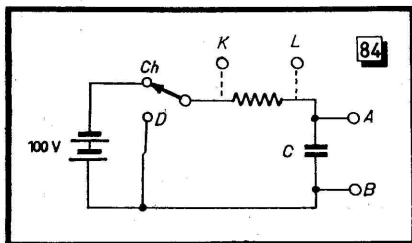
Cette différence de comportement, suivant qu'il y a des signaux ou non, donne un moyen simple de vérifier que le circuit séparateur fonctionne correctement.

La tension d'écran, qui doit être comprise entre 15 et 35 volts, est fixée au moyen d'une simple résistance découplée par un condensateur au papier de 0,1 microfarad. Dans certains cas elle est fixée au moyen d'un pont et d'un condensateur électrolytique.

Le fonctionnement est entièrement automatique. Toute augmentation d'amplitude du signal provoque une augmentation de la polarisation, mais l'amplitude des « tops » demeure la même, à condition d'utiliser un tube séparateur convenable (ECF80, 6AU6). L'emploi d'un tube à grand recul de grille, comme la section pentode du tube ECL80, peut introduire des troubles.

Séparation des signaux « lignes » et « trames ».

A la sortie du tube séparateur, c'est-à-dire au point P (fig. 83), on re-



cueille aussi bien les impulsions « lignes » que les impulsions « trames ». Il faut en opérer la séparation. On utilise le fait que la durée n'est pas la même. Il faut donc avoir recours à des dispositifs *sélecteurs de durée*. L'action de ces circuits n'est généralement pas suffisamment sélective. C'est pourquoi on a recours à un tube destiné à éliminer complètement les résidus de « tops lignes » pour synchroniser les trames. C'est le *second séparateur*, encore appelé *tube recoupeur* ou *trieur*.

Les deux fonctions séparatrices sont souvent remplies par un unique tube double : ECL80 ou ECF80.

Pour saisir le mécanisme des circuits *différentiateur* et *intégrateur*, il faut analyser en détail la charge et la décharge d'un condensateur à travers une résistance. Notons en passant que c'est ce même mécanisme qui nous permettra de comprendre le fonctionnement des circuits relaxateurs produisant les impulsions ou les tensions en dents de scie destinées au balayage du tube à rayons cathodiques.

Charge d'un condensateur à travers une résistance (fig. 84).

Le circuit de la figure 84 permet d'étudier la charge et la décharge du condensateur C à travers une résistance R. Si l'on enregistre la variation de tension entre les bornes A et B (à l'aide d'un oscillographe, par exemple), on peut observer que, très rapide au début, l'augmentation de tension devient de plus en plus lente. L'étude mathématique nous montrerait que cette variation est *exponentielle* et que la tension atteinte s'approche indéfiniment de 100 volts, sans l'atteindre jamais (du moins en théorie). Le facteur déterminant la vitesse de variation est le produit C.R., qui est la *constante de temps* et qui s'exprime précisément en unités de temps, c'est-à-dire en secondes.

Si le condensateur mesure 0,1 microfarad, si la résistance est de 100 000 ohms, la constante de temps est de $0,1 \times 10^{-6} \times 10^5 = 0,01$ ou 1/100 de seconde ou, encore, 10 000 micro-secondes.

On peut calculer que la tension atteint 63 % de sa valeur, au bout d'un temps précisément égal à la constante de temps.

Après $3 \times \theta$, on atteint 95 % de la charge finale. Le tableau suivant permet de tracer une courbe de charge Universelle :

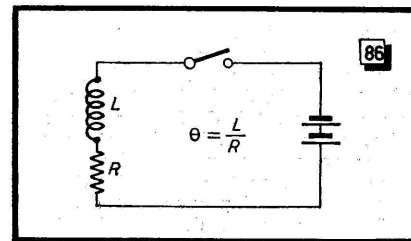
Temps	Charge (en %)
$1/10 \theta$	10 %
$1/2 \theta$	40 %
1θ	63 %
2θ	86 %
3θ	95 %
4θ	98 %
5θ	99,3 %
∞	100 %

Pour tracer une courbe valable pour tous les cas possibles, il suffit de remplacer le temps par le rapport t/CR . On peut montrer aussi que cette courbe est tangente au départ à la diagonale construite que le rectangle admettant θ comme côté d'une part et la tension finale d'autre part (fig. 85).

Courbe de décharge. Tension aux bornes de R.

La courbe de décharge obéit à une loi exactement réciproque. Nous l'avons également reproduite sur le diagramme de la figure 85.

Notons également que la courbe de décharge représente également la valeur de la tension existant entre les extrémités KL de la résistance *pendant la charge*, ainsi, naturellement, que *pendant la décharge* (puisque, dans ce dernier cas, les deux éléments sont simplement en parallèle).



Quelques remarques importantes.

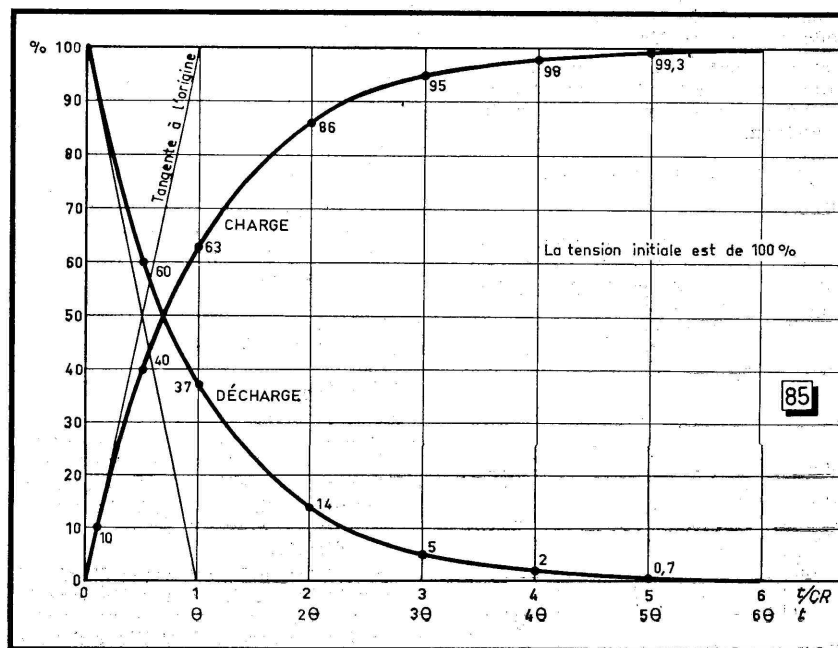
On peut noter que charge et décharge sont terminées (à moins de 1 % près) au bout d'un temps égal à cinq fois la constante de temps.

Dans beaucoup de cas, on pourra donc considérer que les choses ne subissent plus aucune variation après cette durée. Toutefois, si l'on veut être absolument sûr qu'il n'existe plus aucune tension résiduelle, on pourra choisir un temps égal à dix fois CR.

Circuit inductif.

On obtiendrait des résultats absolument analogues en considérant le circuit de la figure 86, comportant une inductance pure L, en série, avec une résistance R. Dans ce cas, la constante de temps aurait la valeur L/R . En pratique on préfère cependant utiliser les condensateurs plutôt que les inductances.

(A suivre).



★ par Robert ASCHEN ★

Le schéma de la figure 2 montre un

Regardons la figure 3, elle concerne le système électro-mécanique du « Selektor ».

L'accord automatique est donc seulement réalisé pour une certaine valeur du champ correspondant à 20 volts de signal moyenne fréquence.



La partie électronique est indiquée dans la figure 4. Le dernier tube moyenne fréquence (EAF42) fonctionne avec son transformateur (7) couplé d'une part à la diode de détection du son et à la diode CAS, d'autre part à un circuit (8) accordé sur la moyenne fréquence. Le couplage se fait au point B à l'aide de C_2 . Une diode d_2 est couplée au point B par C_1 . Une autre diode d_1 est reliée au circuit (8).

Ces deux diodes travaillent en opposition de tension. L'une (d_1) produit une tension positive sur sa cathode, donc au point A. L'autre (d_2) produit une tension négative au point C. Les deux tensions sont reliées entre elles par une résistance R_5 .

La diode d_1 fonctionne en non retardée ; toutes les stations sont détectées par elle.

La diode d_2 fonctionne en retardée au-dessus de 20 volts moyenne fréquence.

Il en résulte qu'une station puissante qui donne un champ de réception correspondant à 20 volts en moyenne fréquence produit une tension positive en A et une tension négative en C, la différence est appliquée à la grille du tube ECC81. La tension détectée par d_1 est inférieure à +3 volts pour un champ faible (avec parasites) et supérieure à +3 volts pour un champ puissant. Les valeurs des résistances ont été calculées pour obtenir +3 volts pour 20 volts moyenne fré-

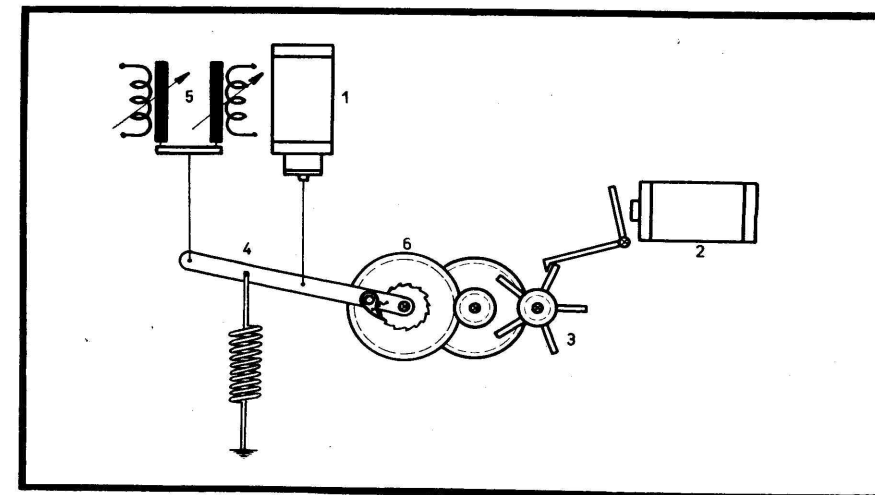


Fig. 3. — Système électromécanique du Selektor Telefunken.

quence, ce qui correspond donc à un champ puissant sans parasites.

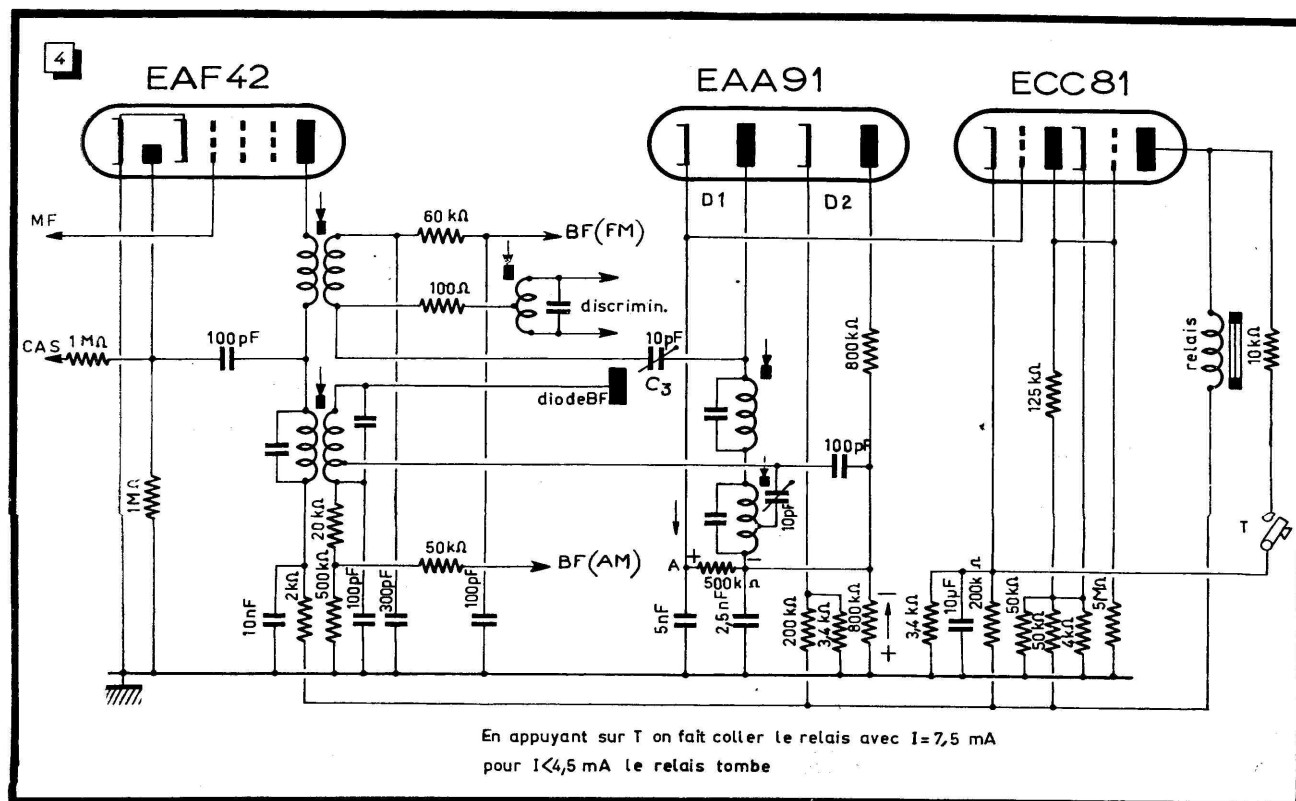
Si la tension est supérieure à +3 volts, le courant anodique du tube ECC81 augmente, la tension appliquée à la grille du 2^e élément diminue, ainsi que le courant anodique du 2^e élément, et le relais (Rel.) tombe à +3,5 volts, d'où accord sur la station.

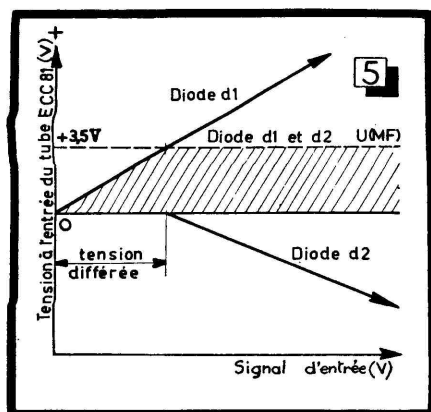
C'est donc bien pour une tension au-

dessus de 3 volts au point A que l'accord est obtenu.

L'avantage du système différentiel devient vraiment évident pour les tensions encore plus élevées, où l'on risquerait de dépasser certaines tolérances dans les caractéristiques du tube ECC81.

La deuxième diode évite ce défaut, car la tension détectée par elle produit une tension négative au point A





qui diminue la tension positive détectée par la diode d_1 . Sur la grille il reste une certaine tension qui est la différence des deux et qui ne dépasse pas +3,5 volts, même pour un champ très puissant correspondant à plus de 20 volts en moyenne fréquence.

Nous pouvons donc résumer le fonctionnement à l'aide de la figure 5, où l'on trouve la tension détectée de d_1 en fonction de la tension moyenne fréquence. A partir de +3 volts le courant dans le relais diminue et ce dernier est coupé à +3,5 volts.

La diode d_2 commence à détecter à partir de cette tension. La tension différentielle reste constante (soit +3,5 volts au point A, donc à la grille du tube ECC81 premier élément) pour une tension moyenne fréquence supérieure à 20 volts. Ce point de fonctionnement est réglable à l'aide de la tension différée appliquée à la cathode de d_2 .

On peut également régler les pentes des tensions détectées par d_1 et d_2 à l'aide des condensateurs C_2 et C_3 .

Si nous voulons maintenant recevoir la FM, nous couplons d_1 au circuit du discriminateur FM à l'aide de C_3 . Le point A passe encore de 0 à 3,5 volts, où le relais tombe de nouveau, car le champ est suffisamment élevé.

La diode d_2 est hors service, car la tension au point A ne dépasse pas +3,5 volts à cause de l'effet limiteur du dernier étage moyenne fréquence.

La diode d_1 est reliée au circuit (9) accordé sur 11 MHz, lui-même couplé au discriminateur par C_3 .

Signalons encore que la coupure du relais s'effectue à 2,5 kHz avant l'accord exact. Le ralentissement est ensuite de 12,5 mètres par seconde. La durée du balayage complet de la gamme est de 5,5 secondes. La gamme PO correspond à 1100 kHz.

La tension moyenne fréquence dans le cas de la réception des ondes ultra-courtes (FM) reste constante à partir de 5 microvolts à l'entrée du récepteur.

Ce « Selektor » est également prévu pour le fonctionnement à distance en télécommande.

La VERIFICATION des PIÈCES DÉTACHÉES

N. H. CROWHURST



Adaptation de P. Marellier

Une étude des procédés permettant de vérifier sans difficultés les éléments des circuits BF et HF

Il arrive que l'on puisse négliger de prêter attention aux choses les plus simples que l'on rencontre dans le travail, tant en radio qu'en basse fréquence. Il semble, par exemple, très facile de vérifier l'inductance d'une bobine de filtrage d'alimentation ou la capacité d'un condensateur électrolytique, avec le courant ou la tension de polarisation convenables. Toutefois, lorsqu'on cherche l'appareil d'essai capable d'effectuer la mesure, on s'aperçoit qu'il n'est pas alors disponible, et l'on se voit réduit, suivant la routine, à accepter les valeurs indiquées.

Si nous voulons vérifier le bon ou mauvais fonctionnement d'une certaine pièce, la seule méthode apparente en est le remplacement par une autre pièce du même type. Cette méthode ne donne souvent pas satisfaction, car ses résultats peuvent prêter au doute. Il nous faut effectivement savoir comment vérifier les diverses pièces détachées fondamentales utilisées en radio: résistance, inductance et condensateur, avec divers degrés de précision suivant leur emploi.

Valeur des résistances.

La méthode de vérification des résistances la plus simple consiste en l'emploi d'un ohmmètre, soit un instrument spécialement construit dans ce but, soit un contrôleur universel comportant une échelle pour lecture de résistance. La précision de cette méthode de mesure dépasse rarement 10 % et peut même ne pas atteindre cette valeur.

En admettant que l'appareil à cadre mobile que comporte l'instrument soit précis à $\pm 2\%$, et que les résistances qui lui sont adjointes le soient à $\pm 1\%$, l'exactitude de l'instrument utilisé en comparateur parfait entre les résistances intérieure et extérieure ne peut pas être meilleure que $\pm 1\%$. La comparaison ne peut elle-même être précise qu'à $\pm 2\%$ du courant maximum indiqué sur l'échelle. Si l'on compare l'indication sur l'échelle d'une tension ou d'un courant à celle de l'échelle des résistances on constate qu'une erreur de 2 % du maximum de l'échelle, en tension ou en courant, peut provoquer une erreur de 8 % en valeur de résistance. Cette erreur correspond au point de précision maximum dans la comparaison entre la résistance extérieure mesurée et la résistance intérieure à l'instrument.

On voit ainsi que la précision la meilleure pouvant être obtenue avec un instrument dont l'appareil de mesure soit exact à $\pm 2\%$ et la résistance interne à $\pm 1\%$, atteint 9 % au milieu de l'échelle. Pour des valeurs allant du tiers au triple de la valeur de la résistance, gamme que l'on peut s'attendre à utiliser avant d'avoir à passer par commutation à l'échelle suivante, on peut raisonnablement admettre que la précision sera meilleure que 10 %. Avec un instrument ayant des éléments de précision moindre que celles admises dans l'exposé précédent, la précision de la lecture finale en ohms sera nettement moins bonne que 10 %.

Ce qui précède montre avec évidence qu'un ohmmètre ne peut qu'indiquer grossièrement si une résistance a une valeur qui correspond ou non à la va-

leur « préférée » indiquée par ses couleurs, si la tolérance est de $\pm 10\%$ ou supérieure. Le résultat est un peu douteux si l'on vérifie que la résistance ne diffère de sa valeur indiquée que de $\pm 10\%$, et il est certainement impossible de se fier à une lecture d'ohmmètre pour une vérification avec une tolérance de $\pm 5\%$ ou inférieure.

Bien que l'on ne puisse se fier à une lecture à l'ohmmètre pour une vérification avec une faible tolérance, il est possible d'utiliser cet instrument pour un bon équilibrage d'une paire de résistances, si besoin en est, sans grande précision dans la valeur réelle de celles-ci.

A titre d'exemple, dans beaucoup d'amplificateurs équilibrés les résistances qui commandent le gain des deux moitiés de l'amplificateur doivent être exactement appareillées pour assurer l'équilibre. Les valeurs de fabrication peuvent être spécifiées avec des tolérances de 5 % ou même moindres, afin d'éviter la recherche de paires bien appareillées ; mais le fait essentiel est que les deux résistances correspondantes soient bien égales ou ne présentent qu'une faible tolérance d'écart entre elles. Un écart de 10 % ou 15 % de leur valeur réelle vis-à-vis de la valeur indiquée n'est pas nécessairement grave, pour autant qu'elles soient égales entre elles à moins de 5 %. L'ohmmètre est normalement capable d'assurer cette vérification, car il est très possible d'y effectuer une lecture d'échelle à moins de 5 %. Il est de peu d'importance que la valeur lue soit à moins de 5 % de la valeur réelle pour cet emploi particulier ; la signification de la lecture importe moins que le fait que les deux résistances à équilibrer donnent des lectures différant de moins de 5 % de l'une à l'autre.

Toutefois, pour quelques applications telles qu'atténuateurs étalonnés ou instruments de radio, il est nécessaire de vérifier la valeur des résistances avec des tolérances plus faibles, telles que 5 %, 2 % ou même 1 % suivant les cas. Il est alors important que la valeur soit réellement comprise dans la gamme de tolérance admise pour la valeur indiquée. La seule méthode permettant d'effectuer une mesure satisfaisante dans ce cas est d'utiliser un pont de Wheatstone, dont les éléments étalonnés aient une précision supérieure à celle requise de la pièce en essai. Le pont Leeds and Northrup utilisé pour les mesures de lignes téléphoniques est suffisamment précis pour la plupart des usages radio. Deux choses déterminent la précision des lectures obtenues avec un pont :

1° La précision des éléments de résistance du pont lui-même et le soin attentif apporté à ce que la résistance de contact n'intervienne de façon appréciable en aucune circonstance ;

2° La sensibilité de l'indicateur de zéro.

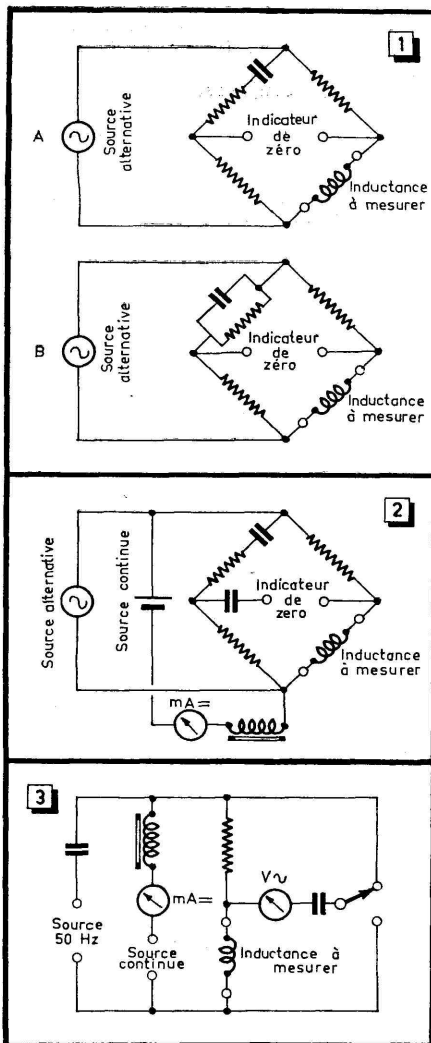


Fig. 1. — Structures de ponts pour les mesures d'inductance. A : le pont de Hay ; B : le pont de Maxwell. Les avantages relatifs de ces deux ponts sont discutés dans le texte.

Fig. 2. — Modification du pont de Hay pour le rendre apte à la mesure des inductances parcourues par un courant continu. Il est indispensable de ne pas dépasser la dissipation permise par les éléments du pont.

Fig. 3. — Un dispositif d'essai simple pour la mesure d'une inductance parcourue par un courant continu.

On peut vérifier cette seconde cause de résultats inexacts en déséquilibrant le pont d'un pourcentage connu pour voir si l'on obtient bien la lecture de déséquilibre convenable. Supposons, par exemple, que la valeur désirée soit 120 000 ohms $\pm 5\%$. Ayant équilibré le pont et obtenu l'indication du zéro pour 120 000 ohms, il faut modifier de

5 % la résistance du bras étalonné, soit une variation de 6 000 ohms.

Si l'adjonction d'une valeur supplémentaire de 6 000 ohms dans le bras étalonné amène une déviation appréciable de l'appareil de contrôle du zéro, on peut considérer la lecture comme exacte ; mais si l'adjonction de 6 000 ohms ne fait pas sensiblement dévier l'indicateur de zéro de la position d'équilibre, le résultat obtenu ne peut être considéré comme exact. On peut augmenter l'exactitude du pont en utilisant une plus grande tension d'alimentation ou en remplaçant l'indicateur de zéro par un autre plus sensible.

Avant d'abandonner cette discussion sur les valeurs de résistance, il y aurait lieu d'insister sur l'insécurité que donne une confiance exagérée dans les couleurs que portent les résistances. Il peut arriver que la meilleure résistance soit recouverte de couleurs incorrectes. Si l'erreur se trouve être la troisième du code, son effet sera une modification par une puissance de dix de la valeur correspondante, ce qui sera très important. Il arrive aussi qu'avec quelques jeux de couleurs, la différence entre certaines d'entre elles soit un peu difficile à déterminer, surtout si la résistance est vieille. L'orange et le brun, par exemple, peuvent paraître très semblables.

Généralement, il est possible d'identifier les première et seconde couleurs par leur combinaison d'après la série des valeurs normalisées. Si la première couleur est bleue, représentant un 6, la seconde couleur sera très probablement soit rouge, représentant un 2, soit grise, représentant un 8, car 62 et 68 sont les valeurs préférées entre 60 et 70. Il n'existe toutefois aucun artifice permettant de déterminer la couleur probable de la troisième bande qui pourrait tout aussi bien être brune qu'orange. Une résistance sur laquelle cette couleur est douteuse pourrait aussi bien être de 620 ohms que de 62 000 ohms, ce qui représente une différence considérable !

C'est là qu'une vérification à l'ohmmètre permet de déterminer aisément laquelle de ces deux valeurs est correcte.

Valeur des inductances.

Occupons-nous maintenant des diverses sortes d'inductances : la mesure d'éléments ne devant pas être traversés par du courant continu et sans noyau de fer est relativement simple, avec l'aide d'un pont d'inductance classique. Avec un tel pont, qu'il utilise le schéma de Hay ou celui de Maxwell (voir figure 1), l'inductance peut être mesurée à la fréquence convenable par une méthode très semblable à celle adoptée pour la mesure des résistances avec un pont.

La différence principale est que deux sortes de réglage sont généralement nécessaires pour permettre l'obtention d'un zéro, par suite du besoin d'équilibrer le pont à la fois en amplitude et en phase. Cela permet au pont de donner à la fois une lecture d'inductance et une de Q (facteur de surtension) ou de facteur de pertes. Les ponts de ce type portent des indications claires indiquant la position correcte des commandes pour la réalisation de chacune de ces mesures.

Il n'y a généralement aucune difficulté à obtenir un zéro avec les bobines sans noyau mais, si l'inductance comporte un noyau d'un type quelconque, le zéro peut ne pas être aussi net par suite de la distorsion que le noyau apporte au signal d'essai injecté. De plus, si le signal provenant du générateur contient un taux appréciable d'harmoniques, le pont de Hay ne donnera pas simultanément l'équilibre pour la fréquence fondamentale et ses harmoniques. D'autre part, le pont de Maxwell donnera un équilibre assez satisfaisant en un même réglage, tant pour la fréquence fondamentale que pour ses harmoniques les plus basses avec une inductance dont les seules pertes sont dues à la résistance, telle une bobine sans noyau.

Lors de la mesure d'une inductance à noyau destiné à en augmenter la perméabilité, le courant magnétisant peut provoquer de la distorsion, l'inductance elle-même produisant des harmoniques, alors que le générateur n'en présentait pas. Le pont étant équilibré pour la fréquence fondamentale du générateur, on trouve encore, au point zéro, la présence d'harmoniques résiduelles dues à l'inductance elle-même.

Cet inconvénient justifie l'utilisation d'écouteurs si la fréquence du générateur le permet. On peut également utiliser comme indicateur de zéro un oscilloscope avec amplificateur.

Il est alors possible, par l'écoute de la tonalité ou par observation du tracé, de déterminer l'équilibre pour la fréquence fondamentale, le résidu étant constitué par les harmoniques.

Le pont de type classique ne peut toutefois être utilisé qu'à la mesure d'inductances sans courant de polarisation. Le type classique d'inductance de filtrage doit présenter une certaine inductance alors qu'il y circule un courant électrique et l'inductance en l'absence de ce courant sera considérablement plus élevée que l'inductance nominale avec ce courant. Il n'y a malheureusement aucune relation simple entre ces deux valeurs.

Si la bobine a été étudiée pour donner son maximum d'inductance avec le courant de polarisation prévu, l'entrefer est réglé de façon que, pour cette valeur de courant de polarisation, toute réduction ou augmentation de l'entrefer provoque une diminution de l'inductance. Il faut toutefois remarquer

qu'en l'absence de courant de polarisation, une augmentation de l'entrefer réduit toujours la valeur de l'inductance alors qu'une réduction de l'entrefer augmente toujours.

Ce simple fait montre que la mesure de l'inductance sans courant de polarisation ne donne aucune indication sur son comportement avec courant de polarisation. Cette mesure peut toutefois montrer que l'inductance n'est pas annulée par suite de spires court-circuitées, car, alors, l'inductance serait inutilisable même sans courant de polarisation. Le fait que la mesure de l'inductance indique une valeur double de celle désirée avec courant de polarisation ne permet pas de conclure que la valeur nominale sera obtenue avec courant de polarisation.

Il est heureux qu'avec des inductances de filtrage de ce type, de faibles tolérances soient guère demandées. Le respect d'une valeur minimum d'inductance suffit généralement.

Il est quelquefois possible d'utiliser un pont de Hay, modifié comme l'indique la figure 2, permettant la mesure de l'inductance alors qu'un courant de polarisation y circule. Ce procédé de mesure peut toutefois présenter quelque inconvénient car le courant de polarisation peut dépasser les possibilités de quelques éléments intérieurs du pont et le mettre hors service. Il vaut donc mieux réaliser un dispositif d'essai simple, comme celui qu'indique la figure 3.

Ce dernier n'utilise pas une méthode à pont, mais permet de mesurer l'inductance par injection d'une fréquence connue et comparaison de la tension alternative aux bornes de l'inductance et de celle mesurée aux bornes d'une résistance montée en série avec elle. La relation existant entre les composantes à courant alternatif de ces tensions permettra le calcul approximatif de l'inductance. On ne fait pas intervenir ainsi la distorsion que l'inductance apporte à la forme d'onde de la composante alternative du signal, distorsion inévitable avec ce type d'inductance et cause de l'impossibilité d'arriver à une valeur précise de l'inductance. Un essai grossier comme celui réalisé avec ce montage convient bien au but poursuivi.

Si la fréquence d'alimentation en alternatif est de 50 Hz, une division par 314 de la valeur calculée de l'impédance de l'inductance donnera celle de l'inductance. Si, par exemple, la résistance série utilisée est de 100 ohms (valeur soigneusement vérifiée) et les tensions alternatives mesurées aux bornes de la résistance et de l'inductance de 2 et 30 volts, l'impédance de l'inductance à 50 Hz est de 1570 ohms, ce qui représente environ 5 henrys.

Nous traiterons ultérieurement de la mesure des capacités.

Jean Quinet

Le calcul des imaginaires et ses applications à l'électricité et à la radio

Les lecteurs de *TSF* et *TV* connaissent bien le contenu de la première édition de cet ouvrage, puisqu'il avait été publié initialement dans la revue.

Utilisé comme livre de cours par une grande école et d'un intérêt incontestable pour tous les techniciens voulant aborder une seconde étude de la radio sans en négliger le côté mathématique, l'ouvrage connut un succès qui devait inciter l'éditeur et l'auteur à refondre le texte pour une seconde édition ainsi plus complète et plus utile.

Cette deuxième édition constitue ainsi en partie un ouvrage nouveau où l'auteur réussit la gageure de faire en trente-deux pages grand format le tour d'une question apparaissant rébarbative à plus d'un au premier abord et s'affirmant comme impossible à négliger après leur lecture.

C'est qu'au cours des instants que le lecteur voudra bien consacrer à l'étude des imaginaires, il prendra vraiment conscience de leur utilité, par la clarté des développements mathématiques, leur simplicité et la vue plus complète des phénomènes réels que cette méthode permet d'avoir.

Si le début de ce cahier est assez rébarbatif, les applications numériques, à elles seules, justifient l'étude. Quelle belle simplicité le calcul des imaginaires apporte à la mise en équation des ponts en courant alternatif, au calcul du gain des étages HF et MF, au calcul de la condition limite d'entretien d'un oscillateur, etc.

Présenté de façon claire, ce cahier sera apprécié des techniciens et des étudiants.

Un volume 21 x 27, de 32 pages, aux Editions Chiron, 40, rue de Seine, Paris (6^e). Prix : 300 fr. ; franco : 345 fr.

Conditions d'emploi des stabilisateurs de tension OA2 et OB2

La Compagnie des Lampes MAZDA vient de faire paraître une deuxième édition de son cahier sur les conditions d'emploi des stabilisateurs de tension.

Il s'agit là d'un travail extrêmement intéressant, dans lequel on trouve résumé les explications sur le fonctionnement des tubes stabilisateurs, les circuits d'emploi et le calcul de ces circuits.

On trouve ensuite, à la suite de la mise en équation du problème général de la stabilisation de tension au moyen de tubes stabilisateurs, une discussion des formules précisant leurs limites de validité en fonction de la considération de divers paramètres.

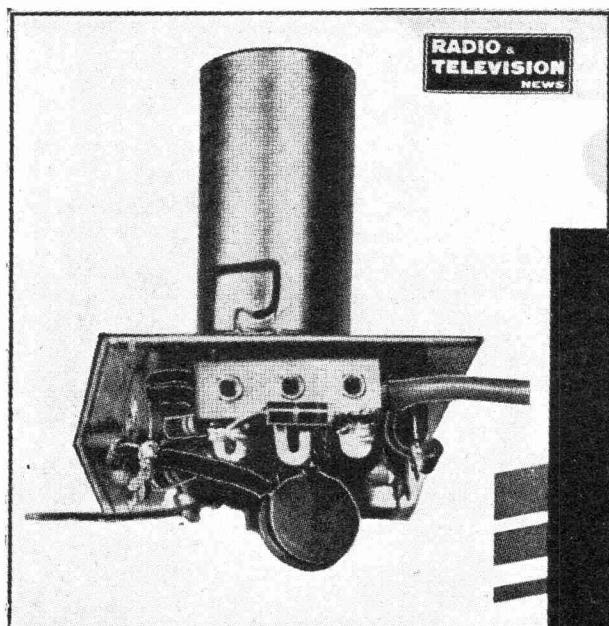
En se limitant là, bien que complet, ce cahier aurait échappé à son but pratique. C'est pourquoi à l'analyse de base fait suite la résolution de nombreux exemples, tout d'abord par la méthode algébrique, certes rigoureuse, mais souvent fastidieuse et dont les résultats sont moins éloquentes que par la méthode graphique, qui est examinée ensuite.

Après l'examen de la qualité de la régulation en fonction des éléments de circuit, on donne des détails sur le groupement des tubes stabilisateurs, soit en série, soit en parallèle et l'on examine l'influence de ces groupements sur la stabilité des montages.

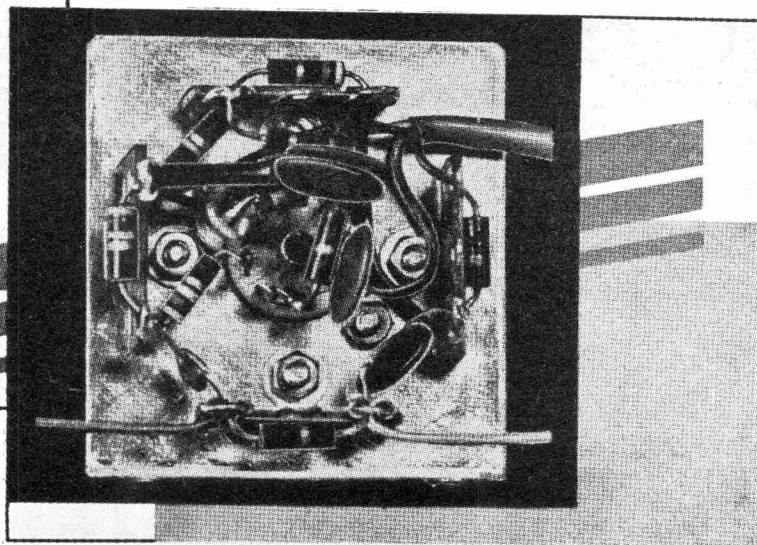
Enfin, quelques remarques sur l'emploi des tubes stabilisateurs, notamment sur les particularités du brochage et leurs incidences sur la sécurité d'emploi, le respect de la polarité, la capacité maximum aux bornes du tube, la durée de vie des stabilisateurs, permettent de tirer de ces organes tout le profit possible. Aussi on peut penser que tous les utilisateurs seront heureux de consulter ce cahier qui leur rendra les plus précieux services.

COMPENSATEUR AUTOMATIQUE de tonalité

par E.C. MILLER (Adaptation de P. Faure)



Deux vues du compensateur automatique de tonalité construit sur un petit châssis qui peut être incorporé au châssis principal de l'amplificateur.



Détails sur un dispositif à un tube, facile à construire, qui relève automatiquement les basses quand le niveau sonore décroît.

Plusieurs circuits ont été proposés par divers auteurs pour amener un relèvement automatique des fréquences basses aux faibles niveaux sonores. Mais la plupart sont d'une mise en œuvre délicate en raison des ajustages délicats et des difficultés de mise au point.

Cet article présente un circuit qui n'est pas affecté de ces défauts et qui est réduit à la plus simple expression, comme le montre le schéma de la figure 1, où l'on voit qu'il n'est fait emploi que d'un seul tube double triode ECC83. Le dispositif pourra être monté sur un petit châssis de volume très

réduit qui pourra sans difficulté être intégré à un amplificateur existant.

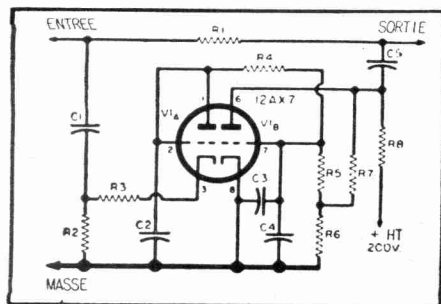
Le schéma équivalent simplifié de la figure 1 est donné par la figure 2. On y trouve un diviseur potentiométrique constitué par les deux résistances R_a (branche série du circuit constituée par une résistance pure) et R_b (résistance d'entrée du circuit d'utilisation). En parallèle avec R_b (qui constitue la branche parallèle du circuit) se trouve un ensemble d'une capacité C et d'une résistance R_b qui est, en fait, la résistance interne du tube de contrôle.

Voyons, suivant l'ordre de grandeur des éléments, comment se comporte le circuit en fonction de la fréquence.



◀ Fig. 1. — Schéma complet du compensateur automatique de tonalité.

$R_1 = 2,2 \text{ M}\Omega$, 0,5 W.
 $R_2, R_3 = 470 \text{ k}\Omega$, 0,5 W.
 $R_4, R_8 = 1 \text{ M}\Omega$, 0,5 W.
 $R_5, R_7 = 4,7 \text{ M}\Omega$, 0,5 W.
 $R_6 = 15 \text{ k}\Omega$, 0,5 W.
 $C_1 = 500 \text{ pF}$.
 $C_2, C_3, C_4 = 20 \text{ nF}$.
 $C_5 = 5 \text{ nF}$.
 $V_1 = 12\text{AX}7$.



Si la capacité C de la figure 2 est choisie de telle sorte que sa réactance soit grande à quelque fréquence considérée, un changement dans la valeur de R_b n'aura que peu ou pas d'effet sur la tension de sortie. Mais si la réactance de C est petite par rapport à R_a , et que R_b soit en tout cas plus petit que R_a , un changement de la valeur de R_b a un effet marqué sur la tension de sortie à cette fréquence.

Comme la réactance de capacité croît quand la fréquence décroît, le maximum d'effet se fait sentir aux fréquences les plus élevées.

En effet, nous nous trouvons en présence d'un circuit qui pour une étendue déterminée de niveaux d'entrée produit plus d'expansion aux fréquences les plus élevées qu'aux plus basses.

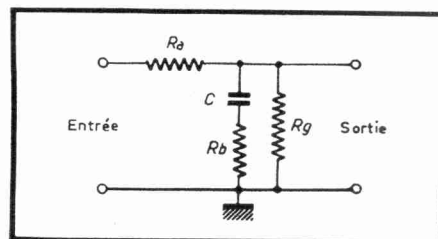


Fig. 2. — Schéma équivalent du circuit de la figure 1.

Par une sélection convenable des valeurs des éléments, un taux d'expansion satisfaisant peut être obtenu, c'est-à-dire le même pour toutes les fréquences au-dessus de 500 Hz environ, avec une réduction de ce taux pour un facteur de 2 ou 3 à 50 Hz.

Au premier abord il peut paraître impropre d'employer un expenseur de volume comme élément de contrôle.

En réalité, il se présente un choix entre deux solutions :

1° reproduction linéaire du médium et de la partie haute du spectre d'audio-fréquences, avec compression des fréquences basses aux plus hauts niveaux sonores ;

2° reproduction linéaire des fréquences basses avec expansion des fréquences moyennes et élevées. L'utilisation de cette dernière méthode ajoute près de 15 dB à l'étendue de la dynamique de l'enregistrement si elle est employée avec les pressages commerciaux. Cette extension est toutefois moindre sur les récepteurs radio, en raison du palier très net présenté par la courbe de compression des émetteurs dans les fortes.

Sur le schéma de la figure 1, C_3 est la capacité déterminant le degré de relèvement des fréquences basses aux bas niveaux. R_6 règle le taux de contre-réaction en continu de la plaque à la grille du tube de commande et, en conséquence, le taux d'expansion.

Le fonctionnement du circuit est le suivant : V_{1A} est monté en diode redressant le signal BF appliqué sur sa cathode, et produit une tension continue proportionnelle à ce signal qui est filtrée et appliquée à la grille du tube V_{1B} . Quand cette tension de

polarité négative augmente, le courant anodique de V_{1B} diminue et, par conséquent, la résistance interne augmente. Comme cette impédance est en série avec C_3 , son augmentation réduit l'efficacité de cette capacité et, en conséquence, amène une courbe de réponse plus plate pour toutes les fréquences. Une fraction de la tension sur l'anode de V_{1B} est appliquée par le jeu d'un diviseur de tension composé de R_6 et R_7 , à sa grille, ce qui fournit une contre-réaction en continu, pour commander la sensibilité du circuit et, dans une certaine mesure, sa linéarité.

Pour que la tension de commande soit produite principalement par les fréquences moyennes et élevées, C_1 est de faible valeur, et ainsi le signal appliqué au redresseur V_{1A} est moins important sur les fréquences basses. La résistance R_3 est indispensable pour prévenir les effets de la charge variable introduite par le redresseur sur le circuit d'entrée. C_2 , C_3 et R_4 forment une cellule de filtre à résistance et capacités. R_5 fixe la tension appliquée à la grille et, par conséquent, l'action du tube V_{1B} ; R_6 et R_7 la contre-réaction en continu et le taux d'expansion. R_7 étant en parallèle avec la résistance de sortie R_8 et la résistance interne de V_{1B} doit être choisi assez grand et, ainsi, R_8 devient l'élément déterminant.

La réalisation représentée sur le cliché a été établie sur un petit châssis destiné à être monté sous le châssis de l'amplificateur. Comme on le voit les connexions avec l'amplificateur sont faites par deux fils et un câble d'alimentation. Ceci simplifie le câ-

blage, puisqu'il n'est pas fait usage de connecteur, et élimine les problèmes de bruit et de ronflement. Ce n'est d'ailleurs pas une raison pour que le dispositif ne soit pas construit d'autre manière. Toute autre méthode employée communément en basse fréquence est parfaitement valable.

Il doit être rappelé que l'appareil introduit une perte de niveau d'environ 15 dB, et qu'il doit être inséré en un point de l'amplificateur où le niveau du signal BF est de l'ordre de 5 V efficaces. Il peut suivre les dispositifs égaliseurs de courbe et précéder le correcteur de tonalité. Le réglage de volume sonore devrait précéder le compensateur de tonalité pour qu'un réglage manuel de niveau affecte de même façon tous les enregistrements et l'écoute radio entendus avec la même puissance sonore. Il doit, en conséquence, s'agir d'un réglage de niveau électrique non compensé en fonction des courbes de Fletcher.

Les courbes de la figure 3 traduisent les mesures effectuées avec l'appareil pour une étendue de 20 dB. On peut voir que l'utilisation du compensateur permet de suivre de très près les courbes de réponse de l'oreille en fonction du niveau sonore.

En utilisant divers types de tubes et en changeant les valeurs de C_3 et de R_6 , l'action du dispositif peut être réglée pour une large gamme de fréquences et pour divers niveaux.

Un interrupteur peut être inséré dans le circuit cathodique de V_{1B} pour mettre ou non le compensateur en circuit. De cette façon son efficacité peut être plus facilement contrôlée par comparaison. Si cet interrupteur est ouvert, la résistance interne de V_{1B} est évidemment à son maximum, et le compensateur doit maintenir une courbe de réponse plate avec une pente de 15 dB pour toute la gamme BF. Cet interrupteur étant fermé, et mettant la cathode de V_{1B} à la masse, la baisse de niveau reste inchangée pour un volume sonore élevé, mais elle augmente avec la fréquence quand le niveau diminue. Par voie de conséquence il en résulte un accroissement relatif du niveau des fréquences basses par rapport au médium et à l'aigu, ce qui compense la non-linéarité en amplitude de l'oreille aux fréquences basses.

Ce compensateur n'apporte évidemment pas la solution définitive des problèmes qui se posent pour une reproduction correcte, mais permet de restituer dans un local d'appartement, de volume réduit, une impression auditive aux bas niveaux plus près de ce qu'a été l'écoute de la matière sonore originale dans un local aménagé et spécialement traité pour fournir une audition correcte à un volume sonore élevé. En ne le considérant que dans ce but il fournit simplement et économiquement un bon résultat.

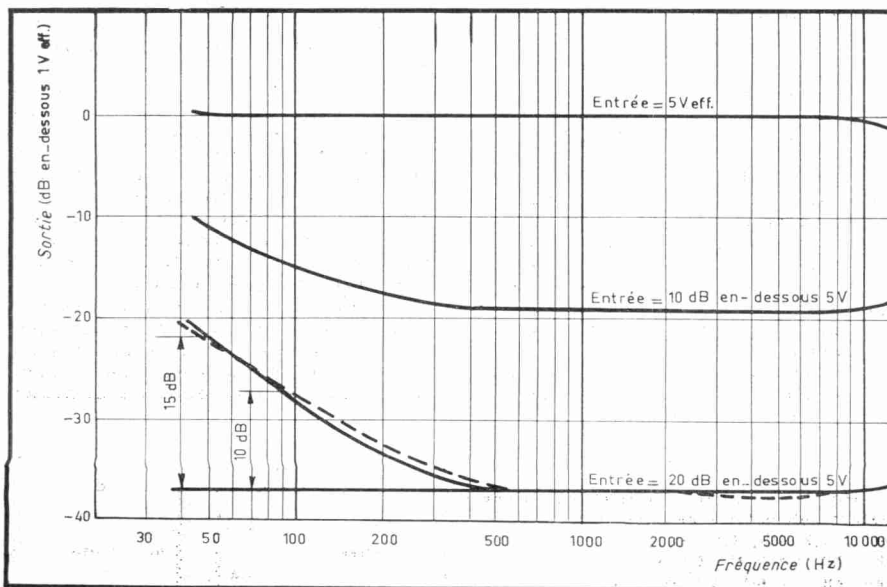
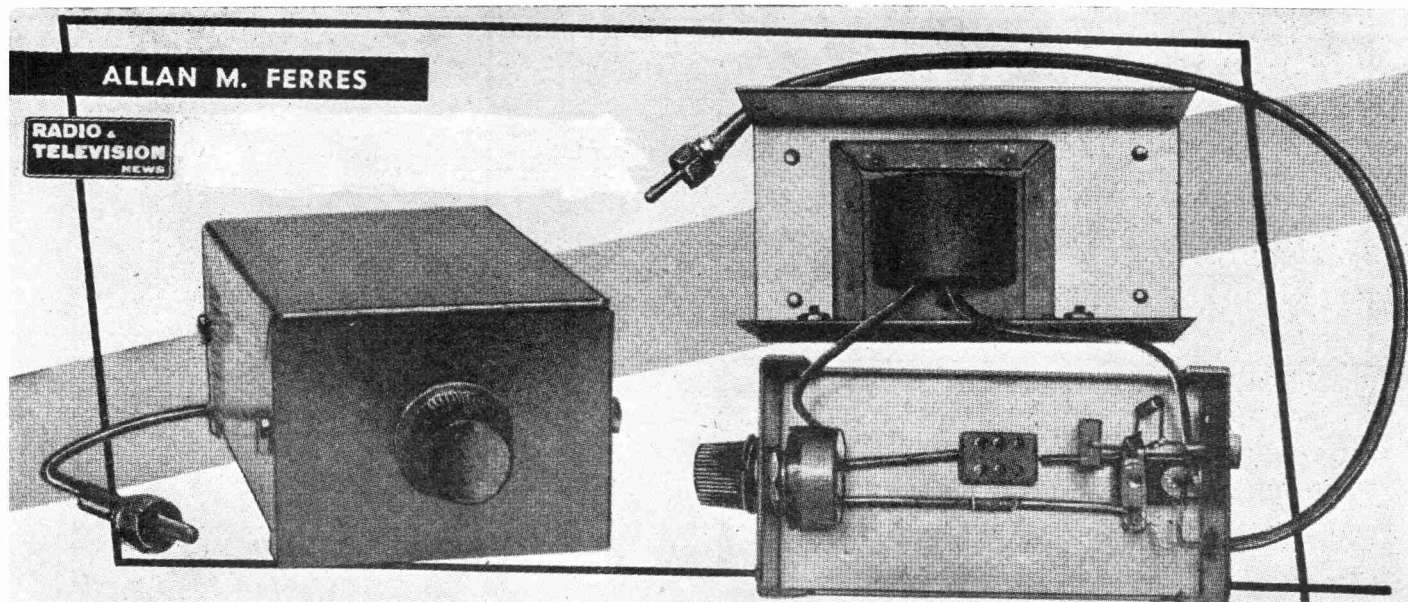


Fig. 3. — Performances mesurées du compensateur de tonalité pour une gamme de niveau de 20 dB. La ligne en tireté donne

la courbe de réponse de l'oreille pour la même intensité sonore.



Un correcteur adaptable « d'effet de présence »

Ce circuit simple, adaptable à tout amplificateur, permet un relevé du haut médium de l'ordre de 6 dB pour accentuer l'effet de présence.

Le correcteur de médium ou d'effet de présence est un dispositif additionnel intéressant, pour une installation haute fidélité d'appartement. Il fournit un relèvement de 6 dB à 3 kHz sans affecter la courbe de réponse aux fréquences extrêmes de la gamme audible. Ce type de correcteur est souvent utilisé pour l'enregistrement sonore sur disque ou sur film pour faire ressortir les soli instrumentaux ou vocaux. Quand il est utilisé pour la reproduction de la parole, le facteur d'intelligibilité ou de compréhension est accru sans que se produise l'ennui de sifflantes excessives.

Avec un système reproducteur d'appartement, le correcteur d'effet de présence ne donnera pas un effet aussi marqué que les correcteurs de basses et d'aiguës, mais il donnera plus de brillant aux soli instrumentaux et sera un facteur d'amélioration de grand intérêt.

Le correcteur d'effet de présence décrit ici est un dispositif simple qui peut être adjoint à un équipement existant entre le préamplificateur correcteur et l'amplificateur de puissance.

Le circuit est simple et utilise quel-

ques pièces d'utilisation courante. Comme on peut le voir sur le schéma de la figure 1, le correcteur est essentiellement un diviseur de tension, l'élément série étant constitué par R_1 en parallèle avec C_1 , et l'élément parallèle constitué par un circuit accordé CH_1 - C_2 en série avec les résistances R_2 et R_3 . Comme le circuit parallèle

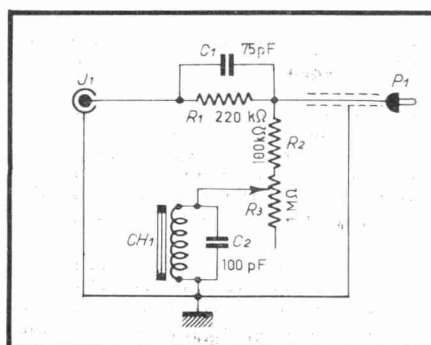


Fig. 1. — Schéma du correcteur d'effet de présence, dont on pourra apprécier la simplicité. CH_1 est une bobine de filtre de 20 H (sans courant continu).

CH_1 - C_2 résonne sur 3 kHz, l'impédance de la branche parallèle est élevée à cette fréquence et la chute de tension introduite par le diviseur plus réduite, ce qui amène le relèvement relatif du médium. Le niveau de relèvement est réglé par la valeur de R_2 en série avec R_3 . Le relèvement est de 6 dB quand R_3 est placé au minimum de résistance et nul quand ce potentiomètre est à son maximum de résistance. La capacité C_1 est placée en parallèle sur R_1 pour compenser la perte aux fréquences élevées provoquée par les capacités réparties et du câble de liaison sur l'élément parallèle du diviseur.

Les courbes de réponse en fréquence de la figure 2 sont obtenues avec une résistance d'entrée de l'amplificateur de puissance à la valeur usuelle de 500 kΩ. Si la résistance d'entrée est moindre que 470 kΩ, elle devra être changée et amenée à cette valeur. Si elle est de 1 MΩ, une autre résistance de 1 MΩ sera simplement placée entre câble et masse, et aucune modification de câblage ne sera nécessaire sur l'amplificateur lui-même.

La longueur du câble blindé entre le préamplificateur et le correcteur, et entre ce dernier et l'amplificateur de puissance devra être aussi réduite que possible, afin de réduire les risques de ronflement et l'atténuation des fréquences élevées.

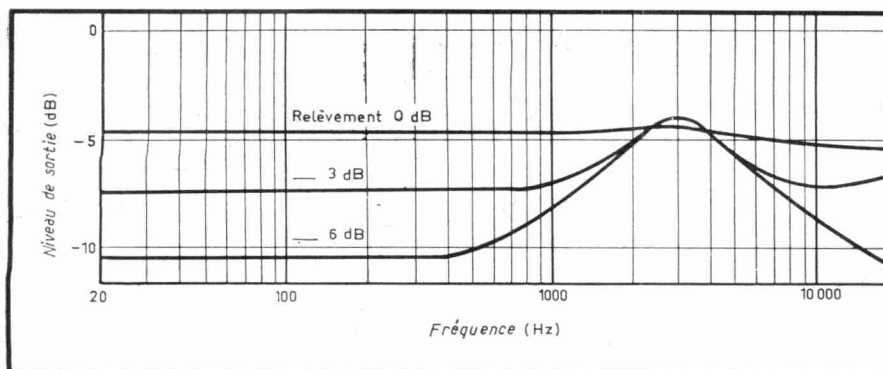


Fig. 2. — Courbes de réponse en fréquence du correcteur quand la résistance d'entrée de l'amplificateur est de l'ordre de 500 k Ω .

La photographie montre le mode de construction du correcteur d'effet de présence. La bobine CH₁ est montée sur le dessus du coffret et reliée au circuit par des fils souples. Le potentiomètre doit être branché de telle sorte que le minimum de résistance soit obtenu quand le bouton de commande est tourné dans le sens des aiguilles d'une montre.

Le circuit CH₁-C₂ devra présenter la plus forte surtension possible. Pour cela choisir une bobine de 20 henrys environ, du genre bobine de filtrage, présentant une faible capacité répartie, et qui résonnera seule sur une fréquence de l'ordre de 3 000 à 5 000 Hz.

Ajuster ensuite la résonance au moyen de C₂, condensateur au mica

grattable ou ajustable céramique. C₂ ne devra pas dépasser 200 à 300 pF.

La disposition des éléments n'est pas critique, et tout autre arrangement peut être utilisé sans inconvénient mais, comme il est habituel avec les circuits à haute impédance et à bas niveau, les connexions devront être aussi courtes que possible. Le correcteur montré sur le cliché était enfermé dans un coffret de 6 × 10 × 4 cm en aluminium.

La perte de niveau produite par la mise en circuit du correcteur varie entre 4,8 et 10,5 dB et dépend du degré de relèvement. Les équipements habituels pour l'écoute haute fidélité d'appartement ont une réserve de sensibilité suffisante pour compenser cette perte.

Comme la bobine CH₁ est soumise aux champs magnétiques de fuite des transformateurs d'alimentation et des moteurs de magnétophones et de tourne-disques, le correcteur ne pourra pas être monté en permanence sur l'amplificateur, et l'on devra choisir son emplacement et son orientation relative pour réduire le ronflement au minimum.

Adaptation I. Suit.

Construisez l'amplificateur AU 340 à correcteur de tonalité efficace pour électrophone léger

— par P.-A. FRANÇOIS —

En novembre 1956, nous avons décrit un amplificateur utilisant les nouveaux tubes de la série U présentés par la Radiotechnique, destiné à équiper une mallette phonographique légère.

Voici le second amplificateur de la série que nous avons annoncée à nos lecteurs. D'encombrement et d'emploi identiques à ceux du précédent, il diffère par une conception plus élaborée, d'où il résulte des performances nettement améliorées. En particulier la courbe de réponse globale a été améliorée par une contre-réaction énergétique. Un correcteur de tonalité particulièrement efficace permet l'ajustage de la courbe de réponse en fonction des courbes de lecture des disques et des conditions particulières d'écoute.

Donc comme le précédent, cet amplificateur est du type tous courants. Sachant parfaitement bien combien cette formule a été décriée, l'auteur est assez tenté de commencer cette étude par un plaidoyer pour ce type d'appareil, et de raisonner les qualités et les défauts pour en faire un bilan et en tirer une conclusion rigoureuse.

Il ne semble pas que ce soit néces-

saire si l'on se limite à des réalisations d'aussi peu d'envergure que celle-ci, et il suffit de considérer que le prix de revient, l'encombrement et le poids sont réduits à un minimum, tout en conservant des performances correctes, pour être convaincu de l'intérêt de la formule.

Les principes de base qui ont guidé l'étude sont donc les mêmes que pour

l'amplificateur précédent. On a simplement voulu ajouter une meilleure qualité sonore, se traduisant par une meilleure reproduction des fréquences extrêmes du spectre et une correction de tonalité permettant l'adaptation de l'amplificateur tant aux caractéristiques d'enregistrement et de lecture des disques qu'aux conditions d'écoute.

Pour tirer tout le parti permis par l'amplificateur, le haut-parleur devra être choisi de performances équivalentes. Voyons donc les solutions retenues.

Schéma de l'amplificateur. Etage de puissance.

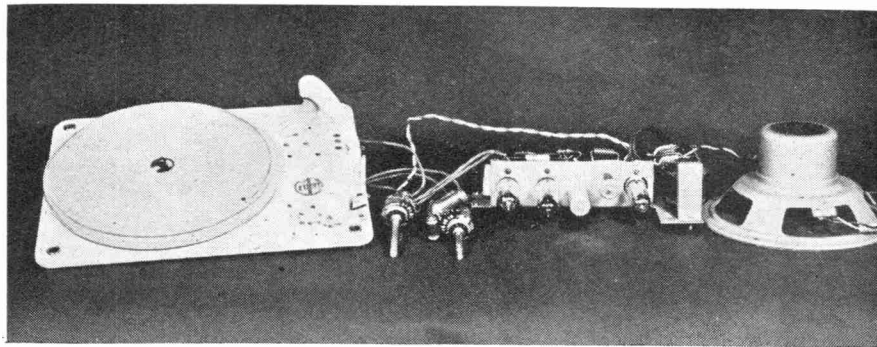
Nous ne le détaillerons pas en entier puisque, en ce qui concerne l'étage de puissance et l'alimentation, il a été

fait usage des tubes UL84 et UY92 utilisés dans les mêmes conditions. Il n'est pas apparu indispensable d'utiliser une inductance de filtrage malgré le relèvement des fréquences basses. Certes, sans contre-réaction le niveau de ronflement est sensible, bien que nullement prohibitif, mais la contre-réaction réduit ce ronflement de 8 dB et, par surcroît, le montage du haut-parleur sur le couvercle de l'électrophone introduit un facteur de limitation vers les fréquences basses encore plus considérable. Tous les essais ont été effectués avec un haut-parleur SUPRAVOX de 21 cm monté en enceinte accordée acoustiquement (une conque Elipson). En conséquence, les moindres défauts devenaient nettement perceptibles.

Pour une tension d'alimentation secteur de 115 V, la haute tension redressée, mesurée à la cathode du tube redresseur, est de 133 volts. Elle est de 125 volts après la cellule de filtrage.

Dans ces conditions, avec une résistance cathodique de 170 Ω pour le tube UL84, la tension de polarisation de ce tube est de 8,4 volts. La puissance mesurée à 400 Hz, sur le secondaire du transformateur de sortie chargé par une résistance pure de 2,5 ohms, a été de 2,55 W pour une distorsion globale de 9 %. Pour effectuer cette mesure, le générateur attaquait directement la grille de la partie heptode du tube UCH81, la ligne de contre-réaction étant mise à la masse.

La contre-réaction étant rétablie avec les valeurs indiquées sur le schéma, une puissance de 2,1 W a été obtenue avec 3,5 % de distorsion. Au-delà de 2,2 W, la distorsion augmentait très rapidement. La perte de sensibilité



Vue générale d'amplificateur attelé aux deux éléments terminaux de la chaîne : à gauche, la platine tourne-disques EDEN ; à droite, le haut-parleur 17 cm de SUPRAVOX.

introduite par la contre-réaction est de 2,5 fois, ce qui permet de chiffrer la contre-réaction à 8 dB environ.

Divers essais ont été effectués pour augmenter le taux de contre-réaction en cherchant à mettre à profit la grande sensibilité des étages d'entrée. La perte de sensibilité a pu être portée à 4 sans inconvénient, mais au-delà on assistait à une distorsion importante due à la surcharge de la troisième grille de l'heptode UCH81. C'est pourquoi le circuit de contre-réaction doit être de résistance assez basse. En portant la résistance de polarisation du tube UCH81 à 2 000 ohms, la limitation était éloignée du point critique, mais les conditions de travail des tubes devenaient moins intéressantes. De plus, l'admittance grille n'augmentait pas assez pour qu'un avantage réel en résultât.

Ces considérations montrent à quel

point l'étude d'un amplificateur, travaillant à ses limites de possibilité, est un tout où il faut considérer simultanément l'étage de puissance, les étages préamplificateurs, la contre-réaction et les circuits correcteurs.

Le transformateur de sortie est, là encore, un modèle établi sur fer de 60 mm, de façon à ne pas apporter de limitation sensible du fait du transformateur. L'impédance rapportée au primaire est de 2,4 k Ω .

Remarquons que le découplage de la résistance de polarisation du tube UL84 a été porté à 100 μ F sans qu'apparaisse de ronflement, en raison de la contre-réaction qui amène une réduction notable des bruits.

L'étage préamplificateur.

Pour cette partie on fait appel à la partie heptode d'un tube UCH81.

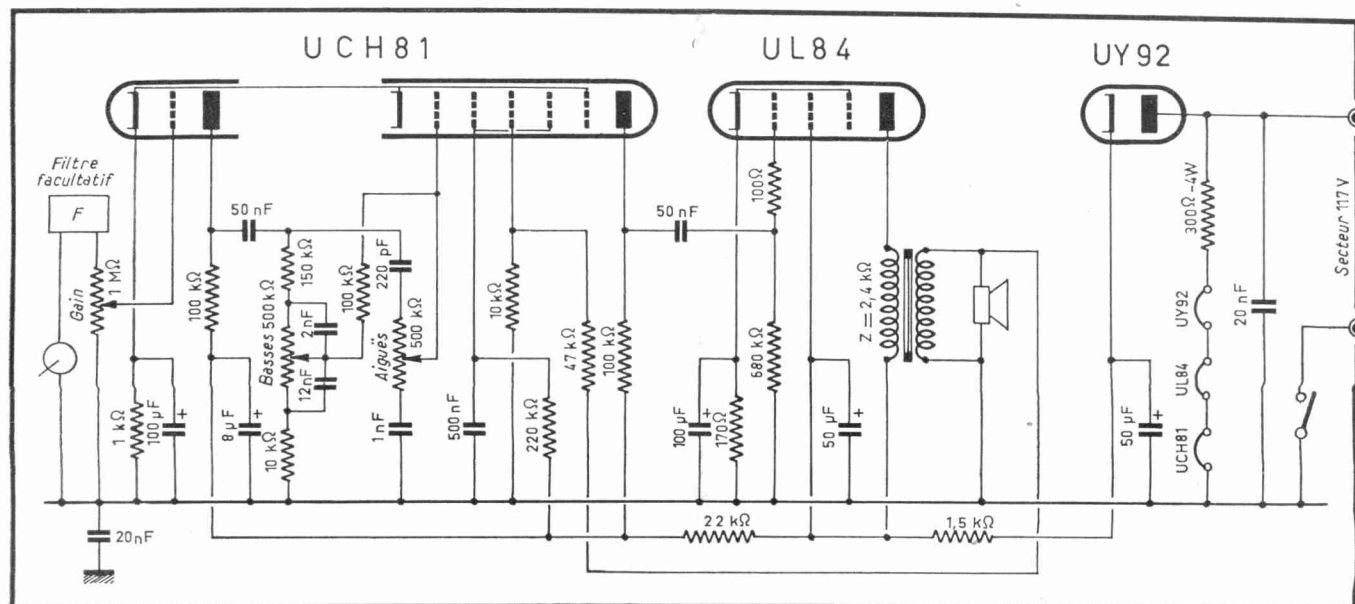
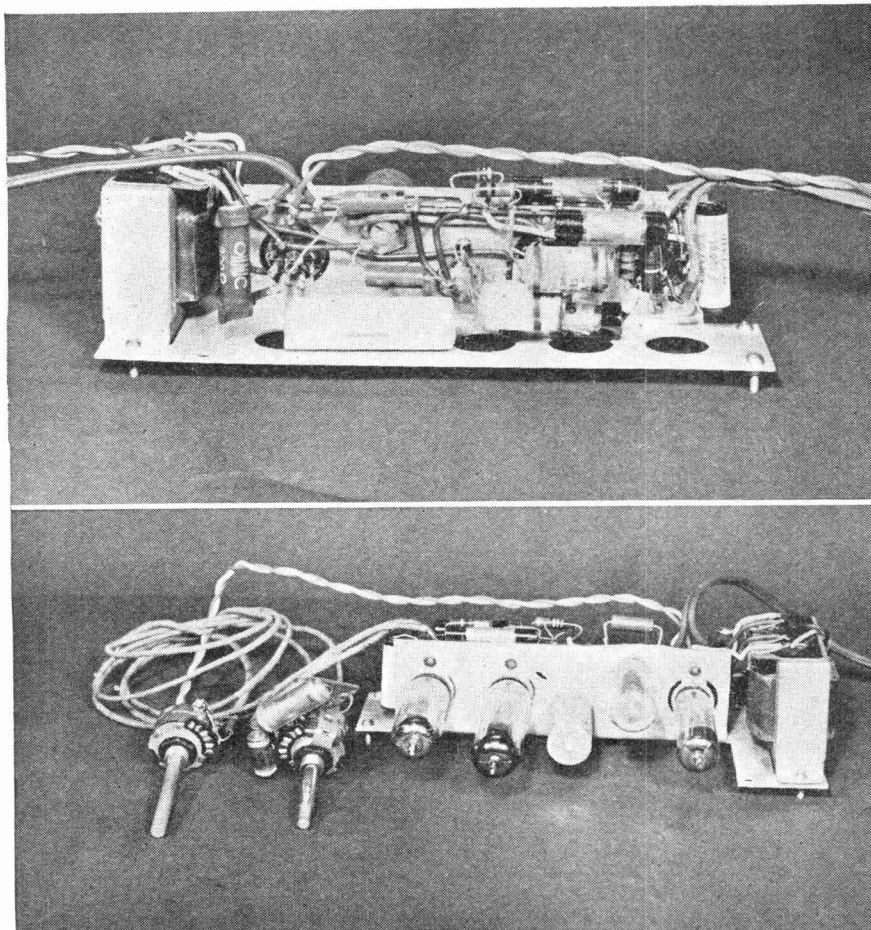


Fig. 1. — Schéma général de l'amplificateur. Noter l'absence de découplages éliminateurs de fréquences élevées. Pour un câblage compact, l'amplificateur est parfaitement stable malgré les trois étages d'amplification.



Deux vues de l'amplificateur terminé. Au-dessus, vue côté câblage réalisé de façon compacte. Les fils blindés sont du type isolé extérieurement, ce qui évite les boucles de masse et les ronflements qui s'ensuivent.

Au-dessous : l'amplificateur et les potentiomètres de gain et de correction de tonalité. Sur le montage définitif, les fils blindés seront raccourcis au minimum pour éviter les capacités parasites.

Ce tube d'équipement classique, prévu initialement pour le changement de fréquence, convient très bien comme amplificateur basse fréquence de tension.

Quand le choix d'utiliser la partie heptode ou la partie triode en premier s'est posé, il est apparu préférable de mettre la partie triode à l'étage d'entrée, puisqu'elle présente de meilleures caractéristiques de microphonie et que sa faible résistance interne est plus favorable pour précéder le dispositif correcteur de tonalité.

De plus, l'emploi en second étage de la partie heptode qui a deux grilles de commande, facilite l'introduction de la tension de contre-réaction qui pourra être faite sur la troisième grille sans inconvénient théorique, bien que pratiquement les choses soient assez différentes. Nous l'avons déjà vu plus haut à propos du taux maximum de contre-réaction admissible. En effet,

l'application de contre-réaction sur un circuit grille ou de cathode d'un tube préamplificateur de la façon classique a pour effet d'augmenter d'autant l'admittance grille. Si la tension de contre-réaction est appliquée sur une grille de commande séparée, son maximum est fixé par le recul de grille, et son efficacité est fonction du gain par rapport à cette électrode.

Le premier étage d'amplification utilise la partie triode du tube UCH81. La résistance de polarisation de 1000 ohms commune aux deux étages est découplée par une capacité élevée de 100 μ F pour éviter l'interréaction d'un étage sur l'autre.

Le circuit correcteur de tonalité qui fait suite est fort classique et a déjà été utilisé dans certaines de nos précédentes réalisations. Ses résultats fort intéressants sont bien connus et sans surprise. En principe, ce correcteur introduit une remontée des fréquences

basses et des fréquences élevées de l'ordre de 20 dB. On remarquera qu'en fait les mesures font apparaître des résultats moins importants, mais néanmoins très intéressants.

Résultat des mesures.

Tous les relevés de courbe de réponse ont été effectués en appliquant le signal de sortie du générateur directement aux bornes du potentiomètre d'entrée, ce qui a pour effet de supprimer l'action du correcteur de réponse de la cartouche lectrice placé avant ce potentiomètre.

La courbe a été relevée en mettant la troisième grille de l'heptode UCH81 à la masse pour supprimer la contre-réaction. Les potentiomètres du correcteur de tonalité ont été ajustés de façon à retrouver le niveau 0 dB aux trois fréquences de 100, 1000 et 10000 Hz. On constate des chutes de 10 dB à 20 Hz et de 5,5 dB seulement à 20 kHz. Ce dernier résultat s'explique facilement si l'on examine l'allure générale de la courbe, qui présente une remontée de 1,8 dB à 4000 Hz. On peut prévoir que le circuit correcteur d'aiguës introduisait alors un certain relèvement par rapport à la courbe de réponse normale de l'amplificateur. Pour une transmission linéaire du correcteur on aurait dû avoir une atténuation à 10 kHz.

En rétablissant la contre-réaction, la courbe de réponse devenait celle de la figure b. Son efficacité est plus importante aux fréquences basses qu'aux fréquences élevées, comme on le constate toujours avec un matériel courant.

Avec contre-réaction, le niveau 0 dB est reporté à 50 Hz, ce qui fait gagner un octave de ce côté. Pour le relevé de la courbe b, on n'a pas touché au correcteur de tonalité qui est resté dans la position ayant permis le relevé de la courbe a. Par contre, le potentiomètre d'entrée a été ajusté de façon à rétablir le niveau initial à 1000 Hz.

La courbe c a été relevée sans toucher au niveau d'entrée, c'est-à-dire dans les conditions du relevé de la courbe b. Le correcteur de tonalité a été placé au minimum de basses et d'aiguës. On constate un sommet de 1,2 dB à 1100 Hz, une atténuation de 15 dB à 100 Hz et de 12 dB à 10000 Hz, le niveau de référence étant le niveau 0 dB de la courbe b.

La courbe d a été relevée dans les mêmes conditions, mais en plaçant le correcteur de tonalité au maximum de basses et au maximum d'aiguës, niveau 0 dB fixé par rapport au niveau à 1000 Hz de la courbe b. On constate maintenant un creux de -3,7 dB à 730 Hz et des remontées maxima de 7,5 dB pour un palier entre 5 et 10 kHz, et de 8 dB à 80 Hz. Le sommet de la courbe c et le creux de d ne se trouvent pas à la même fréquence. Il ne

faut d'ailleurs pas croire qu'il s'agisse là d'un vice, mais au contraire ce résultat est voulu. En effet, dans les conditions d'écoute avec basses et aiguës atténuées, il est logique de situer le maximum obtenu par le jeu du correcteur de tonalité aux environs de 1 000 Hz, tous les haut-parleurs présentant un creux à cette fréquence, la fréquence de 1 000 Hz constituant par ailleurs la fréquence moyenne de la bande des fréquences (300 à 3 500) nécessaire à une bonne compréhension.

Dans le cas de l'écoute avec basses et aiguës relevées, il s'agit de rechercher la meilleure impression auditive possible. Relever les fréquences basses à partir de 1 000 ou 1 200 hertz amènerait rapidement une prédominance des fréquences de l'ordre de 400 à 800 Hz empâtant le texte sonore, surtout aux bas niveaux où les fréquences basses paraissent absentes. Il est donc plus logique de chercher à relever les basses à partir de 700 Hz seulement pour conserver un meilleur équilibre du médium.

Cette caractéristique est encore favorable pour une écoute faite dans les conditions les plus habituelles, c'est-à-dire en relevant les basses et en atténuant légèrement les aiguës. Dans ces conditions les deux réglages du correcteur de tonalité amenés dans les positions adéquates apportent un relèvement à partir de 600 Hz, un palier s'étendant ensuite jusqu'à 1 500 Hz et une atténuation ensuite.

En l'absence de correcteur de lecture et de compensateur de la caractéristique particulière de la tête de pick-up, ces dispositions sont en général favorables.

Tests d'écoute.

Des tests d'écoute effectués avec l'amplificateur *sans correcteur* entre la tête de lecture à cristal et le potentiomètre d'entrée ont montré que pour certains enregistrements de jazz déficients dans les aiguës il pouvait être avantageux de relever les fréquences élevées. Pour cela on a rendu la contre-réaction sélective en plaçant une capacité en parallèle avec la résistance de fuite de la troisième grille heptode UCH81. Cette capacité, fixée à 5 nF, n'apporta pas de changement au niveau à 1 000 Hz ni en dessous.

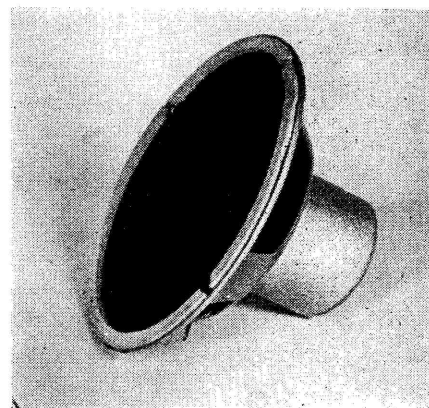
Dans les mêmes conditions que pour le relevé de la courbe *b* on a obtenu la courbe *e* qui se confond avec la courbe *b* aux fréquences basses.

Avec le tourne-disques EDEN utilisé, les meilleurs résultats auditifs ont été obtenus sans l'emploi de cette capacité. Avec ce tourne-disques, les essais d'écoute du disque-test Pathé-Vox DL 130 l'ont parfaitement montré. Les mesures faites avec ce disque ont donné, par rapport au niveau à 1 000 Hz, des atténuations de

- 5 dB à 50 Hz ;
- 1,4 dB à 70 Hz ;
- 6 dB à 15 kHz ;
- 2,4 dB à 14 kHz ;

ce qui donne les performances globales aux deux extrémités de la bande des fréquences acoustiques. Indiquons que pour cette mesure le correcteur était au maximum d'aiguës et de basses, et que la tension de sortie était lue aux bornes de la bobine mobile et non plus aux bornes d'une résistance pure comme précédemment.

Remarquant que le potentiomètre de niveau d'entrée ne dépassait pas la moitié de sa course pour une modu-



Le haut-parleur SUPRAVOX type T1755 reproduisant une bande de fréquences de 55 à 16 000 Hz.

lation complète de l'amplificateur, nous avons adjoint entre la tête de lecture et le potentiomètre d'entrée un correcteur dont le schéma général indique la position. A l'expérience, il s'est avéré que les valeurs utilisées pour ce correcteur, et en se référant à des tests d'écoute, étaient très variables suivant les platines de lecture et les haut-parleurs utilisés. Aussi les valeurs utilisées pratiquement devront être choisies en fonction des indications des fournisseurs de tourne-disques.

Construction de l'amplificateur.

Le châssis utilisé est le même que pour notre réalisation décrite en novembre. Rappelons qu'il se loge sous la platine tourne-disques EDEN, la profondeur nécessaire se limitant à celle du moteur. Les potentiomètres sont fixés sur le côté de la mallette, sur une contre-plaque fixée à l'intérieur, l'ouverture étant suffisante pour permettre le dégagement des boutons de manœuvre.

Le haut-parleur doit naturellement être de qualité compatible avec celle de l'amplificateur. On a pris un modèle 17 cm de SUPRAVOX. Les potentiomètres sont des D 25 RADIOHM, du type RI pour le potentiomètre de volume, et du type R + R pour le potentiomètre double du correcteur. Tous ont une courbe de variation logarithmique.

Tous les autres éléments ne sont pas critiques. Les tubes sont naturellement de la Radiotechnique.

Le transformateur de sortie fixé à une extrémité du châssis dépasse le plan de fixation de 55 mm, alors que la mallette prévue laisse un dégagement de 68 mm. Une partie de cette différence a pu être utilisée pour fixer le châssis au moyen d'amortisseurs de caoutchouc, ce qui évite non seulement l'effet de ronronnement dû au moteur, mais les conséquences des chocs pendant le transport.

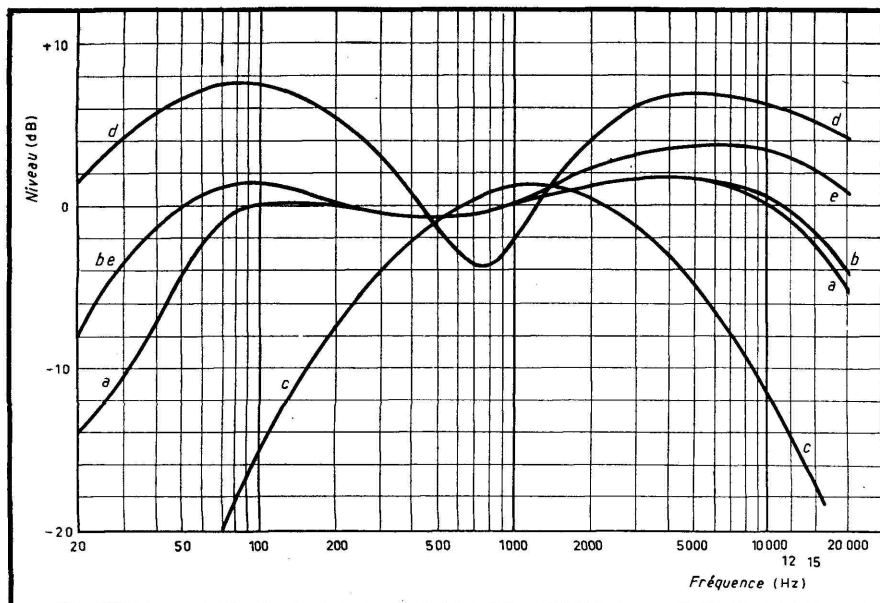


Fig. 2. — Courbes de réponse globales de l'amplificateur avec et sans contre-réaction et pour diverses positions du correcteur de tonalité. Les correspondances de ces courbes sont indiquées dans le texte.

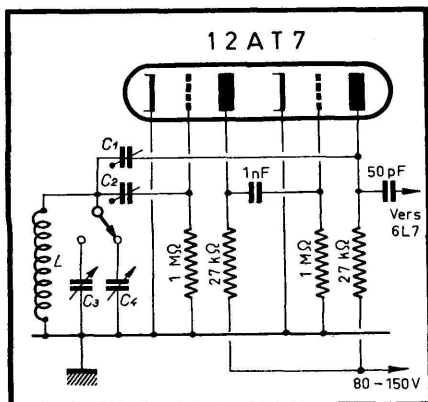
Oscillateur Franklin

HAROLD E. ALLEN. — Franklin Oscillator.

Electronic Industries and Tele-Tech, vol. 15, n° 12, déc. 1956, p. 41.

Cet oscillateur de très haute stabilité a été établi pour être substitué à l'oscillateur local d'un récepteur de trafic.

Ce type d'oscillateur, étudié à l'origine par C. S. Franklin, pour la Cie Marconi, est d'une exceptionnelle stabilité quand le couplage



du circuit oscillant avec le circuit d'entretien est réduit à un minimum compatible avec un bon entretien des oscillations. Ce couplage peut encore être réduit si l'on fait usage d'un circuit de haute qualité, c'est-à-dire où L et C présentent le coefficient de surtension le plus grand possible.

Ici l'oscillateur fonctionne sur des fréquences comprises entre 610 et 1 180 kHz. C₁ et C₂ sont des ajustables céramiques de 3 pF. La

plus grande stabilité peut être assurée quand C₁ et C₂ sont ajustés au minimum de capacité assurant encore l'entretien des oscillations. Ces deux capacités peuvent être combinées en un ensemble sur le même axe. L'entretien a pu être assuré jusqu'à des capacités inférieures à 1 pF.

La tension d'utilisation est prise sur l'anode de la seconde section du tube 12AT7, bien qu'en général il soit préférable de la prendre sur l'anode du premier tube ou la grille du second ce qui permet d'assurer un moindre couplage entre la charge et le circuit oscillant.

Cet oscillateur, en dehors de cet usage particulier, peut parfaitement convenir comme oscillateur de laboratoire, étalon de fréquence secondaire ou pilote d'émetteur. Un quartz peut être substitué au circuit accordé. Tous les types de quartz peuvent osciller correctement.

Mesure de l'inductance des transformateurs ou des bobines traversés par un courant continu

TRANSFORMATOREN - MESSGERAT MIT ELECTRONISCHER ANZEIGE, RADIO MENTOR, 1, 1957, p. 14.

Le pont décrit, qui a été présenté à Amsterdam par H. Støt, permet la mesure du coefficient de self-induction des bobines et des enroulements de transformateur traversés par des courants continus. L'appareil fait appel au circuit classique du pont de Hay, qui convient bien pour la mesure des coefficients de self-induction élevés qui permet facilement de faire traverser la bobine sous mesure par un courant continu, puisque l'équilibre en continu n'est pas nécessaire.

En dehors des divers paramètres du pont, R₁, R₂, R₃ et C qui sont étalonnés et connus,

il faut connaître la pulsation pour déterminer la valeur du coefficient de self-induction.

Le coefficient de self-induction de Lx est donné par la formule :

$$L = R_1, R_3, C \frac{1}{1 + \omega^2 C^2 R_2^2}$$

Sa résistance est donnée par

$$R = R_1, R_3 \frac{1}{1 + \omega^2 C^2 R_2^2}$$

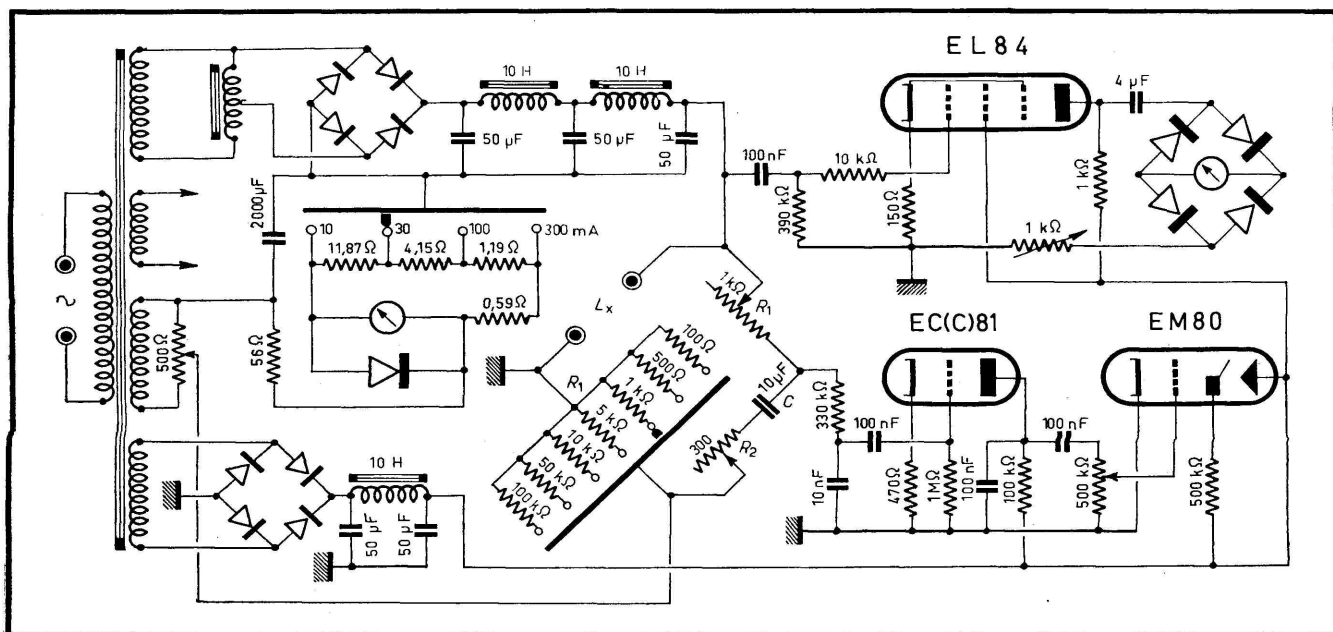
A la pulsation ω , le coefficient de surtension sera $Q = \frac{L\omega}{R}$.

Comme les transformateurs sont destinés à fonctionner en basse fréquence et que la mesure à 50 Hz est une des plus caractéristiques puisqu'elle se situe à une fréquence à l'extrémité inférieure du spectre, on utilise le secteur comme source de tension alternative.

L'appareil rendra de grands services pour des mesures sur les enroulements de transducteurs d'amplificateurs magnétiques et là encore la fréquence de 50 Hz est naturellement la plus appropriée.

La source de tension continue est capable de débiter jusqu'à 300 mA. L'ajustage du courant est fait par un autotransformateur variable genre Alternostat ou Variac, le redressement étant effectué par deux cellules au selenium en parallèle capables de supporter chacune une tension de 250 V et un courant de 150 mA. Un galvanomètre avec shunt variable permet l'ajustage pour déviation maximum de l'appareil de mesure de 10, 30, 100 et 300 mA.

La tension alternative d'alimentation du pont prise sur un enroulement spécial de transformateur (il s'agit en fait d'un transformateur séparé qui, de ce fait, n'est pas influencé par les harmoniques dues au redressement), est réglée par un potentiomètre de 500 ohms. Elle est mise en série avec la com-



Chez les CONSTRUCTEURS

Les répartiteurs à lignes construits par DIÉLA

Le problème de la répartition correcte de l'énergie captée par une antenne de télévision se pose fréquemment à l'usager comme à l'installateur.

Il s'agit, par exemple, de pouvoir alimenter tous les locataires d'un immeuble au moyen d'une antenne commune... Il s'agit, dans un atelier de dépannage, ou dans une salle de démonstrations, de pouvoir brancher un nombre quelconque d'appareils.

Il ne s'agit pas d'un simple branchement en parallèle, comme lorsqu'on connecte un nombre quelconque de lampes sur un réseau électrique.

Deux conditions doivent être rigoureusement respectées :

1° Le câble d'antenne doit toujours « voir » une impédance égale à son impédance caractéristique ;

2° Chaque récepteur doit, lui aussi, être alimenté par une liaison dont l'impédance correspond à celle du circuit d'entrée du récepteur (75 ohms, en France).

Or, il est évident qu'en connectant en parallèle deux récepteurs de 75 ohms, l'impédance résultante (en le supposant ohmique) n'est plus que 37,5 ohms.

Dans ces conditions l'énergie apportée par le câble est mal utilisée : une partie est renvoyée en sens inverse et produit des ondes stationnaires. Cela se traduit pratiquement par une perte notable de sensibilité et la production d'images fantômes... ou, tout au moins de défauts prononcés (effet de « plastic », dépassement, etc...).

Le répartiteur à résistances.

Une solution simple et bien connue est l'emploi d'un répartiteur à résistances.

Nous en donnons le principe figure 1. L'équilibrage est obtenu au moyen de résistances d'égale valeur R. Les gaines des câbles coaxiaux sont reliées entre elles.

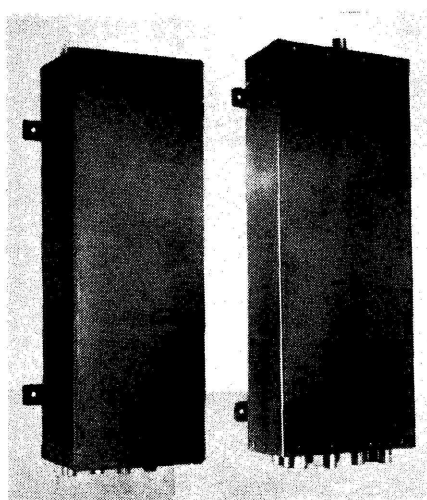
L'impédance « vue » par un câble quelconque est donnée par

$$Z = R + \frac{R + Z_c}{n}$$

Z étant l'impédance caractéristique du câble et n le nombre de dérivations.

De l'expression précédente, on tire :

$$nZ = nR + R + Z_c$$



$$nZ = (n + 1) R + Z_c$$

Or, il s'agit de choisir R pour que $Z = Z_c$.

On trouve ainsi :

$$R = \frac{Z_c (n - 1)}{n + 1}$$

Exemple : pour un câble de 75 ohms et pour deux dérivations (cas de la figure 1)

$$R = \frac{75}{3} = 25 \text{ ohms}$$

Mais il est évident que les résistances R introduisent des pertes importantes.

La puissance est déjà évidemment réduite de 50 % dans le cas de la figure

soit de 6 dB. L'alternation serait de 10 décibels pour trois dérivations et elle atteindrait des pertes absolument inacceptables au-delà.

Répartiteurs à lignes quart d'onde.

On sait (nous l'avons montré ici même, il y a déjà longtemps), qu'une ligne quart d'onde peut constituer un excellent transformateur d'impédance.

Dans la réalisation mise au point par les Etablissements DIELA ces lignes sont constituées par des lignes à diélectrique polythène. Il a été naturellement tenu compte du fait que la constante diélectrique de polythène n'est pas celle de l'air (ou du vide) et que le quart d'onde du polythène n'est pas celui de l'air.

Chaque récepteur comporte son transformateur d'adaptation et, d'autre part, la ligne d'amenée d'énergie (câble d'antenne) est elle-même adaptée par un transformateur.

Le montage est indiqué figure 2.

Les affaiblissements sont beaucoup plus réduits qu'avec l'emploi exclusif des résistances. En effet, on obtient :

6 dB pour 4 dérivations ;

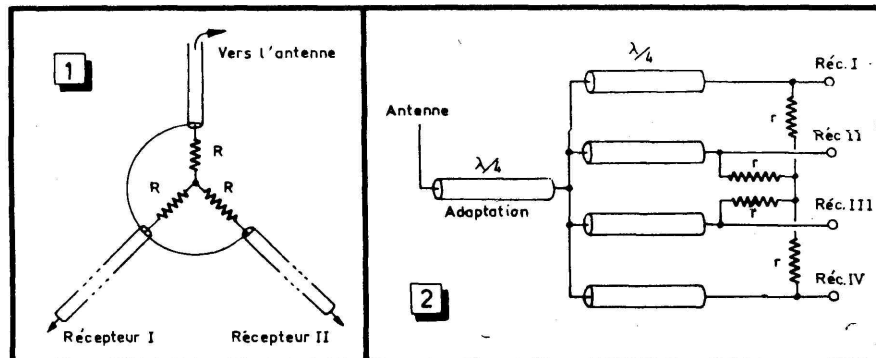
12 dB pour 10 dérivations.

L'adaptation est maintenue dans une très large bande.

Normalement, le calcul d'adaptation est effectué pour la charge totale. Si certaines dérivations ne sont pas utilisées, il faut remplacer les absents par des résistances de 75 ohms.

Il y a évidemment intérêt à prévoir strictement le nombre de dérivations nécessaires.

L. C.



Chez les CONSTRUCTEURS

Le générateur de mire 682 de CENTRAD

Destiné initialement aux ateliers de dépannage, le générateur de mire électronique 682 de Centrad pourra rendre également de grands services à l'étude en raison de la précision des signaux fournis.

C'est qu'en effet il permet non seulement la vérification de tous les téléviseurs, mais aussi leur mise au point, quels que soient les standards (819 ou 625 lignes), les canaux et les systèmes de synchronisation adoptés.

La structure du signal vidéo est celle des émissions à reproduire. Conformément aux normes en vigueur, les signaux de synchro comprennent, en vertical comme en horizontal, un palier avant de sécurité, un top, un palier arrière d'effacement.

L'oscillateur HF couvre sans trou la bande de 25 à 225 MHz en 4 gammes.

Le bloc-son est piloté par quartz et amovible, permettant par substitution l'utilisation de la mire 682 sur différents canaux.

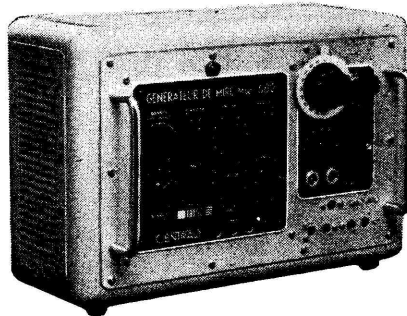
L'interporteuse est fixée par un oscillateur d'intervalle à quartz avec emplacements fixes et protégés pour deux quartz, 5,5 MHz (625 l) et 11,15 MHz (819 l) commutés par contacteur de sélection.

La bande passante du récepteur peut être vérifiée par un oscillateur de contrôle disposant d'un contacteur de mise en circuit.

La composition du signal vidéo est fixée par un contacteur discriminant les fonctions : barres verticales, barres horizontales, quadrillage, image blanche. Le nombre de barres verticales et horizontales, leur présence simultanée constituant le quadrillage, est réglé par des potentiomètres.

Les sorties vidéo, en positif ou en négatif, peuvent délivrer 10 V eff, le niveau vidéo étant réglé par potentiomètre.

Le taux de synchro est variable entre 0 et



50 % avec la position, correspondant au taux normal de 25 %, préréglée.

Le double atténuateur HF est blindé et présente une impédance constante de 75 ohms.

La modulation du bloc son peut se faire intérieurement par un oscillateur sinusoïdal à 800 Hz ou de l'extérieur par une source BF quelconque, un pick-up, par exemple.

Présenté sous la forme d'un coffret en tôle givrée muni de poignées de transport, le générateur de mire 682 possède un panneau avant en aluminium oxydé noir avec inscriptions blanches fort lisibles et supportant tous les éléments de commande, lesquels, ainsi que les douilles de commande, sont facilement accessibles.

Treize tubes multiples équipent le générateur et c'est une performance exceptionnelle que d'avoir réussi à établir avec ces moyens un appareil aux possibilités aussi étendues, indispensable au technicien de la télévision désirant un appareil accessible et pourtant d'emploi presque universel.

Démonstrations de télévision sur grand écran avec un appareillage italien

Le 16 janvier, nous avons été conviés à une démonstration au Cinéma Aubert Palace Gaudmont, de l'exploitation d'un projecteur de télévision sur grand écran, spécialement conçu pour l'exploitation cinématographique, construit par Cinemeccanica di Milan (Italie) et présenté par les Etablissements Cinélume de Paris, qui importent ce matériel.

L'appareil C/90 est réalisé en deux versions : monobloc comprenant le récepteur proprement dit et les parties électroniques ; en deux parties séparées, le projecteur d'une part et les parties électroniques sur rack de l'autre. Avec l'ensemble monobloc, utilisé pour la démonstration à l'Aubert, l'appareil complet doit être placé à l'orchestre. La mise en place est très rapide, quelques minutes seulement.

L'image présente sur l'écran une dimension de $5,30 \times 4$ m. Formée sur un tube cathodique de 127 mm de diamètre, elle est projetée sur l'écran par un système Schmit classique.

L'écran utilisé était du type « Sunny-screen » en matière plastique perforée, gaufrée et métallisée, normalement utilisé pour les projections dans les salles de cinéma, fabriqué par Cinemeccanica et adopté par de nombreux cinémas en France. Il s'agit aussi d'un écran normal de cinéma à faible directivité et en conséquence à gain de lumière très modeste.

En Italie, cette formule connaît un certain succès. Non seulement des programmes spéciaux de TV sont diffusés à l'intention des salles publiques par la RAI, mais le caractère même de l'Italien l'amène à profiter en public de programmes tels que les retransmissions sportives. Cette formule, indépendamment de l'absence de programme spécial, pourrait-elle connaître le succès en France ?

Revue des REVUES

(Suite de la page 63)

base revenant au circuit de cathode et non à la masse. On conserve ainsi un fonctionnement du tube en pentode malgré l'absence de découplage d'écran et, en conséquence, un gain élevé du tube.

La tension d'utilisation est réglée par un potentiomètre de 50 k Ω en base du circuit potentiométrique de grille EF86. Cette grille pourrait avantageusement revenir au curseur d'un potentiomètre de 250 k Ω se substituant à la résistance de 220 k Ω pour obtenir une plus large plage de réglage.

Le redresseur est un EZ81, que l'on trouve depuis peu en France. Quant au tube au néon il s'agit d'un 85A2, qui possède une plage de régulation s'étendant sur une grande variation de courant.

Cette alimentation, réalisée sous une forme autonome, pourra être utile au laboratoire et elle pourra encore être incorporée à tout projet nécessitant une haute tension indépendante des variations de la tension secteur et de la charge.

Notez bien :

Le salon annuel de la Pièce Détachée Radioélectrique

aura lieu
au Parc des Expositions
de la Porte de Versailles
du 29 Mars au 2 Avril 1957

Les dates portées sur l'invitation
publiée dans les pages publicité de
notre numéro de janvier étaient
erronées.

PETITES ANNONCES

Rentrant prochainement de colonie

GÉRANT DE SOCIÉTÉ

Agent de marques connaissant distribution vente gros et détail de matériels Radio et Electro-acoustiques.

Compétence technico-commerciale en Sonorisation, Enregistrement, Radio,

CHERCHE SITUATION

de préférence non sédentaire, si possible en rapport avec activité actuelle.

Prière demander adresse à la Revue.

Répondrai avec cur. vit. et références.

Cède raison famille, ville industrielle, très belle affaire Radio-TV-Electro-Ménager. Agence grandes marques. Ecrire revue, n° 3401.

**SALON NATIONAL
DE LA
PIÈCE DÉTACHÉE
Radio-Télévision**

Le Salon est organisé par :

- le S.I.P.A.R.E. (Syndicat des Industries de Pièces Détachées et Accessoires Radioélectriques et Electroniques) ;
- la Chambre Syndicale des Constructeurs de Compteurs, Transformateurs, Appareils Electriques et Electroniques de Mesure et de Contrôle ;
- le S.C.A.R.T. (Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio et Téléviseurs) ;
- le S.I.T.E.L. (Tubes électroniques) ;
- le Syndicat des Constructeurs Français de Condensateurs électriques fixes.

Invitation

Nous invitons nos lecteurs de la Métropole de l'Union Française et de l'Etranger, à visiter le Salon National de la Pièce Détachée Radio-Télévision, qui aura lieu à Paris, au Parc des Expositions, Porte de Versailles. Du 29 mars au 2 avril inclus TSF et TV.

**SALON
RÉSERVÉ
AUX
PROFESSIONNELS**

Découpez cette invitation; elle sera valable pour votre entrée gratuite au SALON

Y. P.

**COURS DU JOUR
COURS DU SOIR
(EXTERNAT INTERNAT)
COURS SPÉCIAUX
PAR CORRESPONDANCE
AVEC TRAVAUX PRATIQUES
chez soi**

Guide des carrières gratuit N° 72 PT

**ECOLE CENTRALE DE TSF
ET D'ELECTRONIQUE**

12, RUE DE LA LUNE, PARIS-2° - CEN 78-87

R.P.E.

■ PRECISIONS SUR...

N° 1 (paru) : **LES MACHINES A CALCULER ELECTRONIQUES** par L. CHRETIEN, ing. E.S.E. : 360 fr. (Envoi franco contre 390 fr.

N° 3 (paru) : **LA FIBRE DE VERRE**, textile et isolant. Fabrication et emplois, par COMPAIN-QUERAL : 360 fr. franco 390. fr.

N° 4 (paru) : **LA TELEVISION EN COULEURS**, initiation : colorimétrie, analyse, systèmes nouveaux, par L. CHRETIEN : 360 fr. franco 390 fr.

POUR LES ÉLECTRICIENS :

■ **TECHNOLOGIE DE L'APPAREILLAGE ELECTRIQUE**, basse, moyenne et haute tension. Cours pour le C.A.P. de monteur électricien et pour l'installateur, 180 p., 308 fig. : 990 fr. franco 1.060 fr.

■ **ETUDE TECHNOLOGIQUE DES BOBINAGES ELECTRIQUES ET DE LEUR REPARATION** (moteurs, dynamos, alternateurs, transformateurs), un important ouvrage de 248 pages, 15 X 24 cm, 330 figures, par Marcel DEL-FOSSE, ing. A.M. Un ouvrage « unique » et indispensable : 1.500 francs (Envoi franco contre 1570 francs.)

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine - PARIS (6°) — C.C.P. Paris 53-35

L'ouvrage que tous les techniciens

spécialistes de la prise de son et de l'enregistrement sonore sous toutes ses formes

ATTENDAIENT

L'INGENIEUR DU SON

par V. JEAN-LOUIS

● Un ouvrage clair, complet, précis, dans lequel l'auteur livre à ses lecteurs la somme de l'expérience qu'il a acquise dans les studios de la Radiodiffusion Française.

Un volume de 296 pages 16 X 25, copieusement illustré.

Prix, broché : 2.700 F ; relié : 3.000 F

ÉDITIONS CHIRON

40, rue de Seine,

Paris (6°) - CCP Paris 53-35

*Inutile de
vous le préciser*



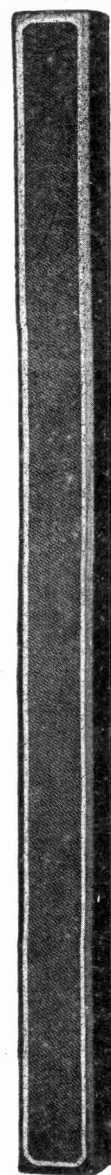
● vous avez déjà reconnu
le **MICROPHONE**
MELODIUM
75 A

● de réputation mondiale

PUBL. RAPHY

★ 296, RUE LECOURBE - PARIS 15^e - TÉL. : LEC. 50-80 (3 Lignes) ★

BIREFLEX



COLONNES STENTOR

S.C.I.A.R. DIST. EXCLUS., B. P. 2 MONTAUBAN FRANCE - TÉL. 63.1880

REF.100

DEMANDEZ NOTRE NOTICE N° 203

ÉTS

PAUL BOUYER

ET CIE

S. A. AU CAPITAL DE 30.000.000 DE FRF

Agent pour la Belgique : M. PRÉVOST, 7, place J.-B. Willems, BRUXELLES