

NUMÉRO 26

PRIX : 120 FR

TELEVISION

DIRECTEUR : E. AISBERG

MAGAZINE MENSUEL THÉORIQUE ET PRATIQUE

SOMMAIRE

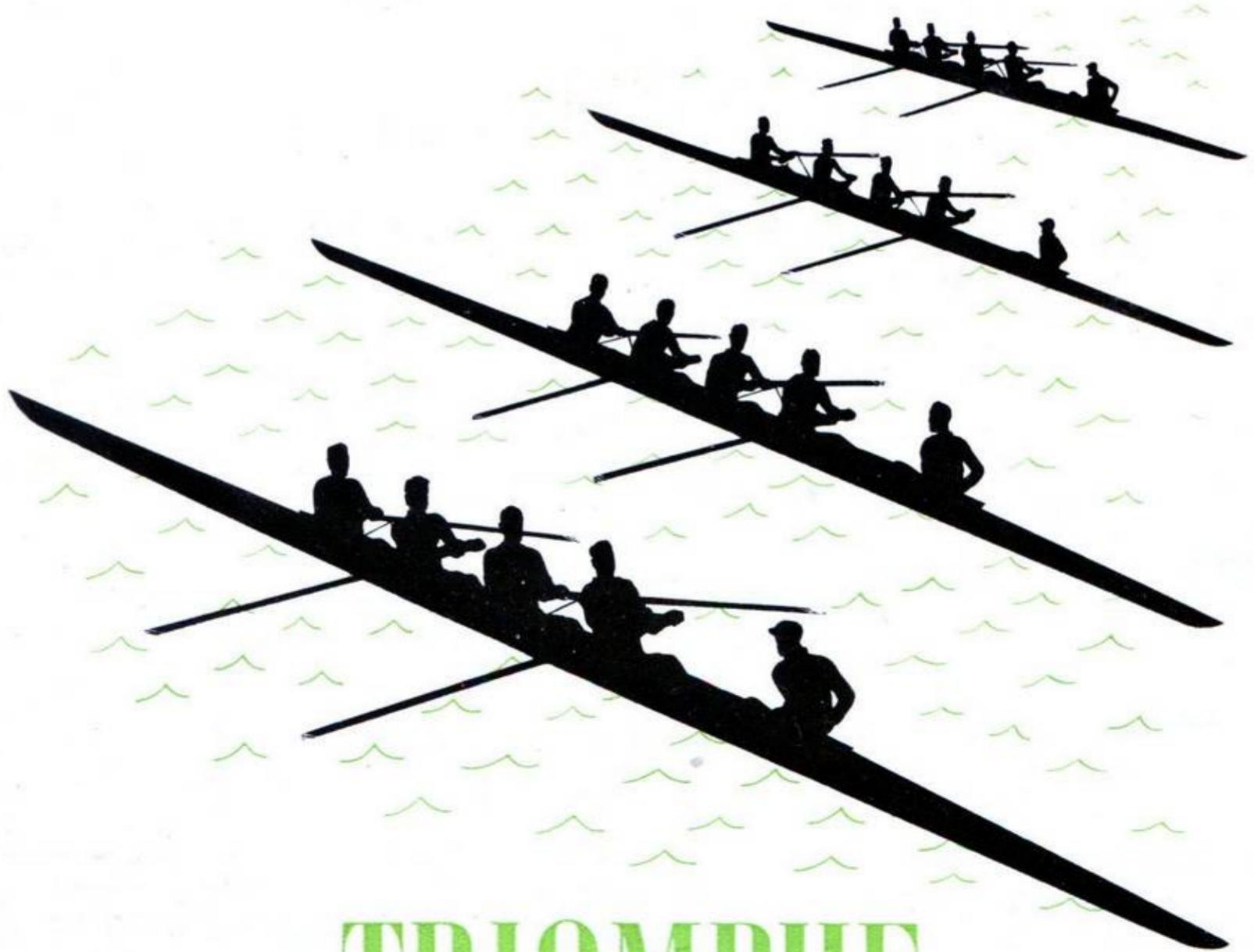
- 2 pays, 3 standards, 7 émetteurs, une seule image, par E. A.
- Palmarès des Coupes grande distance.
- Pratique de la télévision, par R. Gondry.
- Amplificateurs à large bande à circuits couplés : applications pratiques, par C. Mothiron.
- L'oscilloscope au travail en télévision, par F. Haas.
- Éclairage ambiant, définitions et unités nouvelles, par M. Adam.
- Télé 52. Récepteur à haute définition, par M. Guillaume.
- Technique moderne, nouveaux schémas, par A.V.J. Martin.
- Contre-réaction en vidéo-fréquence, par J. Monjallon.
- Calcul graphique des circuits décalés, par H. Aberdam.

Ci-contre : Le TÉLÉ 52, récepteur pour haute définition avec tube rectangulaire à fond plat, dont la réalisation est étudiée dans ce numéro.

N° 26

SEPTEMBRE 1952

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS



TRIOMPHE

des équipes

RIMLOCK-NOVAL

ECH 42 - EAF 42
ECL 80 - AZ 41

ECH 42 - EBF 80
ECL 80 - EZ 80

ECH 42 - EF 41
EBF 80 - EL 41 - EZ 80

ECH 42 - EAF 42
EAF 42 - EL 41 - EZ 80

STABILITÉ

SENSIBILITÉ

SÉLECTIVITÉ

Un avantage exclusif des Rimlock-Noval : l'association EAF 42 (ou EBF 80) + EL 41 donne, en basse-fréquence, un gain très élevé et permet l'application d'un fort taux de contre-réaction : on obtient ainsi une grande fidélité de reproduction.

CE SONT DES TUBES *Miniwatt* DE LA SÉRIE

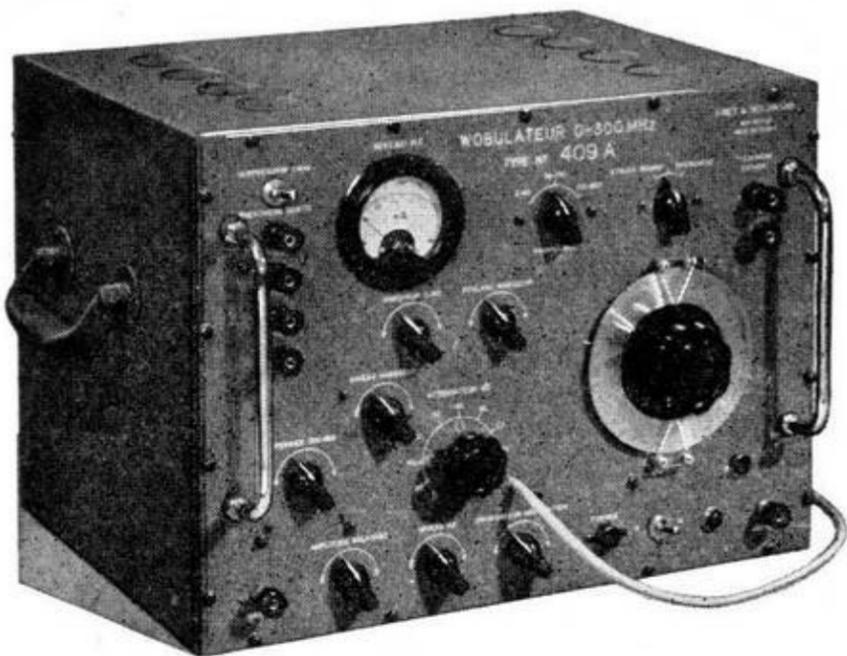
DARI

RIMLOCK-NOVAL

LA SÉRIE QUI ÉQUIPE LES POSTES MODERNES

S. A. LA RADIOTECHNIQUE - Division TUBES ÉLECTRONIQUES - Services Commerciaux - Constructeurs : 130, Av. Ladru-Rollin, PARIS-XI^e - Commerce et Stations Serv.: 9, Av. Matignon, PARIS-8^e - Usines et Laboratoires : 51, Rue Carnot, SURESNES (Seine)

TÉLÉVISION • MODULATION DE FRÉQUENCE • RADAR



WOBULATEUR 2 Mcs-300 Mcs TYPE 409 A

- Tension de sortie 0,1, réglage progressif de 10 db. à lecture directe.
- Atténuateur 9 positions par bond de 10 db.
- Circuit de repérage à 150 Mcs.
- 3 gammes de fréquence :
2-100 Mcs — 67-155 Mcs — 130-300 Mcs.
- Marqueur au quartz 1 Mcs et 10 Mcs.
- Profondeur de modulation de ± 1 à 20 Mcs.

ACTA



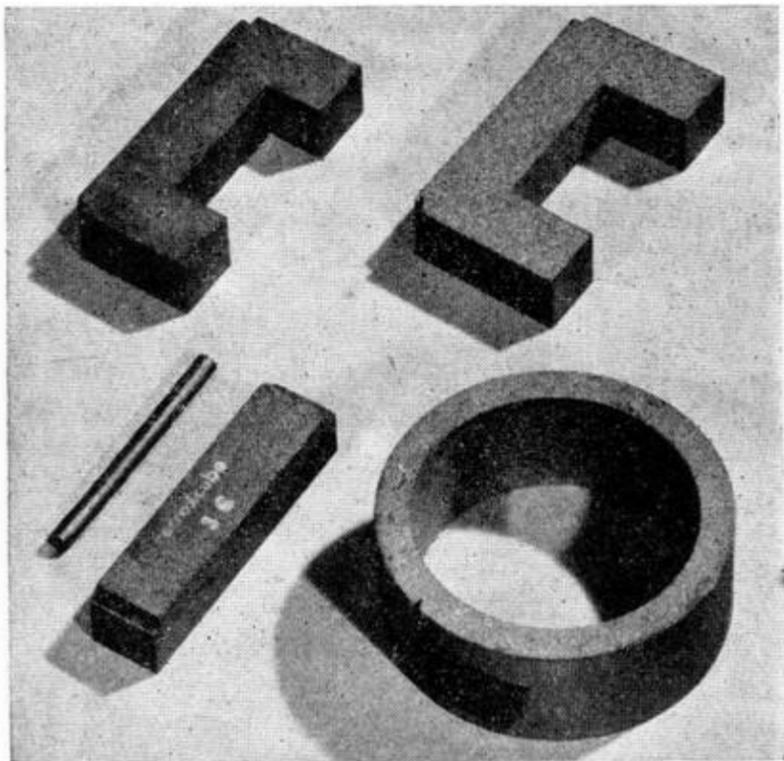
RIBET & DESJARDINS
13, RUE PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) ALE. 24-40

Notice technique et démonstration
sur demande

FERROXCUBE

Ferrites magnétiques

POUR TÉLÉVISION



- ★ NOYAUX pour TRANSFORMATEURS DE LIGNES
- ★ BAGUES pour BOBINES DE DEFLEXION
- ★ NOYAUX PLONGEURS pour BOBINES de réglage d'amplitude et de correction de linéarité

Le FERROXCUBE a une perméabilité élevée et de faibles pertes, d'où :

- augmentation de la qualité des circuits (nécessaire avec les nouveaux tubes cathodiques à grand angle et à très haute tension de deuxième anode)
- diminution des dimensions par rapport aux anciens matériaux.

Le FERROXCUBE se présente sous forme d'un bloc compact et sa fabrication industrielle garantit une régularité des caractéristiques, d'où :

- facilité de montage
- réduction des prix.

S. A. LA RADIOTECHNIQUE - Division Tubes Electroniques
Section "FERROXCUBE" 130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI^e - Tél. VOLtaire 23-09

Giorgi

73

TELEVISION

REVUE MENSUELLE FONDÉE EN 1939

DIRECTEUR : **E. AISBERG**

Rédacteur en Chef : **A.V.J. MARTIN**

PRIX DU NUMÉRO : 120 Fr.

ABONNEMENT D'UN AN
(10 numéros)

● FRANCE 980 Fr.

● ÉTRANGER 1200 Fr.

Changement d'adresse (Joindre, si possible, l'adresse imprimée sur nos pochettes) 30 Fr.

RÉDACTION

42, Rue Jacob, PARIS-VI^e

Téléphone : LITtré 43-83 et 84

ABONNEMENTS ET VENTE :

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob, PARIS-VI^e
ODÉon 13-65 C. Ch. P. 1164-34

Les articles publiés n'engagent que la responsabilité de leurs auteurs.

Les manuscrits non insérés ne sont pas rendus.

Tous droits de reproduction réservés pour tous pays.

Copyright by Éditions Radio. Paris 1952.

★

Régie exclusive de la publicité :

Paul RODET, Publicité ROPY

143, Avenue Émile-Zola, PARIS-XV^e

Téléphone : SEGur 37-52

Les Revues

TOUTE LA RADIO

LE NUMÉRO 150 Fr.

ABONNEMENT D'UN AN
(10 numéros)

FRANCE 1.250 Fr.

ÉTRANGER 1.500 Fr.

et

RADIO CONSTRUCTEUR

LE NUMÉRO 120 Fr.

ABONNEMENT D'UN AN
(10 numéros)

FRANCE 1.000 Fr.

ÉTRANGER 1.200 Fr.

sont également publiées par la

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

2 PAYS - 3 STANDARDS 7 ÉMETTEURS - UNE SEULE IMAGE

ALORS que les gouvernants de divers pays offrent un affligeant spectacle de discorde, les techniciens de la télévision viennent de montrer un splendide échantillon des résultats qu'une pacifique collaboration permet d'obtenir, en abolissant les frontières des cartes géographiques... et des standards différents.

Ce qui a été fait entre le 8 et le 14 juillet, grâce aux efforts des ingénieurs de la R.T.F. et de la B.B.C., demeurera dans l'histoire sous le nom de première semaine franco-britannique. Il s'agit là d'un événement capital sur le plan social et intellectuel, et d'une réalisation tout à fait remarquable sur le plan technique.

Au cours de cette semaine, 13 h. 30 m de programmes communs ont été réalisés par la télévision française et anglaise, dont un seul en studio et 17 autres en 16 lieux différents, y compris une vue de Paris du deuxième étage de la Tour Eiffel, une promenade en bateau-mouche, des visites des musées, jardins, ateliers d'artistes, la transmission d'un spectacle de cabaret et d'un service religieux (quel éclectisme!) et, pour couronner le tout, la Revue du 14 Juillet et les bals populaires de la Fête Nationale. Une semaine qui a révélé aux téléspectateurs d'outre-Manche les aspects les plus variés de Paris, qui leur a fait mieux comprendre et aimer davantage le charme incomparable de notre capitale.

Si la prise des vues à une cadence aussi élevée a nécessité l'emploi de quatre équipements mobiles de reportage, le véritable tour de force technique a été accompli du fait que toutes les prises ont été effectuées uniquement sur la définition de 819 lignes, alors que les émissions ont été faites simultanément sur 819 lignes à Paris et à Lille, sur 441 lignes à Paris et sur 405 lignes par tous les émetteurs anglais.

Comment le signal vidéo a-t-il pu accomplir cette double prouesse qui a consisté à franchir les espaces et passer allègrement d'une définition aux deux autres?

La réponse tient en ces mots : relais hertziens et convertisseurs de standard.

Pour commencer, les signaux vidéo des cars de reportage ont été acheminés par des porteuses de 9.000 MHz jusqu'à la troisième plateforme de la Tour Eiffel. Là, démodulés, ils étaient d'une part diffusés par l'émetteur normal de 819 lignes relayé par Lille. Mais, d'autre part, ce même signal vidéo était appliqué au convertisseur 819-441 lignes installé dans le pilier sud de la Tour. Son principe? Aussi simple qu'ingénieux : une caméra de 441 lignes est placée en face d'un récepteur de 819 lignes et traduit en signal vidéo l'image apparaissant sur l'écran. En fait, cet « œuf de Colomb » a nécessité une longue mise au point car, pour bien fonctionner, il faut que l'écran fluorescent du récepteur soit doué d'une remanence moyenne suivie d'une extinction très rapide.

Le signal vidéo de 441 lignes servait à moduler l'émetteur à moyenne définition de Paris.

Cependant, ne perdons pas de vue le signal de 819 lignes que nous avons suivi jusqu'à Lille. De là, il était transmis sur une distance de 48 km, par relais hertzien sur 9.000 MHz, à Cassel (on pouvait également l'y recevoir sur l'émission de Lille) où la B.B.C. avait installé le convertisseur 819-405 lignes, analogue à celui de la Tour Eiffel. Ayant une fois de plus changé de définition, le signal était acheminé sur 7.000 MHz vers Alembon distant de 29 km de Cassel. De là, il s'élançait par-dessus la Manche, à l'aide d'un relais hertzien sur 4.500 MHz environ, pour atteindre Swingate sur la côte anglaise.

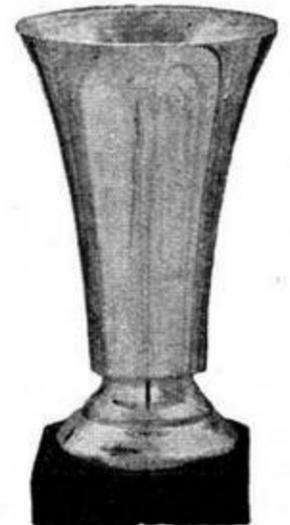
Transmettre ce signal de Swingate à Wrotham, et de là à Londres, ne fut qu'un jeu pour les spécialistes anglais des relais hertziens. Et il était ensuite réparti à tout le réseau normal des émetteurs d'Alexandra Palace, de Sutton Coldfield, de Holme Moss et de Kirk O'Shotts.

Deux grands pays, trois standards, sept émetteurs unis harmonieusement par le sortilège des images révélant l'âme de Paris, telle est la magnifique leçon que donnent au monde divisé les techniciens anglais et français de la télévision.

E.A.



PALMARÈS DES COUPES GRANDE DISTANCE



819 lignes

JANVIER 1951 BASSEGUY Jean LAGNY (S.-et-M.)	31 km
FEVRIER 1951 BOURLEZ A. LA BOUVERIE (Belgique)	65 km
MARS-AVRIL 1951 VENQUIER Max THIEULAIN (Belgique)	36 km
MAI 1951 COFFERNILS M. TUBIZE (Belgique)	82 km
JUIN 1951 FINET-WUILMART R. SARS-LA-BRUYERE (Belgique)	68 km
JUILLET-AOUT 1951 MEERT E. et BOSSAERTS L. UCCLE (Belgique)	97 km
SEPTEMBRE 1951 BEECKMANS G. HOUDENG-AIMERIES (Belgique)	80 km
OCTOBRE 1951 HEIM Maurice OSTENDE (Belgique)	70 km
NOVEMBRE 1951 JANSSENS E. ANVERS (Belgique)	125 km
DECEMBRE 1951 DEBROUX-PAUORTE MOMIGNIES (Belgique)	105 km
JANVIER 1952 MEERT E. et BOSSAERTS L. UCCLE (Belgique)	300 km

Les Coupes Grande Distance que TELEVISION avait organisées, sous le patronage de la Radiodiffusion et Télévision Françaises, sont attribuées depuis longtemps déjà, mais nous pensons qu'il est bon de récapituler en un seul tableau d'honneur tous les gagnants mensuels des Coupes, tant pour la haute que pour la moyenne définition.

Nous avons indiqué seulement le nom du lauréat, le lieu de réception et la distance qui le sépare de l'émetteur..

Saisissons l'occasion de féliciter encore une fois tous ceux, gagnants ou non, qui ont participé aux Coupes avec cet enthousiasme qui est caractéristique de la grande famille des techniciens de la télévision...

Les mois indiqués sont ceux qui correspondent à la période de candidature.



LAURÉATS haute définition

MEERT E. et
BOSSAERTS L.
UCCLE (Belgique) **300 km**

LAURÉAT moyenne définition

BOITHIAS Lucien
SAINT-AMAND-ROCHE-
SAVINE (P.-de-D.) **379 km**

441 lignes

JANVIER 1951 LIMOUSIN Charles CONLIE (Sarthe)	220 km
FEVRIER 1951 COURANT André LE PRIEURÉ-BRISSAC (Maine-et-Loire)	300 km
MARS-AVRIL 1951 BARDIAUX Henri VICHY (Allier)	330 km
MAI 1951 DEBOUZIE Daniel BOHAIN (Aisne)	180 km
JUIN 1951 CHAPERON Edmond REIMS (Marne)	140 km
JUILLET-AOUT 1951 BALESTEROS Moïse NIBELLE (Loiret)	180 km
SEPTEMBRE 1951 MICHOT M. ANDERLUES (Belgique)	220 km
OCTOBRE 1951 HAOUY Maurice REIMS (Marne)	140 km
NOVEMBRE 1951 MOREAU E. et M. ISSOUDUN (Indre)	215 km
DECEMBRE 1951 HERCULIN J. SAINT-LAMBERT-DES LEVÉES (M.-et-L.)	285 km
JANVIER 1952 BOITHIAS Lucien SAINT-AMAND-ROCHE SAVINE (P.-de-D.)	379 km

PRATIQUE DE LA TELEVISION

(Voir nos précédents numéros)

par R. GONDRY



Vérifications et mesures sur les bases de temps

Utilité des mesures

Que ce soit pour la mise au point d'appareils venant d'être terminés ou dans le domaine du dépannage, la mesure est l'appoint indispensable au travail rapide et efficace.

Dans le cas des postes de radiodiffusion, on dresse des tableaux des valeurs des tensions et des courants des divers circuits, des gains d'étages, pour s'y reporter en cas de besoin. La connaissance de ces valeurs permet de déceler rapidement l'endroit où une défectuosité s'est produite dans le cours de la fabrication ou de l'exploitation.

Le matériel nécessaire pour effectuer ces mesures sur les bases de temps est tout à fait classique : milliampèremètre, voltmètre, oscilloscope très simple.

Oscilloscope étalonné

C'est l'appareil de base pour toute cette série de mesures; l'étalonnage n'est évidemment rigoureux que pour une tension du réseau correspondant à celle qu'on a pu mesurer lors de l'étalonnage. On peut, si le secteur alimentant le laboratoire est sujet à de fortes variations de tension, utiliser un auto-transformateur et un voltmètre.

Rappelons comment il faut procéder pour étalonner un oscilloscope en tensions de crêtes, car ce sont ces valeurs qu'on aura à mesurer dans la plupart des cas.

Sur plaques directes, on applique une tension sinusoïdale, issue d'un générateur basse fréquence, et on mesure l'amplitude totale de la tension, soit A ; elle correspond à $2,828 E_{eff}$; connaissant E_{eff} , il est facile d'établir que $A = x$ volts crête à crête (fig. 1). Pour la facilité de la mesure, il est préférable de ne pas synchroniser la base de temps de l'oscilloscope, et de travailler à une fréquence de balayage telle qu'une dizaine de périodes apparaissent sur l'écran; on pourra, de cette façon, évaluer aisément l'amplitude A avec un décimètre. On fait la conversion, et l'on obtient la sensibilité sur plaques directes en volts crête à crête : $S_d = x$ mm par volt.

Exemple : on a trouvé $A = 34$ mm

pour $E_{eff} = 40$ volts. La tension crête à crête est :

$$40 \times 2,82 = 113 \text{ volts}$$

et la sensibilité est

$$34 : 113 = 0,3 \text{ mm par volt.}$$

On procédera de la même façon pour l'étalonnage du diviseur de tension placé à l'entrée de l'oscilloscope, car on aura à mesurer des tensions de quelques volts seulement pour lesquelles l'emploi de l'amplificateur de l'oscilloscope est nécessaire. On dressera donc un tableau où figureront les différentes positions de l'atténuateur à plots, les graduations de l'atténuateur progressif de l'oscilloscope, et les sensibilités correspondantes.

Exemple : l'amplificateur de l'oscilloscope a un gain de 500 fois, la tension à mesurer a une amplitude de 3 volts crête à crête. Nous avons vu que, pour avoir une amplitude de 34 mm, il faut 113 volts crête à crête sur les plaques du tube. Le gain doit donc être réduit si l'on veut faire la mesure avec cette amplitude d'oscillogramme. Il faut placer l'atténuation à plots sur 1/10, et l'atténuation progressive au 1/4 de sa course. L'impédance d'entrée de l'oscilloscope et de son atténuateur doit être assez élevée, pour la mesure correcte des tensions. On opérera sans cordons blindés.

Il est possible, pour procéder à ces mesures, de connecter l'entrée de l'oscilloscope sur la source basse fréquence munie d'un atténuateur étalonné, et de procéder par comparaisons d'amplitudes.

Pour beaucoup de mesures, il est nécessaire de fixer le niveau zéro. Un dispositif, représenté figure 2, permet d'obtenir cette indication; on utilise un vibreur V qui court-circuite périodiquement l'entrée de l'oscilloscope, amenant ainsi le balayage horizontal au niveau qu'il occupe en l'absence de tension appliquée aux plaques verticales. Une résistance en série augmente la résistance totale du circuit, et facilite la mise en court-circuit par les contacts du vibreur.

Mesures sur l'étage séparateur

Nous introduisons dans cette série de mesures celles qui sont à faire sur l'étage séparateur, qui doit fournir à chacune des

deux bases de temps des signaux de synchronisation de forme, d'amplitude et de sens déterminés.

L'étage pris pour type est représenté figure 3; il se trouve sur un grand nombre de récepteurs modernes; il en est de même pour les différents circuits des bases de temps étudiées qui font partie d'un récepteur équipé avec un tube à rayons cathodiques rectangulaire MW36-24.

On procède d'abord aux mesures statiques, soit :

$$V_k = 26 \text{ volts;}$$

$$V_{at} = 195 \text{ volts;}$$

$$V_{g2} = 85 \text{ volts;}$$

$$V_{ap} = 185 \text{ volts;}$$

$$V_b = 200 \text{ volts.}$$

Puis, on applique l'oscilloscope sur plaques directes à l'entrée de l'étage; on voit le signal complet : modulation et tops. On trouve, sur la plaque de la penthode, les tops sans les signaux de modulation.

Les deux catégories de tops sont appliquées à la grille de la triode de séparation de la base de temps horizontale, à la grille triode de l'étage en cours d'étude, on applique aussi les deux signaux, mais, par le jeu du système différentiateur, 100 pF et 100.000 ohms, seuls les tops images, d'une durée plus grande que les tops lignes, atteignent cette grille; de plus, cette électrode est fortement polarisée par rapport à sa cathode et l'on obtient aux bornes de la charge d'anode seulement une forte impulsion de tension dirigée dans le sens négatif.

Pour relever cet oscillogramme, il est nécessaire de déconnecter l'alimentation du blocking, car les oscillations perturberaient l'image observée.

Pour l'observation des signaux à fréquence images, la base de temps de l'oscilloscope sera réglée à 50 ou 25 hertz, suivant que l'on désire voir un ou deux signaux; pour examiner les signaux lignes, on travaillera à 5.000 ou 10.000 hertz environ, pour voir trois ou deux signaux.

On a représenté figure 3 l'aspect des oscillogrammes qu'on doit obtenir à l'entrée de l'étage (amplitude c.c. 40 à 50 volts) à la sortie de la penthode les tops lignes (amplitude c.c. 60 à 70 volts) et à la sortie de la triode les tops images dont l'amplitude atteint une centaine de volts.

Toutes ces mesures seront faites avec un fil assez court et non blindé pour la liaison à l'oscilloscope.

Mesures statiques, base verticale

Le schéma de la base verticale, montée avec un seul tube ECL80, est donné figure 4.

Les mesures statiques ont donné :

- $V_k = 11 \text{ V};$
- $V_{g2} = 200 \text{ V};$
- $V_{b1} = 460 \text{ V};$
- $I_k = 11,8 \text{ mA};$
- $I_{ap} = 9,6 \text{ mA};$
- $I_{g2} = 1,5 \text{ mA};$
- $I_{\text{total}} = 15 \text{ mA}.$

Mesures dynamiques, étage de sortie

1° Mesure de I_d , courant de déviation (fig. 5). On insère une résistance de 3 ohms au point *a* (fig. 4); on connecte l'oscilloscope étalonné aux bornes de cette résistance; on évalue la tension, soit, ici, 2,32 volts. Le courant de crête est

$$I_b = \frac{2,32}{3} = 0,775 \text{ ampère.}$$

Nous désignerons par méthode M le procédé de mesure qui consiste à placer l'oscilloscope aux bornes d'une résistance insérée dans le circuit pour évaluer le courant, cela pour simplifier les écritures.

2. Mesure de I_a , courant d'anode (fig. 6). Méthode M, avec une résistance de 30 ohms placée en *b*. Valeur mesurée 21 mA.

3. Mesure de I_{g2} , courant d'écran (fig. 7). Méthode M, avec une résistance de 30 ohms placée en *c*.

4. Mesure de la tension d'attaque de la penthode au curseur du potentiomètre d'amplitude (fig. 8). On peut opérer sur plaques directes ou sur amplificateur, mais avec un circuit atténuateur d'entrée à haute impédance. L'oscilloscope est connecté entre *d* et la masse. Tension mesurée 39 volts.

5. Mesure de la tension sur la grille de la penthode (fig. 9). Même procédé et mêmes remarques que ci-dessus. Point *e*. Tension mesurée 15,7 volts.

6. Mesure de la tension d'anode de la penthode (fig. 10). L'oscilloscope est connecté en *f* avec atténuateur à haute impédance 1/10. Tension mesurée : $470 + 157 = 627 \text{ volts}.$

7. Mesure de la tension aux bornes des bobines de déviation (fig. 11). On connecte l'oscilloscope, sur plaques directes, aux bornes des bobines de déviation. On a relevé $V_d = 10$ et 17 volts.

Mesures dynamiques sur le blocking

1. Mesure de I_a , courant d'anode triode (fig. 12). Méthode M, avec résistance de 30 ohms insérée en *g*. Valeur trouvée 165 mA.

2. Mesure de I_g , courant de grille triode (fig. 13). Même méthode, 30 ohms en *h*. On trouve un courant de crête de 80 mA.

3. Mesure de la tension sur l'anode de la triode (fig. 14). L'oscilloscope est connecté en *i*, sur plaques directes. Valeur totale, 202 volts.

4. Mesure de la tension sur la grille de la triode (fig. 15). L'oscilloscope est relié au point *j* sur plaques directes. Valeur totale 261 volts.

5. Mesure de la tension aux bornes du condensateur de charge (fig. 16). L'oscilloscope est connecté en *k* sur plaques directes. Valeur mesurée 155 volts.

Mesures sur les étages blocking lignes et relaxateur

Le schéma de ces deux étages est montré figure 17. C'est une triode-penthode ECL80 qui assure les deux fonctions.

Mesures statiques

Les mesures statiques ont donné :

- $V_b = 200 \text{ V};$
- $V_{at} = 67 \text{ V};$
- $V_{ap} = 115 \text{ V};$
- $I_{g2-g3} = 1,5 \text{ mA};$
- $I_{at} = 4 \text{ mA};$
- $I_{ap} = 0,8 \text{ mA}.$

1. Mesure de I_{g2-g3} de la penthode (fig. 18). Méthode M, résistance de 30 ohms insérée au point *a*. Valeur mesurée 19,5 mA.

2. Mesure de I_{g1} de la penthode (fig. 19). Méthode M, résistance de 30 ohms au point *b*. Valeur totale 36,7 mA.

3. Mesure de V_{g2-g3} (fig. 20). L'oscilloscope, sur plaques directes, est connecté entre le point *c* et la masse. Valeur totale mesurée 314 volts.

4. Mesure de V_{g1} (fig. 21). Même mesure que ci-dessus, au point *d*. Valeur totale mesurée : 130,5 volts.

5. Mesure de V_c (fig. 22). On mesure ici la tension aux bornes du condensateur de charge. L'oscilloscope est connecté entre le point *e* et la masse. La tension crête à crête mesurée est de 45 volts.

Étages de sortie

Avant d'aborder l'étude du circuit de sortie ligne, il est nécessaire d'examiner les procédés de mesure qu'on a utilisés pour évaluer les différentes tensions instantanées qu'on rencontre dans ce circuit.

Tension anode PL81

Le montage est représenté figure 23. La diode utilisée est une EA40 (6,3 V — 0,2 A; V_{inv} 6,5 kV); elle est chauffée avec des éléments de pile de lampe de poche.

A défaut de cette valve, on peut employer une PY80 (19 V — 0,3 A; V_{inv} 4 kV) qu'on chauffera avec 5 piles montées en série.

Les piles de chauffage doivent être bien isolées de la masse du montage.

La diode ne conduit que lorsque V_a est du même ordre de grandeur que V_b . Les crêtes positives sont coupées par cette diode et ne sont pas appliquées aux plaques du tube de l'oscilloscope. V_a est mesurée à l'aide d'un voltmètre V . Le vibreur porte une plaque à la masse, l'autre reste au + V_a ; on a deux tracés, dont l'un indique le potentiel sur l'anode V_a .

Selon le réglage de V on obtient, dans le cas de mesures sur des circuits avec récupération de tension, des oscillogrammes tels que ceux qui sont représentés figure 24. En *a* le potentiel fixé pour V_a est tel que la diode conduit pendant tout l'aller; on trouve, par exemple, les amplitudes suivantes : $V_1 = 40 \text{ volts}; V_2 = 20 \text{ volts}.$ En *c*, la diode ne conduit plus du tout. La variation de tension sur l'anode pendant l'aller est donc de 20 à 40 volts. En *b* se trouve l'oscillogramme correspondant à une position intermédiaire.

Pratiquement, on observe l'oscillogramme et en même temps, on manœuvre le potentiomètre qui permet le réglage de V_a . Partant d'une valeur élevée de V_a , on la diminue lentement, et on voit à un instant donné l'extrémité droite de la branche ascendante amorcer la portion descendante de la courbe; la diode commence à entrer en action; on note alors la valeur V_1 lue sur le voltmètre puis, continuant lentement à tourner le potentiomètre, on passe par la forme *b* avant d'atteindre une position correspondant à la courbe *c*; le palier est atteint; si l'on continue à tourner le potentiomètre, la courbe ne s'abaisse plus. On a atteint alors la valeur minimum V_2 qu'on note. Il y a évidemment un léger facteur personnel, pour l'appréciation de V_1 principalement, mais avec de l'habitude et la confrontation des résultats trouvés sur un même appareil par plusieurs opérateurs, les valeurs trouvées sont suffisamment cohérentes.

Si la variation de tension pendant l'aller est assez constante, ce qui se rencontre en pratique, on peut admettre que la valeur de V_a est $(V_1 - V_2)/2$.

Certains techniciens font intervenir un facteur $(1 - p)$, avec $p =$ valeur du temps de retour, car le tube n'est pas conducteur pendant toute la durée du balayage.

En faisant le produit de V_a par le courant d'anode I_a , mesuré au milliampèremètre, on obtient la valeur de la puissance dissipée sur l'anode du tube.

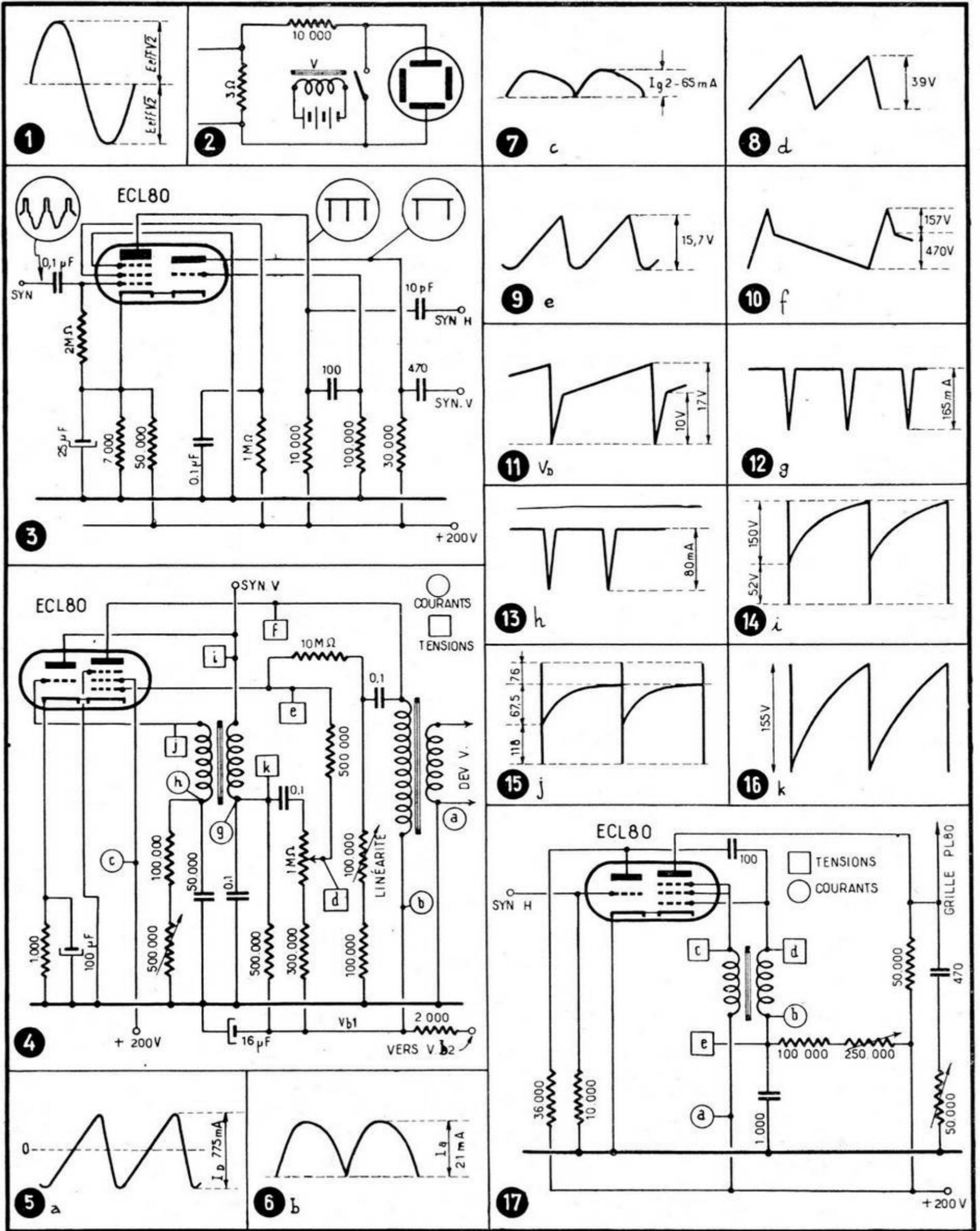
Il faut retrancher de V_a la valeur V_k de la tension mesurée entre cathode et masse. Dans le cas du circuit de récupération primaire, on ne peut pas mesurer I_a ; on le déduira de la différence $I_k - I_{g2}$.

Tension de crête PL81

La connaissance de cette valeur est de grande importance, et certains ennuis rencontrés dans l'emploi des tubes pour balayage lignes viennent d'une surtension trop élevée sur l'anode.

On l'observe quand on cherche à obtenir une valeur élevée de T.H.T. avec un enroulement élévateur à nombre de spires réduit; évidemment, le moyen est séduisant car, bien souvent, un bobinage élévateur à grand nombre de spires amène des oscillations indésirables, il y a un compromis à rechercher, et il faut étudier la disposition des enroulements pour que la self-induction de fuites produite soit minimum et les couplages très serrés.

Si la penthode utilisée est prévue pour une tension de crête limite de 7 kV, et qu'on désire obtenir une T.H.T. de 13 kV,



Le multivibrateur est piloté par un circuit accordé, ce qui améliore la stabilité de l'ensemble; la bobine comporte 400 spires de fil 20/100 émail-soie; elle est fabriquée selon le même principe et aux mêmes dimensions que les bobines de réglage d'amplitude et de linéarité. Elle est accordée par un noyau de Ferroxcube 3B de $4,1 \times 2 \times 50$ mm.

Amplificateur B. F.

Nous donnons, figure 6, le schéma de l'amplificateur basse-fréquence, qui est monté sur le châssis principal. C'est encore une ECL80 qui est utilisée. La partie triode est employée comme préamplificateur; sa polarisation est assurée par le courant de grille. Elle attaque la partie penthode, chargée par un transformateur de 11.000 ohms. La polarisation de la penthode est fixe et prise dans le — H.T., aux bornes de la bobine de filtrage.

Une légère contre-réaction est appliquée par une résistance de 1 mégohm plaque à plaque. Il est prudent de mettre des capacités en parallèle sur les plaques des deux tubes, comme il est indiqué sur le schéma; des oscillations, dues aux capacités inter-électrodes des deux éléments, peuvent, en effet, prendre naissance.

Alimentation

Le schéma retenu, un peu inhabituel, est donné figure 8. Les filaments des tubes sont en série et forment deux chaînes de 110 volts environ, y compris une résistance à coefficient de température négatif, ou C.T.N., placée dans chaque branche, et qui a pour but de limiter la surintensité dans les filaments lors de la mise sous tension.

C'est l'obtention de la H.T. qui offre le plus d'originalité. Le châssis étant de toute façon réuni au secteur par les filaments des tubes, il est apparu intéressant et économique d'utiliser, au lieu d'un demi-secondaire haute tension, le primaire du transformateur. L'autre demi-secondaire est bobiné en fil plus fin et comporte un point commun avec le primaire. Ce dispositif, un peu plus onéreux que l'auto-transformateur classique avec redressement monoplaque, a sur ce dernier montage plusieurs avantages.

1. *Le filtrage est plus facile*, la tension ronflée étant de 100 périodes par seconde au lieu de 50, et l'économie faite sur les condensateurs de filtrage compense un peu l'augmentation du prix de revient du transformateur d'alimentation.

2. *La possibilité de rapprocher bloc de déflection et transformateur.* En effet, le redressement monoplaque augmente la dissymétrie et le courant de crête dans l'auto-transformateur, ce qui accroît les fuites magnétiques. Le rayonnement est, dans ce cas, encore gênant, à moins d'un mètre du tube, même avec la place favo-

risée qu'occupe l'auto-transformateur sous le châssis, celui-ci formant blindage.

Dans cette position, les perturbations sont imperceptibles en utilisant un redressement bi-plaque.

Ce système présente, en outre, l'avantage d'une adaptation facile à la tension du réseau, contrairement à une alimentation par doubleur de tension par valves ou redresseurs secs qui nécessite, de plus, des condensateurs chimiques capables de supporter des courants alternatifs importants sans chauffer, ce qui n'est pas toujours le cas...

Des résistances de protection sont placées dans les plaques des valves, afin de limiter le courant de crête de la cathode.

Ces résistances sont au minimum de 40 ohms pour le redressement monoplaque d'une tension alternative de 220 volts efficaces, avec une capacité d'entrée du filtre de 60 microfarads. Dans notre cas de redressement biplaque, les courants de crête des cathodes sont sensiblement moitié moindres; la capacité d'entrée du filtre étant de 80 microfarads, nous avons adopté une valeur moyenne de 30 ohms. Cette résistance comprend évidemment la résistance en courant continu de l'enroulement haute-tension; cette remarque n'est valable que pour la valve alimentée par le deuxième enroulement, l'autre pouvant se trouver connectée directement au secteur dans le cas du raccordement à un réseau de 220 volts.

L'auto-transformateur doit être prévu pour la puissance nécessaire au chauffage dans toutes les positions du répartiteur suivant la tension du réseau.

La première plaque est réunie à la prise 220 volts du primaire; l'enroulement supplémentaire doit fournir une tension équivalente à la plaque de la deuxième valve, l'ensemble étant prévu pour un débit haute-tension de l'ordre de 300 milliampères.

Le filtrage est assuré par une seule bobine de filtrage de 1,3 à 1,5 henry et de 30 à 35 ohms, prévue pour un débit de 300 milliampères.

La concentration est placée en série dans le + H.T.; les condensateurs chimiques de filtrage sont des 40 microfarads, 350 volts service, 400 volts pointe, qui travaillent par conséquent avec une bonne marge de sécurité. L'alimentation totale du téléviseur est prise après la concentration; seul l'amplificateur B.F. bénéficie d'un découplage supplémentaire, composé d'une résistance de 200 à 300 ohms, 2 watts, et d'un condensateur chimique de 16 microfarads.

La polarisation nécessaire à cet amplificateur est prélevée aux bornes de la bobine de filtrage. Elle est amenée à sa valeur correcte par un diviseur de tension potentiométrique. Les valeurs de ce pont devront être retouchées suivant les caractéristiques de la bobine de filtrage employée. La polarisation sera ajustée à environ — 6,7 volts.

(A suivre)

M. GUILLAUME

ECHOS ET RÉFLEXIONS

Canaux U.S.A.

Aux U.S.A., les deux bandes de télévision actuellement utilisées sont : la bande « basse », de 54 à 88 MHz, et la bande « haute », de 174 à 216 MHz. La première contient 5 canaux de 6 MHz, avec un trou de 72 à 76 MHz, et la seconde contient 7 canaux.

Canal 2 : 54 à 60;
Canal 3 : 60 à 66;
Canal 4 : 66 à 72;
Canal 5 : 76 à 82;
Canal 6 : 82 à 88;
Canal 7 : 174 à 180;
Canal 8 : 180 à 186;
Canal 9 : 186 à 192;
Canal 10 : 192 à 198;
Canal 11 : 198 à 204;
Canal 12 : 204 à 210;
Canal 13 : 210 à 216 MHz.

Télécommande

Deux concours internationaux de télécommande de modèles réduits ont eu lieu en Grande-Bretagne, à Blackpool. Ils étaient ouverts à tous, et intéressaient les bateaux, le 16 août, et les avions, le 17 août.

Télévision Australienne

Il y a plus d'un an qu'avait été annoncée la construction, à Sidney, d'un émetteur expérimental de télévision fonctionnant sur 625 lignes dans la bande de 181,5 à 204 mégahertz. Cet émetteur d'essai préparait la voie à l'installation définitive d'émetteurs dans les six capitales australiennes.

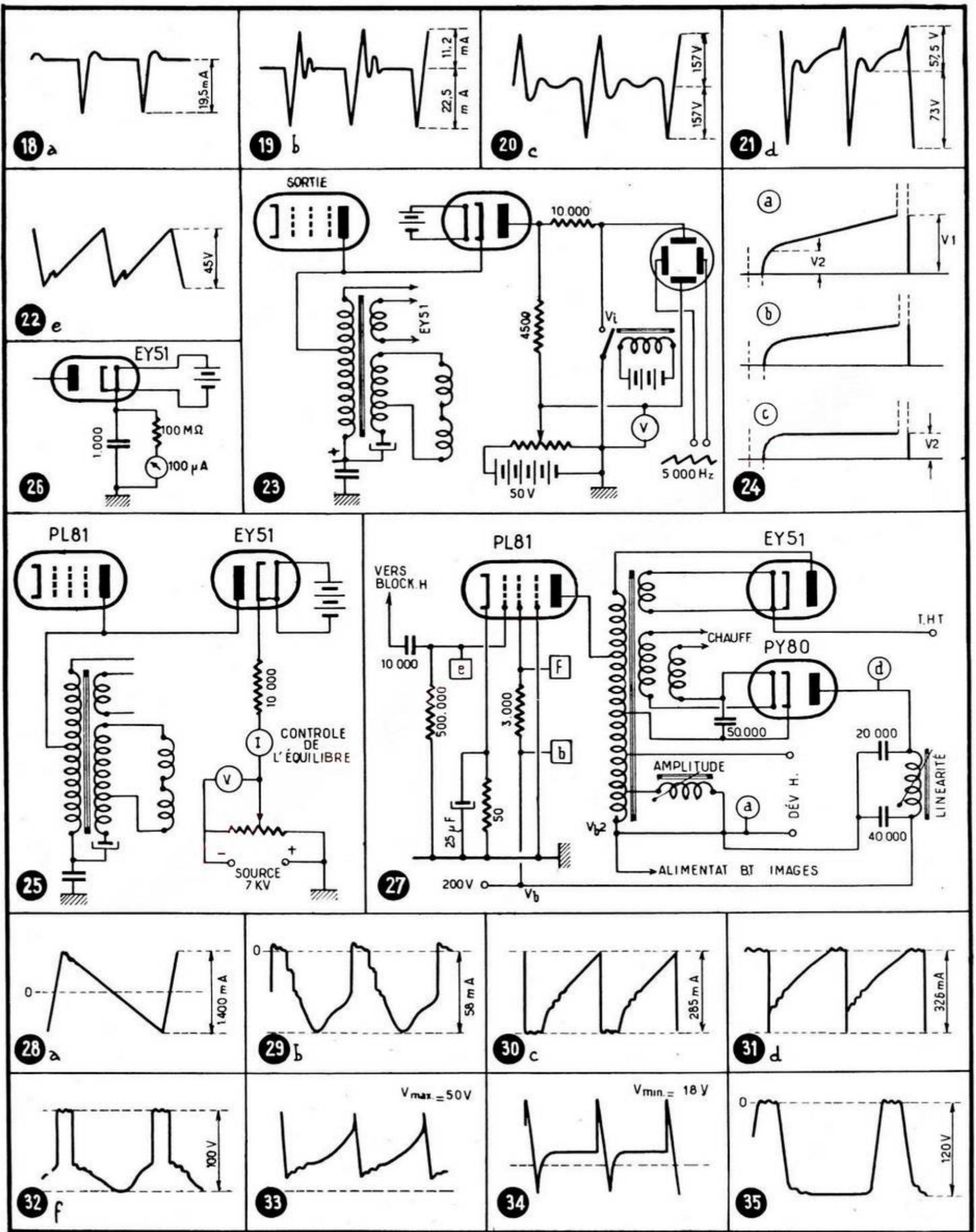
Aux dernières nouvelles, l'introduction de la télévision a été remise à une date ultérieure en raison de la situation économique.

Voudrait-on nous faire croire que le prix de la laine a baissé? Nous ne nous en sommes guère aperçu chez notre tailleur...

Allemagne

A l'Ouest (de l'Allemagne) beaucoup de nouveau. Une quarantaine de firmes dotées d'importants moyens financiers et de beaucoup de dynamisme occupent le marché de la radio et s'intéressent activement à celui de la télévision, avec standard à 625 lignes et récepteurs « tous canaux » de 174 à 216 mégahertz. La production est déjà considérable, et nos voisins, qui ne perdent pas de temps en polémiques stériles et trouvent à l'étranger un appui bienveillant, bénéficient longtemps avant nous des plus récents progrès de la technique.

Cela ne saurait avoir, naturellement, aucun rapport avec le fait qu'ils ont adopté le standard à 625 lignes.



AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE A CIRCUITS COUPLÉS

Deuxième partie : applications pratiques

par C. MOTHIRON

Courbe de réponse

L'allure de notre courbe de réponse dépend en premier lieu de l'indice de couplage n .

En effet, la sélectivité du creux le plus prononcé de la courbe (point A, fig. 11), est donnée par

$$S = \frac{2n}{n^2+1} \quad (43)$$

Soit un rapport

$$\frac{V_{\text{pointe}}}{V_{\text{creux}}} = \frac{1}{S} = \frac{n^2+1}{2n} = r \quad (44)$$

Un rapport considéré comme convenable atteindra 1,1, c'est-à-dire $S = 0.9$ ou encore 0.8 db.

En choisissant ce rapport correspondant à une certaine sélectivité, nous admettons un affaiblissement, non seulement pour le milieu de la bande, mais aussi pour les extrémités de cette bande.

La largeur passée avec un certain nombre de db d'affaiblissement sera donc plus grande que Δf , Δf étant représenté par la distance entre les pointes de la courbe pour $S = 1$. Ayant abandonné, par nécessité, le cas d'une courbe sans aucun creux et en prenant pour limite minimum par exemple $S = 0.9$, soit 0.8 db, la largeur de bande sera comprise entre les points f'_1 et f'_2 de la figure 11, et non entre f_1 et f_2 .

f'_1 et f'_2 sont les limites en fréquence de la bande $\Delta f'$ tandis que Δf est notre base pour nos calculs.

Résistance d'amortissement

Celle-ci est égale à $R = QX_0$, X_0 étant la réactance de C à la fréquence de résonance f_0 .

A la fin de ce chapitre, le lecteur trouvera les abaques issus des calculs que nous venons de faire, basés sur les principes suivants :

1° - On se donne S , ou $1/S$, ou l'affaiblissement en db;

★ ★ ★

Nous avons publié, dans notre numéro 18 de novembre 1951, la première partie du travail entrepris par notre collaborateur, C. Mothiron, sur le problème des amplificateurs à large bande à circuits couplés.

Cet article indiquait les méthodes de calcul qui ont servi de base à l'établissement de la deuxième partie, consacrée aux applications pratiques. La publication en a été retardée par des simplifications et modifications que nous avons demandées à l'auteur d'y apporter, afin d'alléger et condenser au maximum la substance directement utilisable de son travail.

Malheureusement, une longue maladie l'a empêché de le faire aussi vite que nous l'aurions désiré, et nous le regrettons doublement, pour nos lecteurs et pour l'auteur qui, nous sommes heureux de l'écrire, est actuellement en meilleure santé.

Son étude n'a cependant rien perdu de son intérêt et de son actualité, le problème des circuits à large bande étant plus que jamais à l'ordre du jour en télévision et en hyperfréquences.

★ ★ ★

Dans ce même numéro, nos lecteurs trouveront une étude de notre collaborateur H. Aberdam qui donne une méthode simple de calcul graphique des circuits-bouchons décalés, méthode qui complète utilement l'article de C. Mothiron.

2° - On en tire :

$$n = KQ \text{ avec } \frac{1}{S} = \frac{n^2+1}{2n}$$

3° - L'équation (45), comportant trois variables dont deux, n et $\frac{\Delta f}{f}$ sont désormais connues, nous déterminons la troisième

$$Q = \frac{f}{\Delta f} \sqrt{n^2-1}$$

4° - Nous pouvons donc connaître $K = \frac{n}{Q}$;

5° - On tire L et C en fonction de f_0 , d'après les calculs déjà donnés;

6° - On calcule X_0 ;

7° - On en tire la résistance d'amortissement ;

8° - On calcule M , C_k ou L_k , selon le type de circuit choisi.

Réponse totale d'un étage

Nous savons que V_r/V_c a une valeur donnée; nous connaissons l'espacement des pointes Δf , mais nous ne savons pas ce qui se passe en $f'_1 - f'_2$ (fig. 16). Quelle est la sélectivité, ou le rapport V_p/V_c , en ces points ?

Il est intéressant de connaître les fréquences qui correspondent à un rapport V_p/V_c successivement de 0.5 db, 1 db, 3 db, 6 db, etc.

Il est nécessaire, surtout, de connaître le Δf qui correspond aux points AB.

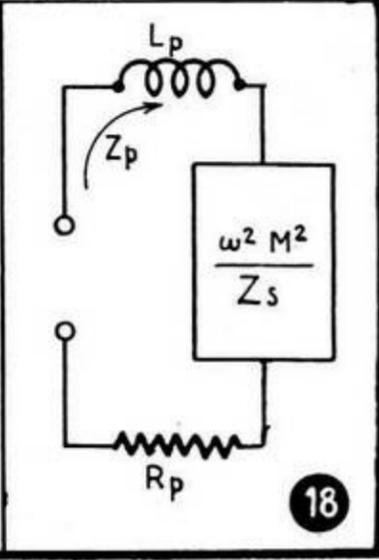
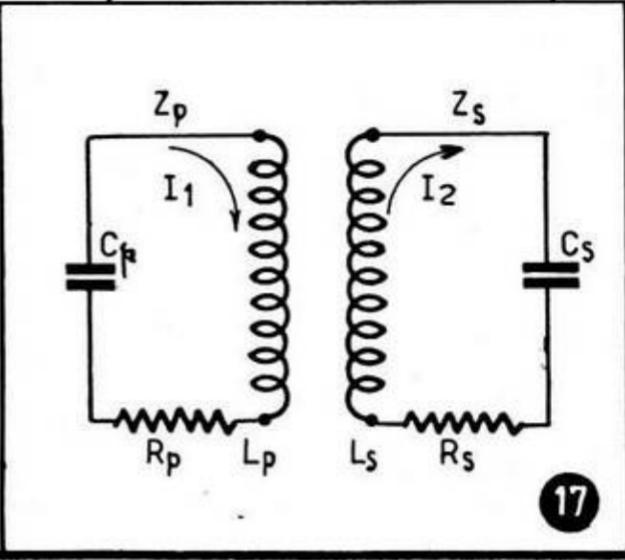
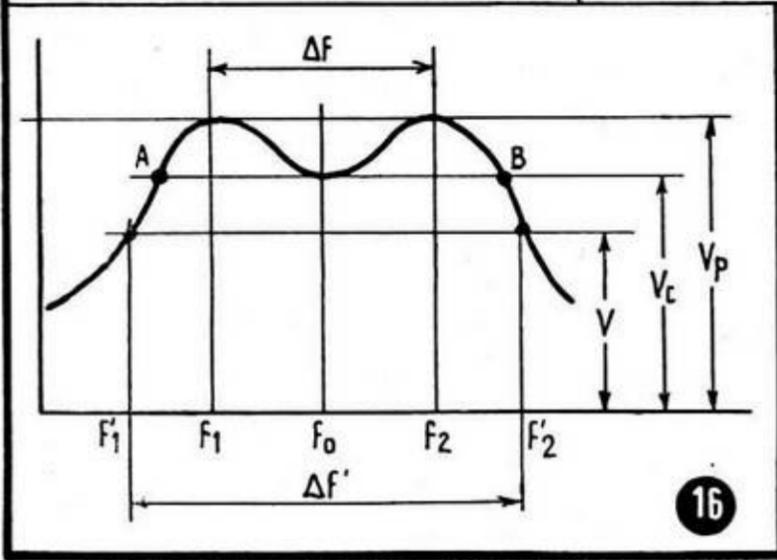
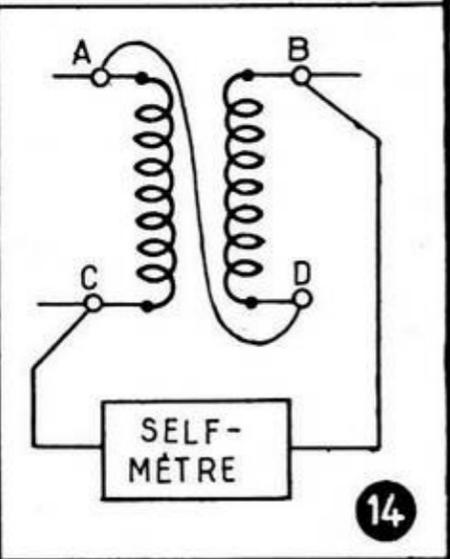
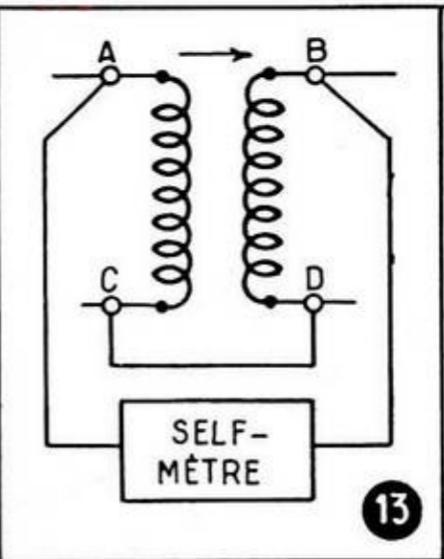
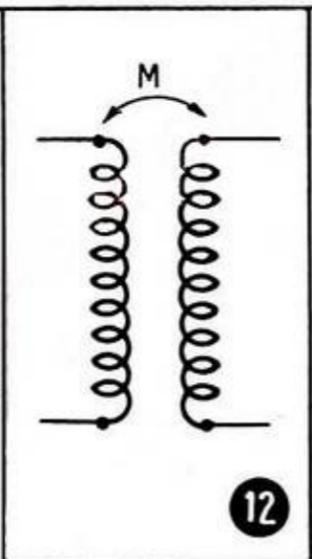
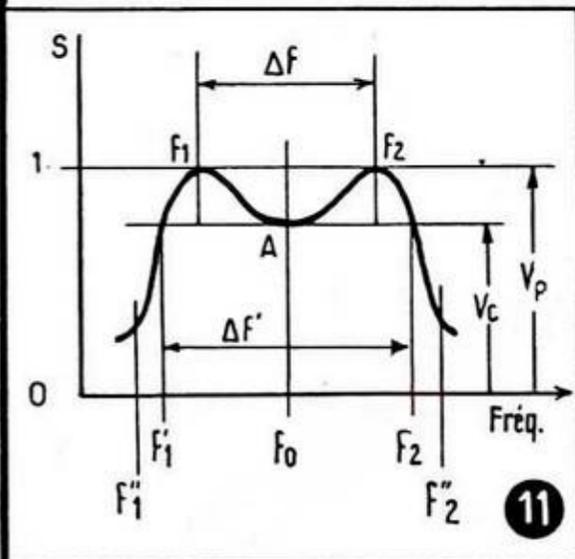
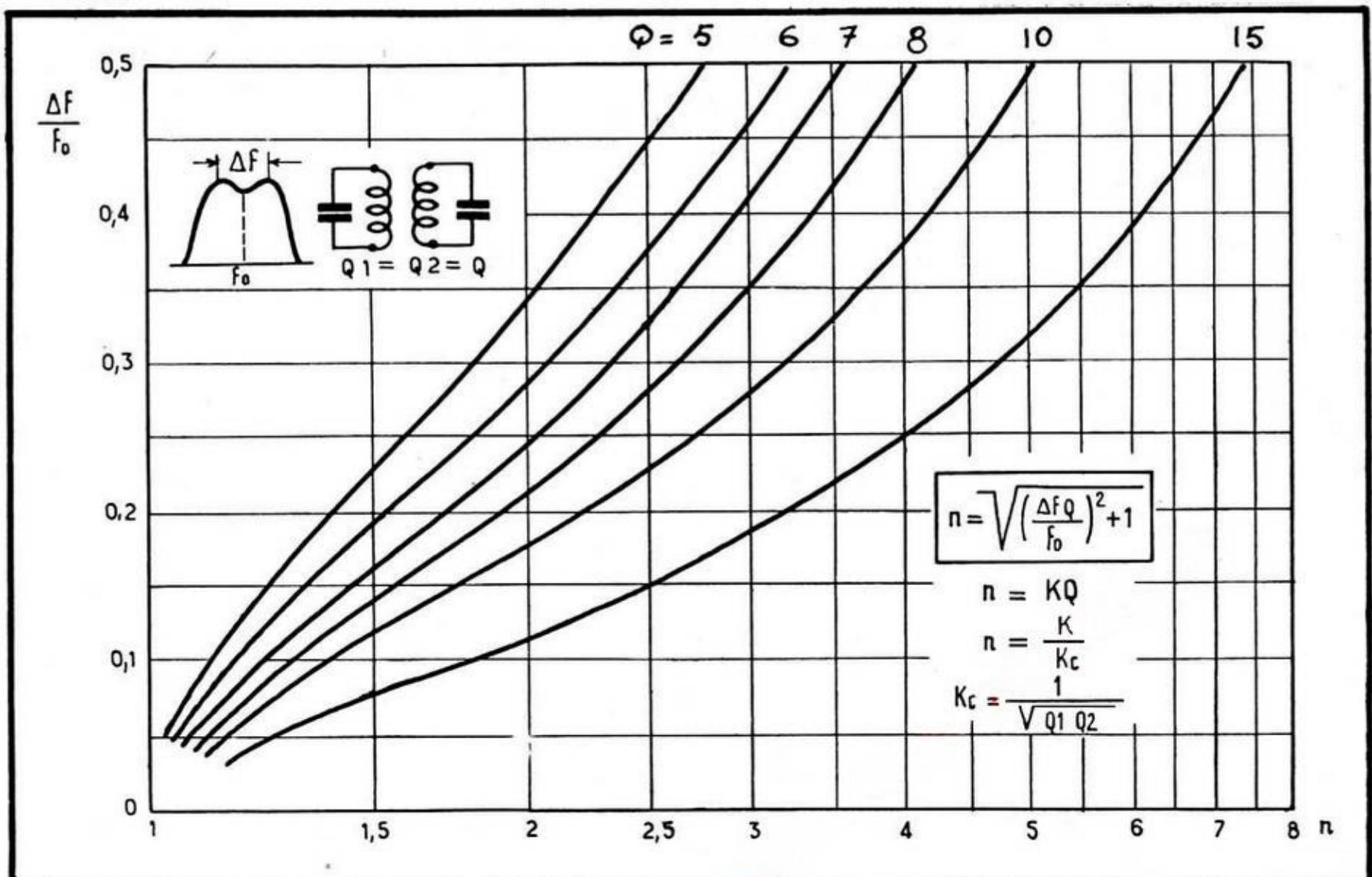
Soient les deux facteurs

$$b = \frac{\Delta f}{f_0} \text{ et } b' = \frac{\Delta f'}{f_0}$$

$b' = b \times A$, c'est-à-dire que $\Delta f' = \Delta f \times A$. Le facteur A varie selon l'ordonnée de $1/S$.

Dans le cas particulier où $V = V_c$

$$A = \sqrt{1 + \sqrt{\frac{V_p/V_c - 1}{V_p/V_c - 1}}} \quad (50)$$



Posons

$$\frac{V_p}{V_c} = r, \text{ et } \frac{V_c}{V} = r'$$

En prenant un exemple :

$$\frac{V_p}{V_c} = r = 1,1 \text{ soit } 0,8 \text{ db,}$$

$$\text{et } \frac{V_c}{V} = r' = 1,3 \text{ soit } 2,3 \text{ db.}$$

Les points qui ont pour ordonnée V , et f'_1 ou f'_2 pour abscisses, seront à $0,8 + 2,3 = 3,1$ db.

A est alors :

$$A = \sqrt{1 + \sqrt{\frac{r'^2 r^2 - 1}{r^2 - 1}}} \quad (51)$$

$$\text{et } \Delta f' = \Delta f \sqrt{1 + \sqrt{\frac{r'^2 r^2 - 1}{r^2 - 1}}} \quad (52)$$

r' est donc le rapport qui correspond à un certain nombre de db au-dessous de V_1 .

La méthode ci-dessus est plus simple et plus rapide que la méthode classique, consistant à calculer la sélectivité pour chaque point de la courbe, avec une équation beaucoup plus compliquée que les équations (51) ou (52).

Nous pourrions calculer une fois pour toutes $\Delta f'$ pour différents rapports V_p/V_c et V_c/V .

Réalisation d'une mutuelle

La mutuelle, bien qu'elle soit exprimée en microhenrys comme une inductance, n'est pas concrète, et lorsque les calculs nous auront donné $M = 3,25 \mu\text{H}$ par exemple, nous nous trouverons perplexes pour la réaliser.

Malgré notre désir de simplifier le travail et de faire appel le moins possible à des appareils de mesure de laboratoire, nous sommes dans l'obligation, dans le cas présent, d'avoir recours soit à un Q mètre, soit à un selfmètre; ce dernier est plus courant et suffit largement.

Considérons le circuit de la figure 12, et réalisons à même le montage le schéma de la figure 13, en réunissant les points C et D par un fil court. A et B seront branchés aux bornes du selfmètre, et on mesurera L' .

Mesurons maintenant L'' en réunissant A et D, et en branchant C et B au selfmètre (fig. 14).

L' sera plus grand que L'' , ou vice-versa, selon que les bobines seront montées en additif ou en soustractif.

Supposons que L' soit issue du montage additif et L'' du montage soustractif.

$$\text{On a } M = \frac{L' - L''}{4} \quad (47)$$

Nous insistons sur le fait que l'essai doit se faire dans les conditions mêmes de marche, c'est-à-dire toutes les capacités mises en jeu.

Le calcul peut donner aussi d'excellents résultats.

Couplage par mutuelle magnétique

Deux équations nous serviront de base; elles sont tirées de la loi de Kirchhoff :

$$\left[R_p + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \right] I_1 + j M\omega I_2 \quad (53)$$

est égal à

$$E - j M\omega I_1 + R_s j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) I_2 = 0 \quad (54)$$

On en arrive à déterminer le rapport entre les courants primaires et secondaires,

$$I_2/I_1 = M\omega/Z_s$$

ce qui donne pour E , issu du développement que nous omettons :

$$E = Z_p + \frac{M^2 \omega^2}{Z_s} \quad (59)$$

L'impédance équivalente des circuits primaires et secondaires couplés par mutuelle sera donc telle que Z équivalente = Z primaire en série avec l'impédance $M^2 \omega^2/Z_s$, résultat qui est illustré par la figure 18.

En vue d'éliminer au maximum tout ce qui n'est pas concret, nous nous bornerons à rappeler quelques définitions et à établir des équations qui nous serviront au bon entendement de la question de l'impédance équivalente des circuits couplés.

Coefficient de transmission K_T

$$K_T = \frac{n}{1 + n^2} \quad (62)$$

En représentant la courbe $K_T = f(n)$, on s'aperçoit que K_T passe par un maximum de 0,5 pour $n = 1$; c'est le couplage critique. Avec n plus grand que 1 (et ce

sera en télévision presque toujours le cas), le couplage est serré, avec n inférieur à 1, le couplage est lâche (fig. 19).

L'impédance moyenne des deux circuits est :

$$Z_{\text{moy}} = \sqrt{Z_p Z_s} \quad (63)$$

Impédance dynamique

L'impédance dynamique s'obtient en multipliant l'impédance moyenne par le coefficient de transmission.

$$Z_{\text{dynamique}} = K_t \sqrt{Z_p Z_s} \quad (64)$$

puisque

$$Z_p = \frac{L_p}{R_p C_p} \text{ et } Z_s = \frac{L_s}{R_s C_s};$$

si les circuits sont identiques

$$Z = \frac{L}{R \text{ (série)} C}$$

et en fonction de la résistance (parallèle) d'amortissement

$$Z = \frac{R}{LC \omega_o^2} \quad (65)$$

à la fréquence de résonance f_o

$$LC \omega_o^2 = 1$$

$$Z = R \text{ et } Z_d = K_T R \quad (66)$$

pour les fréquences différentes de f_o (toujours pour deux circuits identiques),

$$Z_d = K_T \frac{R}{LC \omega^2} \quad (67)$$

On voit ici l'importance du coefficient de transmission.

Autres couplages

D'après les principes des différentes sortes de couplages, nous voyons qu'en réalité tout couplage est dérivé du couplage par mutuelle. Il suffira d'assimiler chaque cas à la mutuelle équivalente du genre de couplage, et tout ce qui a été dit précédemment est valable.

La mutuelle équivalente du circuit de la figure 4 est :

$$M = K \sqrt{C_1 C_2}$$

et celle du circuit de la figure 7 :

$$M = K \sqrt{L_1 L_2}$$

C. MOTHIRON



Un événement!..

Les 20 causeries publiées ici de

La TELEVISION ?.. Mais c'est très simple !

réunies en un volume de 168 p. gr. format (180×225) sous couverture en 3 couleurs. 146 schémas, 800 dessins de Guilac.

Toute la télévision de A à Z sans migraine...

Prix : 600 fr. — Par poste : 660 fr.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, rue Jacob, Paris-6^e, C. C. P. 1164-34

En Belgique : SOCIÉTÉ BELGE DES ÉDITIONS RADIO, 204 a chaussée de Waterloo - Bruxelles

★ L'oscilloscope ★ ★ a u t r a v a i l ★ ★ e n t é l é v i s i o n ★

Troisième et dernière partie, par F. Haas

(Voir les numéros 22 et 23)

Le blocking images

La figure 5 montre le blocking et le balayage images, réalisé au moyen d'un tube triode-penthode ECL80. L'oscillation de relaxation est produite dans la triode, d'une manière analogue à ce qui a été fait dans le blocking lignes. Au pied de l'enroulement grille, nous retrouvons l'ensemble condensateur fixe et résistance ajustable, définissant la récurrence du balayage.

En branchant l'oscillographe au point O, nous avons relevé la forme d'onde aux bornes du condensateur (photo 18). C'est une jolie dent de scie d'une bonne linéarité (la légère courbure sur le côté gauche provient d'un excès de synchronisation de l'oscillographe).

Si nous relierions l'oscillographe au point P (grille de la triode), nous obtenons l'oscillogramme de la photo 19. La dent de scie présente au pied du bobinage se retrouve évidemment ici, mais au moment du retour images, on aperçoit une impulsion de forte amplitude : c'est l'oscillation du système blocking. En réalité, ce n'est donc pas une

impulsion isolée, mais un train d'ondes amorties; mais en raison de la lenteur du balayage (la durée de la montée de la dent de scie représente 1/25 sec.), ce train d'ondes est confondu en un seul trait. On comparera cet oscillogramme avec la photo de l'oscillogramme prise sur la grille du blocking lignes, où la fréquence propre du blocking se rapproche davantage de la fréquence du balayage lignes.

Sur la plaque de la triode, au point Q, on relève un oscillogramme semblable (photo 20). Toutefois, on distingue ici au moins une période d'oscillation du blocking. La forme générale est toujours celle de la dent de scie.

Le balayage images

Dans la plaque du blocking images, nous trouvons, en série avec le secondaire du transformateur, une résistance de charge de 0,5 M Ω . C'est aux bornes de cette résistance qu'apparaît la tension de balayage. Elle est injectée dans la grille de la penthode au moyen d'une liaison par résistance et capacité, le potentiomètre de 1 M Ω étant

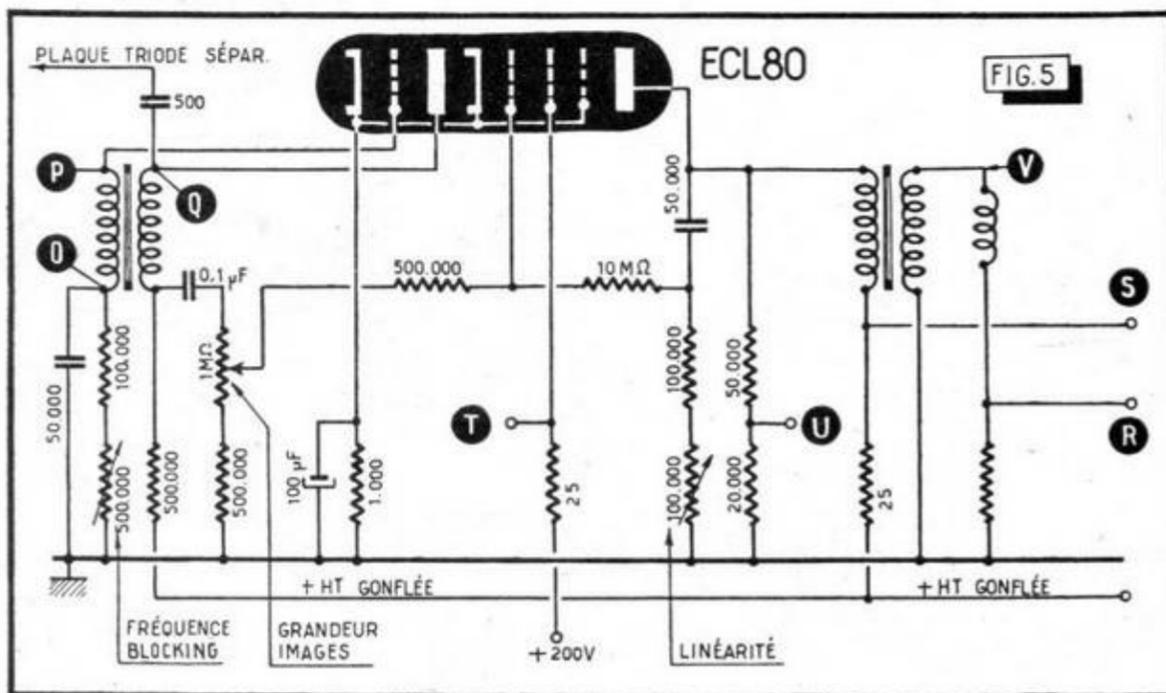


Fig. 5. — Schéma de la partie blocking et balayage images.

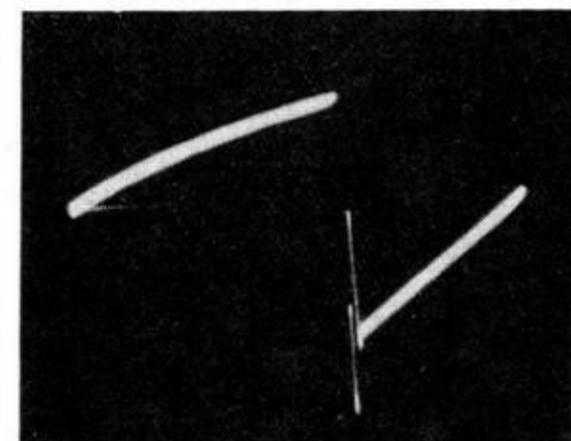
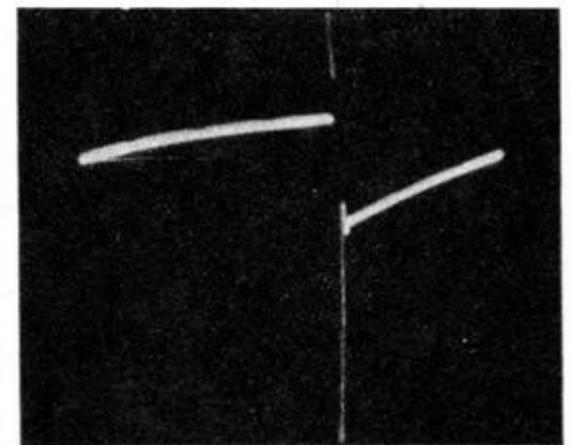
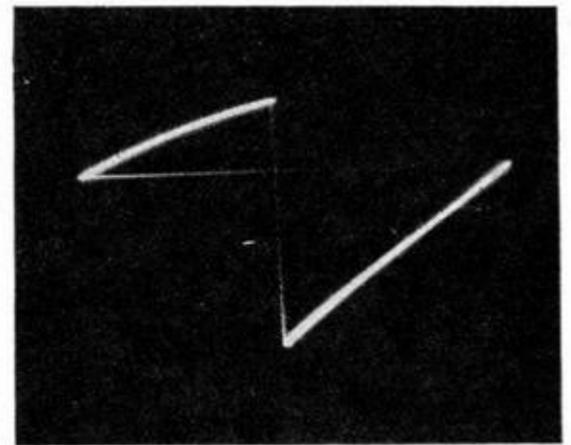


Photo 18. — Tension au point O.
Photo 19. — Tension grille en P.
Photo 20. — Tension plaque du blocking (point Q).

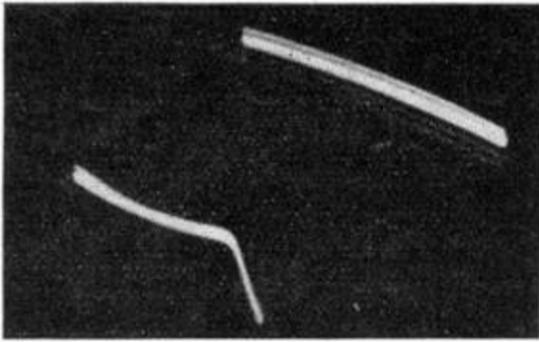


Photo 21. — Tension sur la plaque du tube de sortie images, prise au moyen d'un diviseur de tension (point U).

utilisé à l'ajustage de l'amplitude, autrement dit, la hauteur de l'image. On remarquera le circuit de contre-réaction plaque-grille (résistance de $10\text{ M}\Omega$), dont le but est d'améliorer la linéarité de l'amplificateur.

La tension alternative sur la plaque penthode est trop élevée pour être admise par le tube cathodique; nous avons donc ajouté le diviseur de tension R'R'', par ailleurs étranger au montage. Sur la prise du diviseur, au point U, nous avons relevé l'oscillogramme de la figure 21. La dent de scie présente ici une pointe de dépassement notable, due à la self-induction du transformateur de sortie, et nécessaire pour avoir dans le bloc de déflexion un courant de forme correcte.

Pour voir l'allure du courant plaque, nous avons intercalé, entre le pied du primaire et le +HT gonflé, une résistance de $25\ \Omega$, et branché l'oscillographe au point S. La figure 22 montre le résultat de cette opération. L'épaisseur du trait est due, tout comme dans l'oscillogramme précédent, à la présence de tops lignes, qui passent malgré tout à travers le séparateur. Notons cependant que leur amplitude n'est plus dangereuse pour la synchronisation. L'oscillogramme aurait été plus explicite si l'on avait enregistré au moins deux périodes, ce qui aurait permis de mieux saisir les proportions dans la durée des différentes parties de la courbe. On distingue une partie descendante (le balayage), une remontée rapide (le retour) et une partie horizontale où le courant plaque reste constant. Cette fixité semble due à l'action de l'écran. Pour en avoir le cœur net, nous avons intercalé une résistance de $25\ \Omega$ en série dans l'écran, ce qui nous a donné (au point T) l'oscillogramme de la photo 23. On remarquera que l'allure générale des courants plaque et écran est la même, et la partie horizontale est ici plus prononcée encore; c'est donc bien l'action de l'écran sur la plaque. Les tops lignes se superposent à la dent de scie avec une amplitude considérable. Nous supposons qu'il s'agit d'un découplage insuffisant du +200 V.

La tension au secondaire du transformateur de balayage (point V) est montrée sur la photo 24. C'est une dent de scie avec un certain dépassement, comme nous l'avons déjà vue sur le primaire (photo 21). L'onde parasite à amplitude constante et à fréquence beaucoup plus élevée, c'est ici la tension induite par couplage magné-

tique par le balayage lignes dans les bobines de déflexion images. Ce n'est évidemment pas une sinusoïde, et les zones plus ou moins claires de l'oscillogramme l'indiquent.

Toutefois, lorsque l'on veut avoir une idée sur la qualité d'un balayage magnétique, il faut examiner le courant qui parcourt les bobines, et non pas la tension aux bornes. Nous avons donc intercalé dans le circuit de déflexion images une résistance de $3\ \Omega$, et enregistré le courant (point R, figure 25). C'est une dent de scie bien convenable, à laquelle on reprochera seulement un léger manque de linéarité. Les tops lignes, la tension parasite induite par le balayage lignes et les dépassements que l'on notait aux points U et V ont disparu, ce qui montre qu'en télévision comme ailleurs, on ne doit s'inquiéter d'un phénomène parasite aperçu dans un étage intermédiaire qu'à condition qu'il subsiste à la sortie. On notera même que le dépassement signalé a évité que le début de la dent de scie (juste après le retour images) soit davantage arrondi.

Essais sur émission

Tous les oscillogrammes précédents ont été, répétons-le, relevés sur un récepteur attaqué par un générateur de mire. C'est là certes la façon la plus commode d'opérer, en partie en raison de la durée encore réduite des émissions. Il est cependant nécessaire de savoir ce que montre l'oscillographe lorsque le récepteur reçoit une émission réelle. Point n'est besoin de brancher l'oscillographe sur tous les points indiqués précédemment, car les formes d'onde resteront sensiblement les mêmes. Il nous suffira d'accrocher la pince crocodile au point A, à la sortie de l'amplificateur vidéo.

La photo 26 montre cette tension (point A) peu avant l'émission, au moment réservé à la mire de linéarité. On comparera cet oscillogramme à celui de la photo 2, relevé sur générateur de mire. Le balayage est synchronisé sur la fréquence images. Les tops de synchronisation sont en haut, les blancs en bas. A la fin de l'image (juste après la dent blanche qui précède l'intervalle plus large), on aperçoit, en haut, un point blanc : c'est le top de synchronisation images.

Sur la photo 27, on voit une modulation image complète. En raison de la durée d'exposition, nous avons enregistré un grand nombre de lignes, et les signaux correspondant à des teintes variables du blanc au noir se superposent. Il est impossible de dépouiller un oscillogramme semblable. L'échelle des temps est ici plus dilatée : la partie comprise entre les deux espaces noirs correspond à une seule ligne.

Il est à noter que, sur ces deux oscillogrammes, la proportion des tops de synchronisation est incorrecte. Il y a un écrasement des noirs, comme nous l'avons indiqué précédemment.

F. HAAS

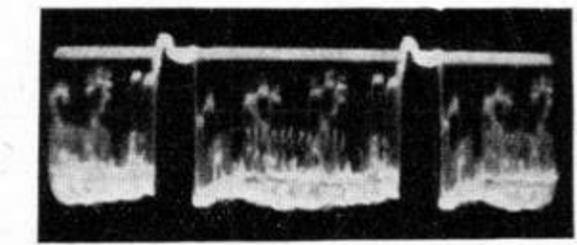
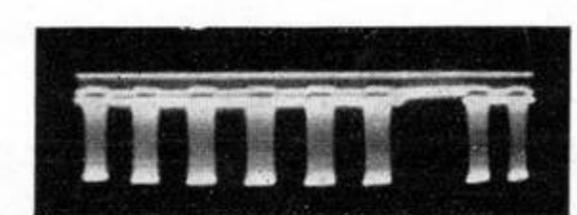
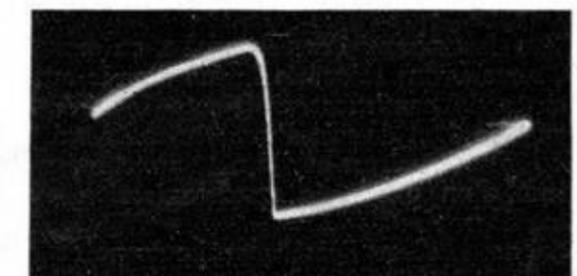
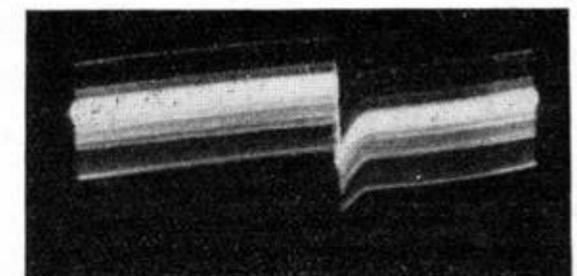
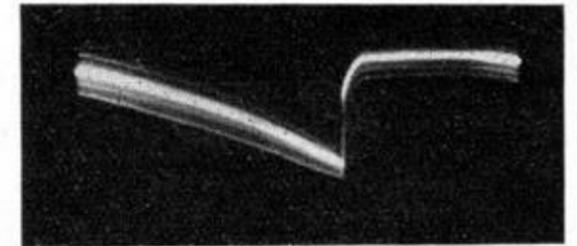
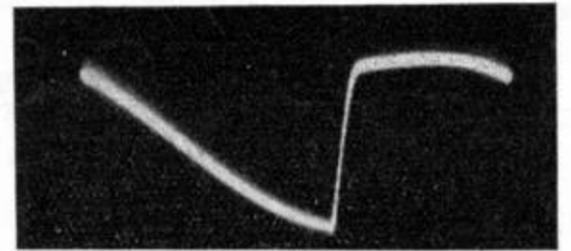


Photo 22. — Courant plaque en S.

Photo 23. — Courant écran en T.

Photo 24. — Tension sur le secondaire du transformateur images (point V).

Photo 25. — Courant dans les bobines de déflexion images.

Photo 26. — Mire de linéarité de l'émetteur à la sortie vidéo.

Photo 27. — Modulation image du programme de télévision.

ÉCLAIRAGE AMBIANT, DÉFINITIONS ET UNITÉS NOUVELLES

La Commission internationale de l'Éclairage a tenu récemment à Stockholm une réunion, au cours de laquelle un certain nombre de décisions ont été prises et recommandations faites, qui sont en particulier applicables à la télévision et que nous nous proposons de résumer.

Éclairage des studios

En France, les courbes de répartition spectrale des tubes analyseurs correspondent à celle de l'œil humain, le maximum étant placé au même endroit mais la courbe étant plus étalée. La marge de contraste des brillances est de 20 à 1 en pratique. En Belgique, l'éclairage des studios de télévision est effectué au moyen de lampes à incandescence de 0,5 à 2 kW, d'une durée de 100 heures.

Les niveaux d'éclairement, de 4.000 à 5.000 lux avec les anciens tubes analyseurs, peuvent être ramenés à 2.000 à 3.000 lux avec les nouveaux. On se sert habituellement des projecteurs du type cinématographie, avec lampe à incandescence de 2 kW. Les tubes à vapeur de mercure, donnant une émission ultraviolette trop intense, ont été abandonnés. A l'extérieur, l'éclairage naturel est parfois renforcé par des arcs de 150 A. Le rapport optimum des brillances d'une scène paraît être de 30 à 1. Selon les tubes analyseurs, le niveau d'éclairement peut varier de 300 à 1.000 lux, ou bien de 1.000 à 2.000 lux.

Aux États-Unis, on se sert de groupes de lampes à fluorescence montés avec des filtres de radiations coupant celles inférieures à 450 m μ m pour éliminer les raies du mercure pour les ondes les plus courtes. On réalise l'éclairage d'ambiance au moyen de projecteurs à incandescence de 0,5 à 2 kW à faisceau réglable.

Pour les fonds et la simulation des effets d'objets mobiles, tels que voitures ou nuages, on emploie des projections. On prend des rapports de 3/1 à 3/5 pour les luminances entre l'avant et le fond de la scène.

Éclairage d'ambiance à la réception

En Amérique, on admet comme acceptable, pendant la réception, un éclairement de 50 lux dans un plan horizontal à 80 cm au-dessus du sol.

La luminance maximum de l'écran est d'environ 30 nits; le contraste maximum est de 40 ou 50 à 1. Le contraste admissible résulte de l'adaptation possible de l'œil. C'est pourquoi on aboutit souvent à ce résultat paradoxal qu'on éprouve une impression de vision plus agréable lorsque l'écran reçoit un léger éclairage ambiant.

En conclusion, chaque pays est chargé d'établir un rapport fixant le développement de la technique de l'éclairage pour la télévision en noir et blanc, studios et réception. La Commission établira des instructions à l'usage des spectateurs pour qu'ils puissent régler leurs appareils en vue d'obtenir la meilleure réception. L'étude de la fatigue visuelle sera faite en collaboration avec le corps médical. Un sous-comité sera créé pour l'étude de la télévision en couleurs.

Définitions et symboles

Un certain nombre de définitions nouvelles ont été données; des définitions anciennes ont été révisées. On recommande la *luminance* comme intensité lumineuse par unité de surface. Pour remédier à l'abus d'unités nationales particulières non métriques (foot-lambert, etc...), on emploiera comme unité d'éclairement le *lux* et comme unité de luminance le *nit* ou *candela* par mètre carré de surface apparente. On tolère, pour les unités britanniques, le lumen par pied carré (foot-candle) comme unité d'éclairement et la candela par pied carré de surface apparente comme unité de luminance.

Le terme de *radian* (1928) non utilisé dans certains pays, sera abandonné et remplacé progressivement par celui d'émission, lumineuse ou énergétique, pour désigner le flux émis par unité de surface. Pour éviter la

confusion avec la self-inductance, le symbole *Q* remplacera le symbole *L* pour désigner une quantité de lumière.

Flux énergétique. Puissance émise, transportée ou reçue sous forme de rayonnement (Symbole Φ_e ; unité : watt).

Flux lumineux. Grandeur caractéristique d'un rayonnement exprimant son aptitude à produire une sensation lumineuse évaluée d'après les valeurs de l'efficacité lumineuse relative (Symbole Φ ou *F*; unité : lumen).

Efficacité lumineuse. Quotient du flux lumineux d'un rayonnement par le flux énergétique correspondant (Symboles K , K_λ et K_m selon qu'il s'agit d'un rayonnement complexe, d'un rayonnement monochromatique sur l'onde λ , d'un rayonnement monochromatique pour lequel λ est maximum; unité : lumen par watt).

Efficacité lumineuse d'un rayonnement monochromatique. Quotient de l'efficacité lumineuse K_λ de ce rayonnement par l'efficacité lumineuse maximum (Symbole V_λ).

Eclairement (en un point d'une surface). Quotient du flux lumineux reçu par un élément infiniment petit de cette surface entourant le point considéré, par l'aire de cet élément (unité : lux).

Émission lumineuse (en un point d'une surface). Quotient du flux lumineux émis par un élément infiniment petit de cette surface entourant le point considéré, par l'aire de cet élément.

Intensité lumineuse d'une source dans une direction quelconque. L'intensité lumineuse d'une source ponctuelle (ou d'un élément de source) dans une direction quelconque est le rapport du flux lumineux émis par la source dans un cône infiniment petit ayant cette direction, par l'angle solide de ce cône (Symbole *I*; unité : candela).

Luminance (en un point d'une surface dans une direction). Quotient de l'intensité lumineuse émise dans cette direction par un élément infiniment petit de la surface entourant le point

considéré, par l'aire de la projection orthogonale de cet élément sur un plan perpendiculaire à cette direction (Symbole L ; unité : *nit*).

Candela. (Définition adoptée par la Conférence générale des Poids et Mesures de 1948) : Unité d'intensité lumineuse telle que la luminance du radiateur intégral à la température de solidification du platine, soit de 60 unités d'intensité lumineuse par centimètre carré (Symbole : *cd*).

Lumen. Unité de flux lumineux. Flux émis dans un angle solide de 1 stéradian par une source ponctuelle uniforme d'intensité égale à 1 *candela*. (Symbole : *lm*)

Lux. Unité d'éclairement. Eclairement d'une surface de 1 m² recevant un flux de 1 lumen uniformément réparti. (Symbole : *lx*)

Nit. Unité de luminance. Luminance d'une source ayant une intensité de 1 *candela* par mètre carré de surface apparente (Symbole : *nt*).

Définitions colorimétriques

Le Comité de Colorimétrie a proposé les définitions suivantes qui ont été adoptées :

Étalon A. Lumière émise par une lampe à filament de tungstène à atmosphère gazeuse, fonctionnant à la température de couleur 2.854° K selon l'échelle internationale de température de 1948.

Longueur d'onde dominante (d'une lumière colorée non pourpre). Longueur d'onde de la radiation spectrale qui, mélangée en proportion convenable à une lumière achromatique spécifiée, équilibre la couleur de la lumière considérée (Symbole λ_d).

Longueur d'onde complémentaire (d'une lumière colorée). Longueur d'onde de la radiation spectrale qui, mélangée en proportion convenable à la lumière considérée, équilibre la lumière achromatique spécifiée (Symbole λ_c).

Chromaticité. Caractéristiques colorimétriques d'une lumière repérable par les coordonnées de la longueur d'onde dominante et de la pureté.

Termes photométriques et colorimétriques	TERMES D'USAGE COURANT	Termes utilisés par les psychophysologistes
Source : Luminance	Intense } faible } luminosité	Phanie
Objet : Facteur de luminance	Clair } Foncé } clarté	
Longueur d'onde dominante	Rouge Orange : vif (clair, saturé) Jaune : pâle (clair, non saturé) Vert : profond (sombre, saturé)	Tonalité
ou complémentaire	Bleu : rabattu (sombre, non saturé) Violet Pourpre pure (saturé) lavé de blanc	
		Chromie Satura-tion

Clarté (leucie). Attribut de la perception visuelle selon laquelle un corps semble transmettre (ou diffuser) une proportion plus ou moins grande de la lumière incidente.

Blanc. La notion de blanc a donné lieu jusqu'à ce jour à des appréciations subjectives mal définies. Il est recommandé d'étudier la lumière de référence la mieux appropriée, les exigences instrumentales, l'importance relative du facteur de luminance et de la chromaticité pour déterminer le degré de blancheur.

Vocables colorimétriques

Le Comité des Définitions soumet à l'examen des comités nationaux le tableau de correspondance ci-dessus des vocables colorimétriques proposé par l'A.F.N.O.R.

Unités et étalons photométriques

Le Bureau international des Poids et Mesures et le Bureau de la Commission internationale de l'éclairage étudieront un mode uniforme de réalisation des étalons suivants :

Elalons d'intensité lumineuse :
15 *candelas*   la température de couleur de 2.042° K.
30 *candelas*   la température de couleur de 2.353° K.

Elalons de flux lumineux :
300 lumens à la température de couleur de 2.353° K.
2.000 lumens à la température de couleur de 2.788° K.

En terminant, nous devons nous féliciter de constater que la Commission internationale de l'éclairage, dont le domaine est d'ailleurs fort étendu, puisqu'il va des définitions aux unités, des étalons à la vision, de la photométrie à la colorimétrie, des sources de lumière aux matériaux diffusants, et englobe l'éclairage des voies publiques des automobiles, des musées, des monuments, des aérodromes, des avions ainsi que les signaux de circulation, l'éclairage diurne et ultraviolet, l'éclairage des magasins, des écoles, des bureaux, des ateliers et des trains, des cinémas et des théâtres, s'intéresse maintenant par surcroît à la télévision où tout reste à faire.

M. ADAM

Parasites

Huit mois ont été nécessaires à Port Jefferson (U.S.A.), pour localiser la source d'un parasite qui étouffait littéralement les réceptions de télévision.

Le premier suspect fut le train, dont la locomotive, équipée de nouveaux moteurs Diesel, finit par être innocent e.

En désespoir de cause, les téléspectateurs intervinrent auprès de leur député, qui obtint le déplacement sur les lieux d'un plein camion d'ingénieurs de la F.C.C., armés d'un appareillage goniométrique.

Finalement, le coupable fut repéré. Il s'agissait d'un pylone à projecteur du

ÉCHOS ET RÉFLEXIONS

bord de la route; les vibrations des camions de passage avaient brisé un isolateur au sommet. Il suffit de le remplacer pour que tout rentre dans l'ordre et que les images reparassent sur les écrans.

Radio

La plus vieille science du monde, l'astronomie, a enrol  la radio sous forme de ses plus récents instruments, les radio-télescopes. Ceux-ci se présentent sous des aspects variés.

Aux U.S.A., l'Université de l'état d'Ohio emploie un ensemble de 6 éléments hélicoïdaux.

Huit ensembles, soit 48 éléments en tout, sont montés sur un berceau m tallicque de 50 mètres, et sont dirigés vers l'espace sidéral à la recherche de rayonnements sur 250 MHz provenant de perturbations cosmiques ou d'univers situés à plus d'un million d'années-lumière.

En Grande Bretagne, l'Université de Manchester emploie un gigantesque réflecteur à Jodrell Bank. Le paraboloïde, de 80 mètres, pesant 1.270 tonnes, sera supporté par deux pylones de 60 mètres, et sera entièrement orientable.

TÉLÉ 52

Récepteur haute définition, à tube rectangulaire plat grand angulaire, de hautes performances, et à commande automatique de fréquence pour le balayage horizontal.

Le souffle

Nous avons fait notre possible pour éviter la granulation de l'image, produite par le « souffle » qui vient introduire des perturbations dans la précision du déclenchement de la base de temps horizontale bien avant que le dit souffle soit gênant ou même visible sur l'image. C'est pourquoi nous proposons deux schémas différents pour la synchronisation de la base de temps lignes.

Montage classique

Il utilise une synchronisation du relaxateur ligne par ligne. Un filtre passe-bas, en série avec l'attaque de grille de la séparatrice-amplificatrice des tops de synchronisation lignes, atténue les fréquences élevées et, par cela même, les perturbations qui peuvent accompagner le top de synchronisation.

Le top est lui-même légèrement déformé par ce filtre, mais la stabilité de la base de temps lignes n'en souffre absolument pas. Seul, un léger retard du déclenchement est constaté, du fait que le front avant du top n'est plus aussi raide; mais, dans le montage considéré, le temps de retour de l'ensemble de déflexion étant assez largement prévu, ce petit défaut est absolument sans inconvénient.

Ce montage pourra être utilisé avec succès par les réalisateurs éventuels situés dans un rayon d'une quarantaine de kilomètres et même plus, dans les régions où la propagation est satisfaisante.

Pour les amateurs moins favorisés, nous avons mis au point un système de commande automatique de fréquence, qui compare, commande et maintient en phase la fréquence du relaxateur lignes. L'inertie du système de commande assure à toutes les lignes de l'image un point de départ très stable. Par suite, les bords de l'image sont absolument nets, et exempts de déchirures. Nous verrons en détail le fonctionnement de ce système dans un paragraphe suivant.

Dans deux précédents numéros de TELEVISION, nous avons décrit en détail la fabrication d'un ensemble complet de déviation-concentration pour tube rectangulaire à grand angle. Nous abordons aujourd'hui la description d'un téléviseur complet utilisant ce matériel. Nous commencerons par les bases de temps, nous verrons ensuite la partie haute fréquence et, enfin, la mise au point.

Nous nous sommes attachés à faire un récepteur de hautes performances, qui donne une image d'une qualité et d'une finesse maximum, caractéristiques également indispensables quand on augmente la dimension de l'écran.

Signalons, dès à présent, que ce système n'utilise qu'une seule lampe supplémentaire, et que l'amélioration de l'image obtenue à grande distance compense largement l'augmentation modique du prix de revient.

Le châssis

Le téléviseur est monté sur un châssis en tôle cadmiée de 15/10 mm, découpée et pliée suivant les cotes données sur la figure 1. Ce châssis supporte le tube et l'alimentation, donc un poids important. Il doit être suffisamment rigide pour éviter un effort sur le col du tube quand on soulève le châssis par un coin. C'est pourquoi nous l'avons fait en tôle assez épaisse, avec angles soudés à l'autogène.

Sur ce châssis sont montés les bases de temps et les étages pré-amplificateur et final basse-fréquence.

Le haut-parleur elliptique de 12 x 17 cm, fixé sur un baffle en isorel est placé, légèrement incliné, sous le châssis. Une ouverture dans la face avant facilite la sortie du son.

Une découpe est prévue pour recevoir la platine « Haute Fréquence », exécutée

séparément en tôle de 10 à 12/10 mm étamée ou en fer blanc de même épaisseur. Nous en donnons les cotes figure 2, pour permettre la construction complète de la tôlerie avant le cablage. La fixation est par 8 vis de 3 mm.

Une vue de dessous (fig. 3) du châssis montre la disposition des principales pièces telles que transformateur, bobines, chimiques, ainsi que les emplacements réservés aux différents tubes.

Le tube cathodique, centré par le bloc de déflexion, sera ceinturé à l'avant par une bande de tôle de 20 mm. de large et de 15/10 mm. d'épaisseur, serrée sur le châssis par deux tiges filetées de 4 mm. Il est recommandé de disposer, entre le tube et les parties métalliques, un corps souple évitant un serrage trop brutal, du caoutchouc mousse par exemple.

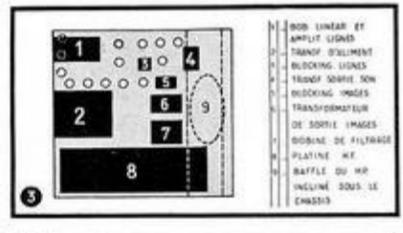
Séparatrice de synchronisation.

Cet étage utilise une triode-pentode ECL80 dont la partie pentode travaille en séparatrice (fig. 4). La détection grille est utilisée pour écreter le signal de modulation. La faible tension d'écran, nécessitée par ce mode de fonctionnement, est obtenue par chute de tension dans une résistance de 1 mégohm qui alimente l'écran de la partie pentode. La résistance de fuite de grille est, comme il se doit, ramenée au potentiel de la cathode, cette dernière étant portée à un potentiel positif à l'aide d'un pont entre haute-tension et masse. La tension développée entre cathode et masse, qui est de l'ordre de 25 volts, a pour but de bloquer la partie triode qui assure le tri des tops images par le système de différentiation, procédé bien connu et presque toujours utilisé pour le standard français à 819 lignes.

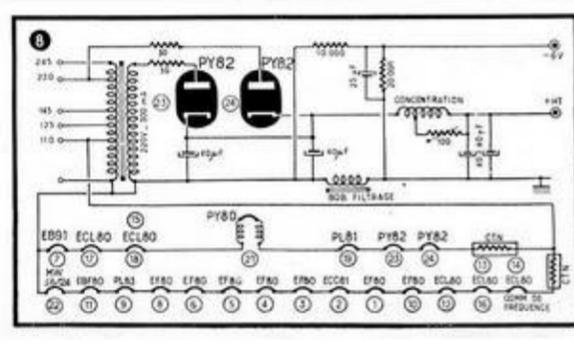
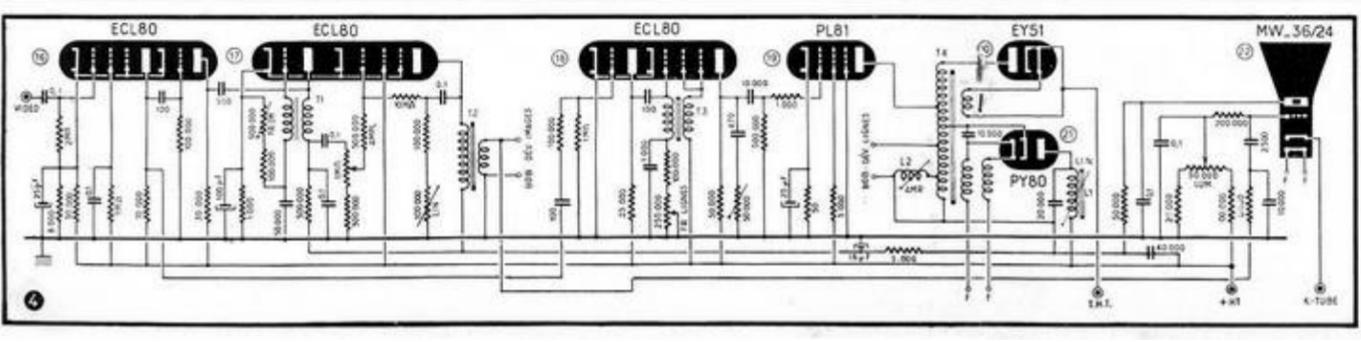
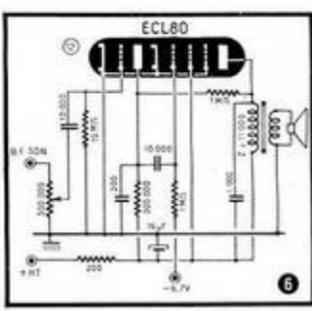
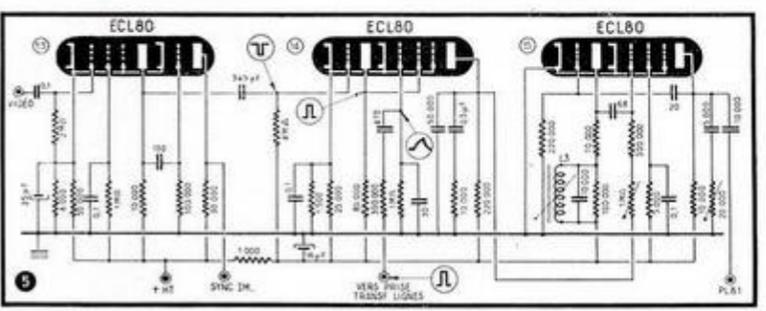
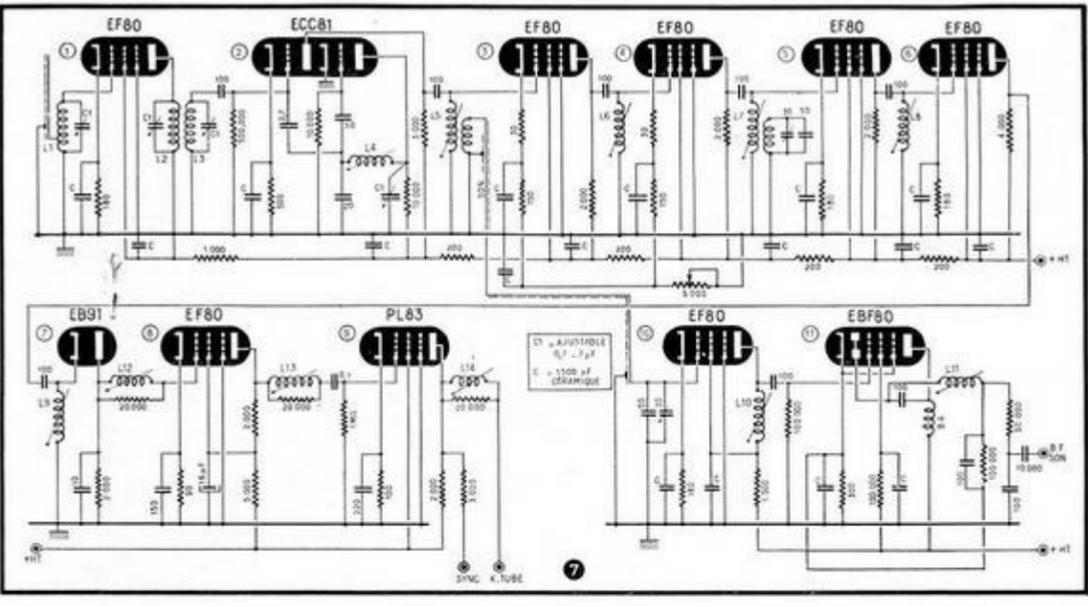
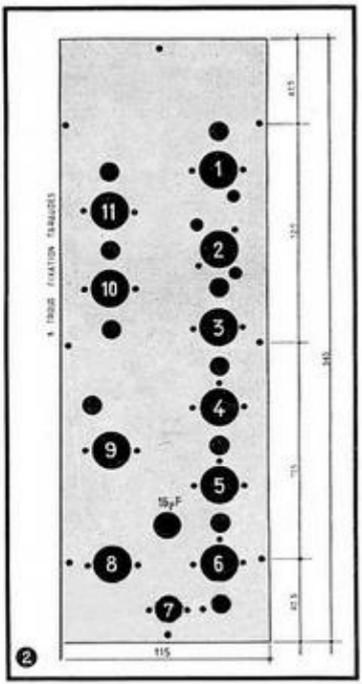
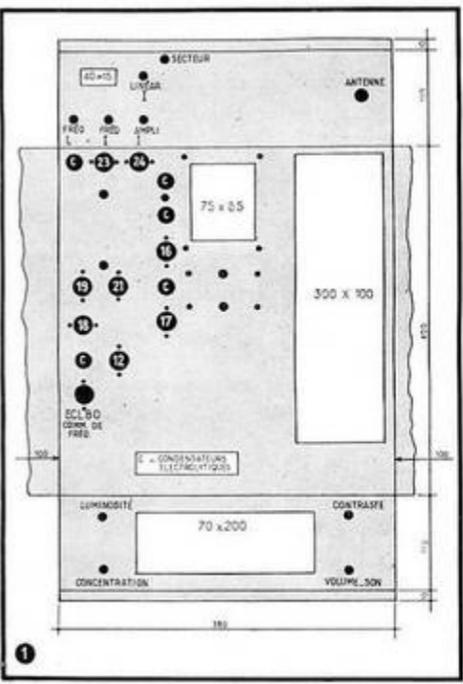
Base de temps horizontale

Nous trouvons tout d'abord sur le schéma une deuxième ECL80, dont la partie triode

TÉLÉ 52



NON LINEAR ET
 AMPLIF. LIGNES
 TRACKING D'ILLUMIN.
 BLOCKING LIGNES
 TRACKING SOURCE SON
 BLOCKING IMAGES
 TRANSFORMATEUR
 DE SORTIE IMAGES
 SIGNALS DE FILTRAGE
 PLATINE HE
 BATTERIE DU HP
 INCLINÉ SOUS LE
 CHASSIS



sert de séparatrice et d'amplificatrice des tops de synchronisation lignes. Une forte résistance de 100.000 ohms est placée en série avec la capacité de liaison attaquant la grille de la triode. Cette résistance forme, avec les capacités parasites, un filtre qui atténue les fréquences élevées et diminue le déchirement des bords verticaux de l'image, comme nous l'avons dit au début de cet article. De plus, elle favorise l'écrêtage des signaux de synchronisation et leur assure une amplitude rigoureusement constante, sur la plaque de la triode, pour un réglage très étendu du contraste de l'image. Les tops de synchronisation sont injectés sur la grille de commande de la partie penthode. Cette grille forme, avec la grill-écran et la grille de suppression (réunies entre elles) une triode que l'on utilise en oscillateur bloqué; la plaque est réservée au circuit intégrateur, associé à une cellule de déformation, qui produit la tension de forme nécessaire à l'attaque de la penthode de puissance.

L'amplificatrice de balayage lignes est une PL81 associée à un circuit de récupération primaire qui est une version améliorée du circuit précédemment utilisé sous le nom de « booster secondaire ». Ce nouveau circuit utilise, au lieu d'un transformateur, un auto-transformateur, ce qui améliore évidemment le rendement, augmente le couplage et, par conséquent, diminue les self-inductions de fuite des enroulements, ainsi que les pertes (fig. 4).

Le rendement est ici primordial, car le balayage d'un tube rectangulaire, à grand angle de déflexion, alimenté par une très haute tension de 13 à 14.000 volts, nécessite une puissance assez élevée, qui, malgré tout, ne doit pas faire débiter le tube de puissance au delà des caractéristiques limites données par le constructeur.

La réduction des self-inductions de fuite rend presque imperceptibles les oscillations qui se produisaient souvent au début du balayage dans les montages utilisant un transformateur.

Le principal inconvénient, nous dirons même le seul, est que c'est la cathode de la valve d'amortissement qui est soumise aux impulsions de retour; on ne peut donc, comme dans les anciens montages, l'alimenter directement en parallèle. Il faut aussi tenir compte des capacités parasites qui pourraient allonger outre mesure la durée du temps de retour, et par cela même la valeur de la T.H.T. Dans la solution envisagée pour le chauffage des tubes, il était difficile d'admettre un second transformateur pour l'alimentation de la valve de récupération; le secondaire de ce transformateur devait être, en effet, à haut isolement et à faible capacité, comme ceux utilisés il y a quelques années dans les balayages à haute impédance.

La difficulté a été tournée en alimentant le filament de la valve de récupération en série avec ceux des autres tubes du téléviseur, mais à travers un enroulement bifilaire, c'est-à-dire formé de deux fils enroulés côte à côte. Cet enroulement est couplé sur le circuit magnétique de l'auto-transformateur de lignes, dans un sens tel que les impulsions induites dans ce bobine,

soient de même sens que celles qui apparaissent sur la cathode de la valve de récupération et viennent équilibrer les tensions entre filament et cathode de ce tube. Une capacité de 10.000 picofarads, que l'on a intérêt à choisir très bien isolés (3.000 volts essai) est disposé entre filament et cathode afin de parfaire cet équilibrage.

Sur l'auto-transformateur, outre les prises allant au bloc de déflexion, à la valve de récupération, et à la plaque du tube de sortie, se trouve une quatrième prise. En parallèle sur cette fraction d'enroulement est branchée une petite self-induction variable, qui permet de régler l'amplitude de la déviation horizontale.

On remarque, sur le schéma, une seconde self-induction variable placée en série dans l'alimentation du balayage lignes, entre la haute-tension et la plaque de la valve de récupération. Cette bobine, accordée par les deux capacités qui sont reliées à la base de l'auto-transformateur, permet de corriger la linéarité du balayage lignes.

L'alimentation de la grille-écran du tube PL81 est effectuée à travers une résistance de 3.000 ohms; cette résistance n'est pas découplée.

Une faible résistance, d'une cinquantaine d'ohms, découplée par un condensateur chimique de 25 microfarads, est placée dans la cathode du tube, afin de le protéger en limitant son courant anodique en cas d'arrêt du relaxateur. Il est utile de mesurer exactement la valeur de cette résistance avant de la mettre en place, afin de pouvoir contrôler facilement, par simple mesure de tension, le courant total consommé par le balayage. Il est évident que cette résistance devra être largement prévue pour éviter un échauffement trop grand, qui risquerait de faire varier sa valeur et ainsi fausser les mesures.

Base de temps verticale

Le balayage images est effectué avec un seul tube ECL80. La triode est employée comme relaxateur bloqué, et la penthode sert de lampe de sortie. Vu la puissance relativement faible de ce tube, il est nécessaire de l'alimenter sous une tension assez élevée, et c'est pourquoi la haute tension d'alimentation du circuit de plaque est prise sur la haute tension gonflée du balayage lignes, à travers un filtre de 3.000 ohms et 16 microfarads (fig. 4).

La tension d'attaque de la penthode est prélevée dans le circuit intégrateur placé dans le circuit plaque du blocking. Ce dispositif est également alimenté par la haute-tension gonflée, et a pour avantage une stabilité meilleure de la hauteur de l'image quand on fait varier le potentiomètre de fréquence images.

Une résistance supplémentaire est placée en série avec le potentiomètre d'amplitude, afin d'augmenter un peu la constante de temps du circuit de liaison et de former une butée. La contre-réaction est prise sur la plaque du tube de balayage, et

reportée sur la grille à travers une résistance de 10 mégohms. Une cellule de déformation permet de corriger la linéarité du balayage vertical.

Il est bon de signaler ici que la polarisation étant effectuée par la cathode, il est très important de ramener la résistance de grille de la triode au potentiel de la cathode. Un « motor-boating » peut, en effet, apparaître quand on pousse l'amplitude du balayage images, si cette précaution n'est pas observée.

Commande automatique de fréquence

A l'intention des téléspectateurs peu favorisés par leur situation géographique, ou qui se trouvent dans des zones de réception difficile, nous donnons figure 5 le schéma d'un système de commande automatique de fréquence, ou C.A.F., que nous avons réalisé.

Nous avons intentionnellement séparé ce montage du schéma de la base de temps, car il peut être adapté à un récepteur déjà existant, ou être inclus dans le Télé 52. Il suffit pour cela de remplacer la ECL80 séparatrice de synchronisation et la deuxième ECL80, relaxateur de lignes, par l'ensemble du dispositif de C.A.F.

On voit, tout d'abord, une séparatrice dont le montage est analogue à celle que nous avons étudiée précédemment. De la plaque de cette séparatrice, on est relié, à travers une faible capacité de 5 picofarads environ, à la grille de la triode de la seconde ECL80. La résistance de fuite des grilles de ce tube est ramenée au + H.T. Au repos, le courant plaque est maximum, et quand arrivent les tops de synchronisation, la lampe se trouve énergiquement bloquée. L'écran de la penthode et la plaque de la triode, qui sont réunis ensemble, sont portés à un potentiel très positif. La penthode, normalement bloquée, pour des tensions de grille écran faibles, devient conductrice. Une tension, prise sur l'auto-transformateur de ligne à la prise de la bobine d'amplitude, est intégrée par un circuit à résistance-capacité, et arrive sur la grille de commande de la penthode sous forme d'une dent de scie.

Suivant la phase du front de cette dent de scie et du signal de synchronisation, le courant moyen de la penthode varie; ces variations de courant entraînent une chute de tension dans la résistance de charge de la plaque. De ce point, on alimente le circuit de grille du relaxateur horizontal qui est, dans notre cas, un multivibrateur. Le sens de commande est tel qu'une augmentation de la tension sur la lampe de commande correspond à une élévation de la fréquence libre du multivibrateur. La tension continue de commande est filtrée par deux capacités de 50.000 picofarads et de 0,5 microfarad. Dans le but d'amortir les variations trop brutales de tension, et d'éviter que le multivibrateur ne « chasse » après sa fréquence, une résistance de 10.000 ohms a été mise en série avec la seconde capacité.

il faudra un enroulement élévateur qui ait au moins deux fois plus de tours que le primaire total.

Noter que le défaut relevé ne se traduit pas par un claquage dans la lampe, mais par une manifestation d'épuisement, avec apparition souvent d'un fort courant de grille.

Les tubes de sortie lignes subissent un traitement spécial pour pouvoir travailler à de telles tensions de crête.

Un des montages utilisés est représenté figure 25. La source servant de tension de comparaison est une alimentation à transformateur, dont le primaire est commandé par un auto-transformateur variable. La liaison entre l'anode de la valve et l'anode PL81 doit être très courte, pour que le fonctionnement du circuit de sortie lignes soit perturbé le moins possible. L'équilibre entre la tension fournie sous forme d'impulsions à l'anode de la valve et la tension issue de la source est atteint au repos du microampèremètre, qui est du type 100 microampères.

Un second montage est indiqué figure 26. La valve est une EY51.

Étage de sortie lignes

Le schéma de l'étage de sortie lignes est représenté figure 27. On voit qu'il s'agit d'un montage à autotransformateur avec circuit de récupération.

Mesures statiques

Les mesures statiques ont donné :

- $V_k = 5 \text{ V}$;
- $V_{g2} = 140 \text{ V}$;
- $V_{\text{récupérée}} = 490 \text{ V}$;
- $V_b = 200 \text{ V}$;
- $I_k = 103 \text{ mA}$;
- $I_{g2} = 25,5 \text{ mA}$;
- $I_a \text{ PY80} = 88 \text{ mA}$;
- $I_a \text{ PL81} = 77,5 \text{ mA}$.

Mesures dynamiques

1. *Mesure de I_d , courant de déviation (fig. 28).* On utilise la méthode M, comme dans le cas du système vertical. Une résistance de 3 ohms est insérée au point a, et on mesure 1.400 mA. Cette valeur est très élevée parce que, lors des mesures, l'amplitude était trop grande; une valeur de l'ordre de 1.050 mA est courante. La bobine de réglage d'amplitude n'était pas montée.

On remarque que l'oscillogramme est orienté à l'envers de ce qu'on a l'habitude de voir, le courant semble diminuer quand le temps croît; cela vient du fait qu'ici l'enroulement secondaire n'est pas dans le même sens que dans le cas où des enroulements séparés sont utilisés, et que l'oscilloscope a, dans tous les relevés, été connecté avec son côté masse relié du côté alimentation des circuits des bases de temps.

2. *Mesure de I_a , courant d'anode.* Cette mesure est possible avec les moyens courants, seulement dans le cas d'emploi d'un transformateur. On utilisera la

méthode M comme pour l'étage de sortie images.

3. *Mesure de I_{g2} , courant d'écran (fig. 29).* Même procédé de mesure, la résistance de 30 ohms est placée au point b. Valeur mesurée : 58 mA.

4. *Mesure de I_k , courant de cathode (fig. 30).* Méthode M, avec une résistance de 3 ohms insérée entre R_k et masse en c. Valeur mesurée : 285 mA.

5. *Mesure de I_b , courant de « booster » (fig. 31).* Méthode M, avec une résistance de 3 ohms placée dans le circuit de l'anode de la valve de récupération en d. Valeurs mesurées 326 mA entre les crêtes extrêmes et 260 mA si l'on prend la valeur moyenne de la crête d'oscillation.

6. *Mesure de la tension d'attaque de la grille du tube de sortie (fig. 32).* L'oscilloscope est connecté en plaques directes au point e. Valeur mesurée : 140 volts.

7. *Mesure de la tension de crête G_2 .* L'oscilloscope est connecté entre le point f et la masse. Valeur mesurée : 100 volts.

8. *Mesure de la tension réelle sur l'anode pendant la période de balayage (fig. 33 et 34).* La méthode indiquée ci-dessus a été utilisée. On a relevé $V_{\text{max}} = 50$ volts, $V_{\text{min}} = 18$ volts. La valeur moyenne est 34 volts. Comme le courant moyen d'anode a été trouvé égal à 77,5 mA, la puissance dissipée par l'anode est : $(34-5) \times 0,0775 = 2,25$ watts.

La puissance dissipée sur l'écran est : $140 \times 0,0255 = 3,6$ watts.

9. *Mesure de la tension de crête, lors du retour, sur l'anode de la penthode de sortie.* La méthode décrite ci-dessus a été utilisée; la valeur relevée est 4.900 volts.

10. *Mesure de la tension de crête, lors du retour, sur la cathode de la valve PY80.* Avec la même méthode, on a mesuré 3.500 volts sur la cathode.

11. *Mesure de la tension V_d aux bornes de la bobine de déviation (fig. 35).* L'oscilloscope, sur plaques directes, est connecté aux bornes des bobines de déviation par l'intermédiaire d'un dispositif à diode, analogue à celui qui a été utilisé pour la mesure de V_a . La cathode de cette valve étant reliée à la partie des bobines située du côté cathode PY80, son anode sera reliée à la source auxiliaire et à un potentiomètre, le plus de la source étant connecté à la sortie du transformateur, côté V_{b2} . Le voltmètre de contrôle V est branché entre le curseur et le point V_{b2} .

Conclusion

En dehors des informations, utiles pour la construction ou le dépannage, qu'il est possible de tirer de cette série de mesures, il en ressort des indications nécessaires sur l'emploi des lampes, en comparant les valeurs mesurées aux valeurs limites fournies par les fabricants de tubes, particulièrement pour les puissances dissipées sur anodes et écrans et pour les tensions de crêtes.

R. GONDY

ECHOS ET REFLEXIONS

Indiscrétions

Notre petit doigt, source d'informations autrement précise que les communiqués plus ou moins officiels, nous fait part de quelques bruits qui courent avec insistance au sujet d'un prochain Salon de la Télévision.

Nous verrions ainsi des téléviseurs sensationnels, d'un côté par la qualité et les dimensions de l'image, de l'autre côté par les prix.

On avance des chiffres difficiles à croire, à moins que, comme on l'affirme, il ne s'agisse, enfin, d'une véritable fabrication en grande série dont le premier résultat serait de réduire les prix de moitié environ.

Une telle réduction paraît invraisemblable et élargirait de façon fantastique le marché de la télévision, ce qui entraînerait une fabrication en plus grande série, etc.

Le processus, dirait l'autre, est cumulatif, et la fortune du constructeur en question assurée.

C'est tout le mal que nous lui souhaitons. Qui vivra verra...

Contrairement à ce qu'on pourrait croire, les autres fabricants ne seraient pas éliminés pour autant. Au contraire même, car on aurait bien besoin d'eux pour satisfaire l'énorme demande créée dans le public, et ils seraient les premiers à bénéficier de la réduction considérable du prix des pièces spéciales qui seraient alors fabriquées en grande série.

D'un autre côté, on laisse augurer la mise sur le marché, à brève échéance, des tubes de gros diamètres fabriqués en France.

Enfin! Aurions-nous réussi à enfoncer le clou sur lequel nous tapons depuis des mois?

Standardisation

Pendant qu'il en est encore temps, ne ferait-on pas aussi bien de s'occuper activement de standardiser tout ce qui peut l'être en télévision.

Il ne sera plus temps d'y songer quand chaque constructeur aura des millions d'outillage, mais sur ses normes propres, et refusera de se livrer à des modifications ruineuses.

Serait-ce trop demander qu'un peu de prévoyance et de largeur de vues?

Earls Court

La 19^e Exposition nationale de la Radio et de la Télévision britannique, ex-Radiolympia, a lieu du 26 août au 6 septembre, à Earls Court, comme la précédente.

La B.B.C. a prévu un studio de télévision qui admet 2.000 personnes.

TECHNIQUE

MODERNE

NOUVEAUX

SCHÉMAS

Linéarité et non-linéarité — Distorsion

Balayage des tubes à fond plat — Formes d'ondes nécessaires

Les transformateurs plaident coupable



Et d'abord, de quoi s'agit-il?

Afin de bien nous entendre, commençons par définir ce dont nous voulons parler.

La non-linéarité, ou distorsion géométrique, ou simplement distorsion, est une déformation des proportions de l'image, particulièrement apparente sur des figures géométriques simples.

Pour son évaluation quantitative, la mire électronique en quadrillage transmise par l'émetteur est le meilleur critère, d'où son nom de « mire de linéarité ». Produite par des moyens purement électroniques, elle élimine la non-linéarité possible (et fréquente...) inhérente aux caméras, les barres qu'elle fournit étant d'espacement rigoureusement constant.

Le nombre des barres verticales et horizontales est choisi de façon que les cases produites soient sensiblement des carrés, ce qui facilite l'évaluation.

Les deux balayages, horizontal et vertical, étant totalement indépendants, le problème de la linéarité de l'image se scinde en deux : linéarité verticale et linéarité horizontale. De très loin, c'est la première des deux qui présente, assez paradoxalement peut-être, le plus de difficultés.

Mesurons la distorsion

Quelle que soit la direction choisie, si D est le côté du plus grand « carré » et d le côté du plus petit « carré » (fig. 2), la distorsion est, en pourcentage :

$$S = 100 \frac{2(D-d)}{D+d}$$

On peut obtenir les mesures nécessaires avec une précision suffisante à l'aide d'un régllet métallique souple que l'on applique contre le tube.

Combien de distorsion peut-on tolérer ?

En fait, l'œil étant le juge ultime, il semble parfaitement logique de dire que la non-linéarité devient gênante quand l'œil la remarque. Sur les carrés, elle devient sensible au delà de 10 % environ, et on peut donc, a priori, tolérer une dis-

Le temps est révolu où le spectateur, trop heureux de voir ses premières images, était prêt à pardonner beaucoup de choses sous le rapport de la qualité.

Parmi les considérations devenues les plus importantes du point de vue de l'utilisateur, une bonne géométrie, c'est-à-dire une bonne linéarité dans les deux sens, horizontal et vertical, vient immédiatement après la surface de l'écran, un contraste suffisant, et une bonne stabilité, et avant la finesse de l'image.

Le contraste et la stabilité relèvent du récepteur images et de la séparation, et on peut considérer qu'ils sont satisfaisants avec un minimum de précautions élémentaires. Les dimensions de l'image dépendent uniquement du diamètre du tube, c'est-à-dire du bon plaisir des lampistes qui imposent leurs diktats en matière de tubes cathodiques. Profitons-en pour enfoncer encore une fois le clou sur lequel nous frappons depuis toujours : le public VEUT de grandes images. Il faudra bien les lui donner un jour ; pourquoi alors ne pas commencer maintenant ? C'est avec une profonde satisfaction que nous avons enfin vu apparaître, au dernier Salon, des tubes de grandes dimensions, et l'intérêt, pour ne pas dire l'effervescence, qu'ils ont provoqué, prouve surabondamment que nous avons raison. Espérons, sans trop nous faire d'illusions, que cela aura désillé des yeux obstinément fermés...



torsion qui ne dépasse pas 10 % dans chaque direction, horizontale et verticale.

Il est, du reste, assez difficile de mesurer simplement au régllet une distorsion inférieure à 5 %, en raison de la précision limitée du procédé.

Il paraît donc sage de fixer la limite à 10 % et de se fier à l'œil pour l'appréciation, ce qui simplifie beaucoup les choses,

et n'offre aucune difficulté avec un peu d'habitude.

A ce propos, l'appréciation qualitative de la distorsion est de très loin la plus facile sur la figure géométrique la mieux appropriée, c'est-à-dire le cercle.

La mire

La mire de finesse à faisceaux convergents que la Télévision Française utilisait il y a encore peu de temps était, à cet égard comme à bien d'autres, la meilleure existante, car elle contenait un cercle presque entier (ce point est important) du plus grand diamètre possible, c'est-à-dire sensiblement égal à la hauteur de l'image (fig. 1).

Sans entrer dans un examen détaillé, on peut ajouter que les faisceaux permettaient une évaluation continue de la finesse avec amélioration vers le centre, ce qui est logique en raison de la meilleure concentration en ce point.

Il paraît que l'administration a abandonné cette mire quasi-parfaite sur la demande des constructeurs, qui l'estimaient « trop difficile » pour leurs récepteurs.

Nous nous refusons à croire une aussi scandaleuse assertion, qui semble inférer que les constructeurs sont incapables de réaliser des récepteurs acceptables, et cherchent à en camoufler les défauts aux acheteurs éventuels. Au contraire, même, nous estimons que la mire doit être la plus difficile possible de façon à mettre au maximum en évidence les défauts du téléviseur.

Le client pourra alors, avec juste raison, s'enfuir épouvanté devant un cercle piri-forme ou « patatoïdal » (malgré les affirmations du vendeur concernant l'émission, qui a bon dos), et porter sa précieuse galette chez un technicien plus sérieux.

Les constructeurs honnêtes, et la télévision en général, ne pourront qu'y gagner.

Rendez-nous donc, ô grand Saint Chro, notre mire à faisceaux...



Saint Chro, patron de la télévision.

Dents de scie

Nous ne nous occupons que du balayage magnétique, seul utilisé pour les grands tubes.

Les champs étant proportionnels aux courants, le faisceau sera dévié linéairement par rapport au temps si le courant fourni aux bobines varie linéairement en fonction du temps, ce qui correspond à une forme linéaire de dents de scie, du moins à l'aller. La forme du retour est, pour ce qui nous concerne maintenant, sans importance.

A son tour, une déviation linéaire du faisceau correspond à un balayage linéaire sur la sphère dont le centre coïncide avec le centre de déviation, situé sensiblement au milieu des bobines de déflexion.

Malheureusement, pour des raisons d'esthétique de l'image et pour éviter une distorsion optique prononcée (voir page 279 de notre numéro 19), on s'efforce de faire la face des tubes aussi plate que possible. La surface de l'image ne coïncide donc plus (fig. 3) avec la sphère de déviation, et, à angles de déviation α égaux, la distance balayée sur l'image est plus grande aux bords (a) qu'au centre (b) de l'écran.

Il est par conséquent, nécessaire, pour que l'image paraisse linéaire, que la variation de courant soit ralentie au début et à la fin de la dent de scie.

Strictement parlant, donc, nous ne voulons pas la dent de scie linéaire de la figure 4, mais la dent de scie en S de la figure 5, l'effet étant naturellement plus prononcé en lignes qu'en images, en raison de la plus grande longueur du balayage.

En partant de la dent de scie linéaire de la figure 4, il est facile d'obtenir, par des moyens simples, la dent de scie en S de la figure 5. Aussi allons-nous laisser de côté cette partie du problème pour l'instant, et concentrer notre attention sur les voies et moyens d'obtenir une déviation linéaire, c'est-à-dire un courant dans les bobines en dents de scie linéaires.

Bases de temps

Toutes les bases de temps utilisées dans les récepteurs comprennent un relaxateur et un étage de puissance (fig. 6), parfois combinés en une seule lampe.

Le relaxateur fonctionne continuellement, et est synchronisé, en cours d'émission, par les tops de synchronisation en provenance de la séparatrice.

Les systèmes dans lesquels ce sont les tops de synchronisation eux-mêmes qui, convenablement déformés, attaquent l'étage de puissance, sont à peu près abandonnés, car, en l'absence d'émission, l'écran est « mort ». En effet, il n'y a alors ni balayage, ni T.H.T., cette dernière étant obligatoirement à sécurité ou du type à retour de balayage.

Comme nous voulons des ampères pour balayer, l'étage de sortie doit nécessairement fournir du courant, c'est-à-dire de la puissance, et l'on fait appel à des lampes susceptibles de donner suffisamment de watts.

Il en faut beaucoup plus en lignes qu'en images, et si une lampe de sortie B.F. ordinaire suffit dans ce dernier cas, le balayage horizontal exige, lui, des lampes spécialement conçues à cet effet.

Attaque des bobines

A quelques rares exceptions près, la lampe de sortie attaque les bobines de déviation à travers un transformateur (fig. 7). Cela permet de leur appliquer un



Le client s'enfuit épouvanté devant un cercle patatoïdal.

courant intense, et de faire des bobines à gros fil et à peu de tours, donc à faibles résistance et self-induction.

La surtension due au retour rapide du balayage est réduite, les problèmes d'isolement sont moins graves, et les bobines sont robustes et faciles à construire.

Nous avons donc (fig. 8) un ensemble inséparable de self-induction et de résistance, qui représente les bobines et nous voulons qu'il soit traversé par le courant I en dents de scie de la figure 9a.

Aux bornes de la résistance, ce courant crée une tension

$$V_r = RI$$

en dents de scie (fig. 9b).

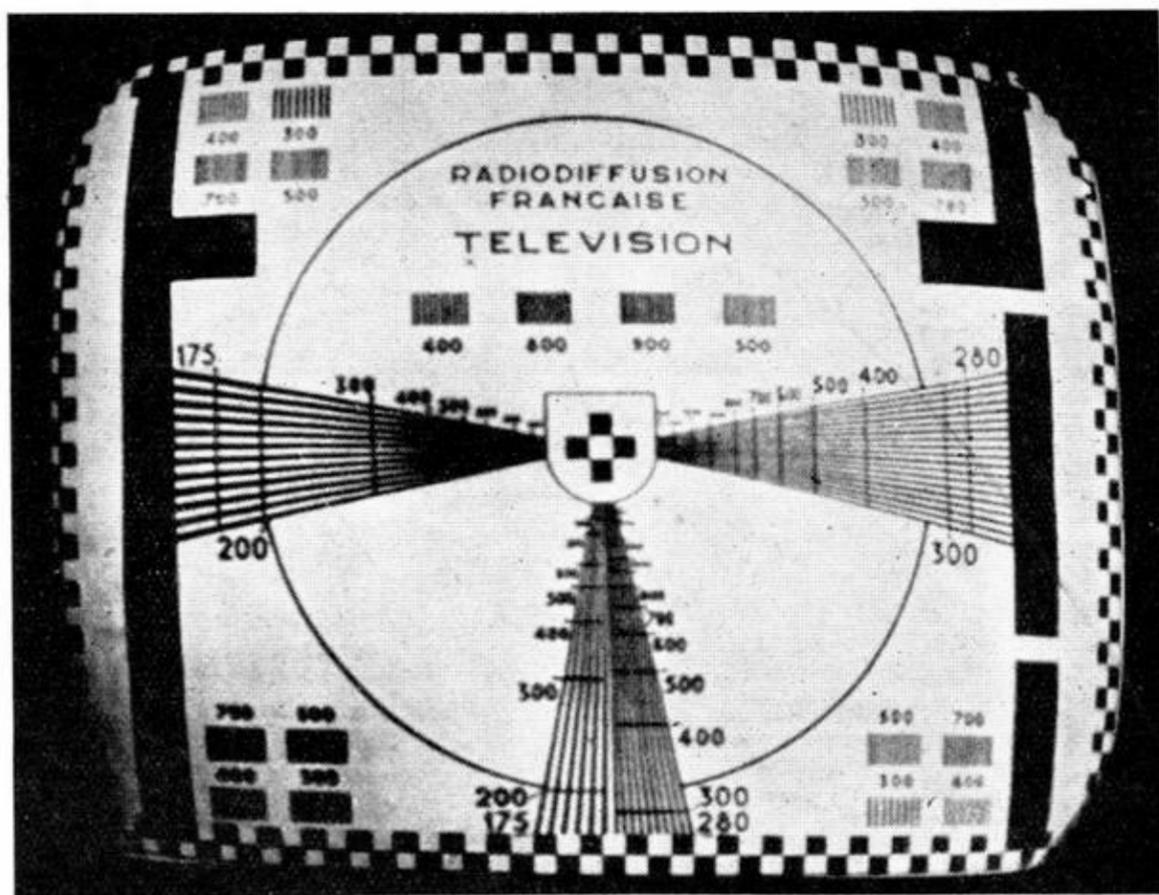


Fig. 1. — La mire de finesse à faisceaux convergents contenait un cercle presque entier qui facilitait grandement l'appréciation usuelle des distorsions géométriques.



Le professeur Courant magnétise Miss Self

Aux bornes de la self-induction, il crée une tension

$$V_1 = L \frac{dI}{dt}$$

proportionnelle à la dérivée du courant, c'est-à-dire en créneaux (fig. 9c).

La tension aux bornes A-B des bobines est simplement

$$V = V_r + V_l$$

et est obtenue en figure 9d par addition de b et de c.

Pour résumer, et si nous voulons un courant en dent de scie, il nous faut :

1. — Aux bornes d'une résistance, une tension en dents de scie;
2. — Aux bornes d'une self-induction, une tension en créneaux;
3. — Aux bornes d'un ensemble résistance et self-induction, une combinaison de dents de scie et de créneaux en proportion variable avec le rapport L/R.

Nous pouvons déjà noter une différence fondamentale entre les deux balayages : les bobines de lignes ont généralement une résistance négligeable devant leur self-inductance, ce qui signifie que, dans la figure 9, la composante b est petite devant la composante c. La forme de la

tension aux bornes est donc celle de la figure 10, à sommet sensiblement plat. On remarquera que nous avons modifié la forme d'onde correspondant au retour. En effet, au lieu d'affecter la forme théorique de la figure 9, il est de règle que le retour suive une loi sinusoïdale. La dérivée est donc un cosinus, d'où la forme de la figure 10, dans laquelle la pointe du retour atteint une grande amplitude.

Incidentement, les niveaux et les sens de polarité choisis sont arbitraires et nous parlons de tensions « aux bornes ».

Les bobines d'images présentent, par contre, à la fois résistance et self-inductance, et la forme de la tension aux bornes est celle de la figure 11, dérivée de la figure 9d par modification des proportions et de l'allure du retour, en accord avec ce qui vient d'être dit.

Transformateur de liaison

Si nous avançons d'un cran dans le schéma, nous nous trouvons devant le transformateur, qui n'est, hélas, pas un saint lui non plus. Entendez par là que, comme tout en ce bas monde, il n'atteint pas la perfection.

Il est affligé d'une self-induction de fuites et d'une résistance du bobinage, aussi bien au primaire qu'au secondaire, et le beau schéma théorique de la figure 12a devient celui de la figure 12b, dans lequel on a remplacé le transformateur, par un élément parfait, en introduisant

- R_3 : résistance des bobines de déviation;
- L_3 : self-induction des bobines de déviation;
- R_2 : résistance du secondaire;
- L_2 : self-induction de fuites secondaires;
- R_1 : résistance du primaire;
- L_1 : self-induction de fuites du primaire;
- k : rapport de transformation.

Nous pouvons remplacer le schéma de la figure 12b par son équivalent de la figure 13, dans lequel les résistances et self-inductions secondaires, qui sont en série, ont été groupées en R et L, avec

$$R = R_2 + R_3$$

$$\text{et } L = L_2 + L_3.$$



L'effet Figaro d'ondulation des lignes

On voit qu'au secondaire du transformateur doit apparaître une tension de la même forme que celle trouvée sur les bobines, les proportions étant éventuellement modifiées par l'addition de R_2 et L_2 .

On a toujours, cependant, une combinaison en proportion variable de créneau et de dent de scie.

Une transformation classique nous amène de la figure 13 à la figure 14, dans laquelle self-induction et résistance secondaires ont été ramenées au primaire en les multipliant par k^2 .

L_p est la self-induction primaire pure que traverse le courant magnétisant.

La lampe fournit du courant aux bornes A-B; une partie de ce courant, la seule utile pour la déviation, traverse la branche C-D. L'autre partie traverse L_p . Le courant total fourni par la lampe est donc la somme du courant de déviation à travers C-D et du courant magnétisant à travers L_p .

Le schéma de la figure 14 a été redessiné en figure 15 pour mettre en évidence les deux causes de pertes : d'abord R_1 et L_1 qui, étant en série, doivent être réduits dans toute la mesure du possible; ensuite L_p , qui, étant en shunt sur la déviation, doit être aussi grand que possible.

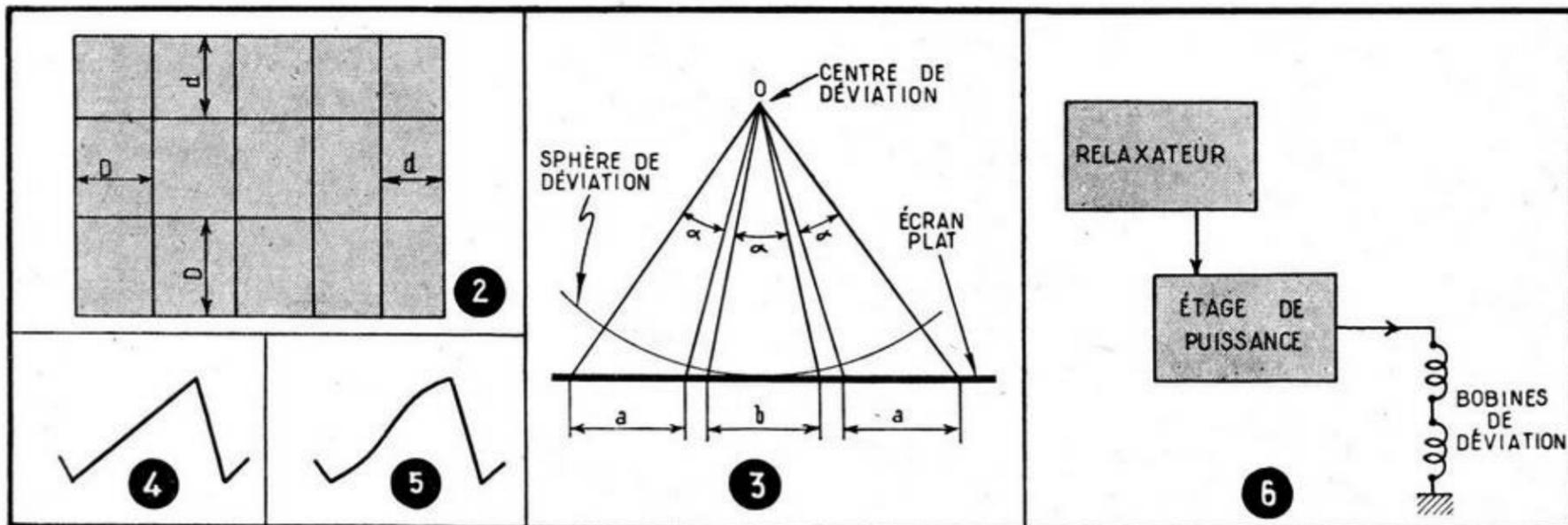


Fig. 2. - Linéarité et distorsion. — Fig. 3. - Tube à fond plat. — Fig. 4. - Dent de scie linéaire. — Fig. 5. - Dent de scie en S. — Fig. 6. - Base de temps

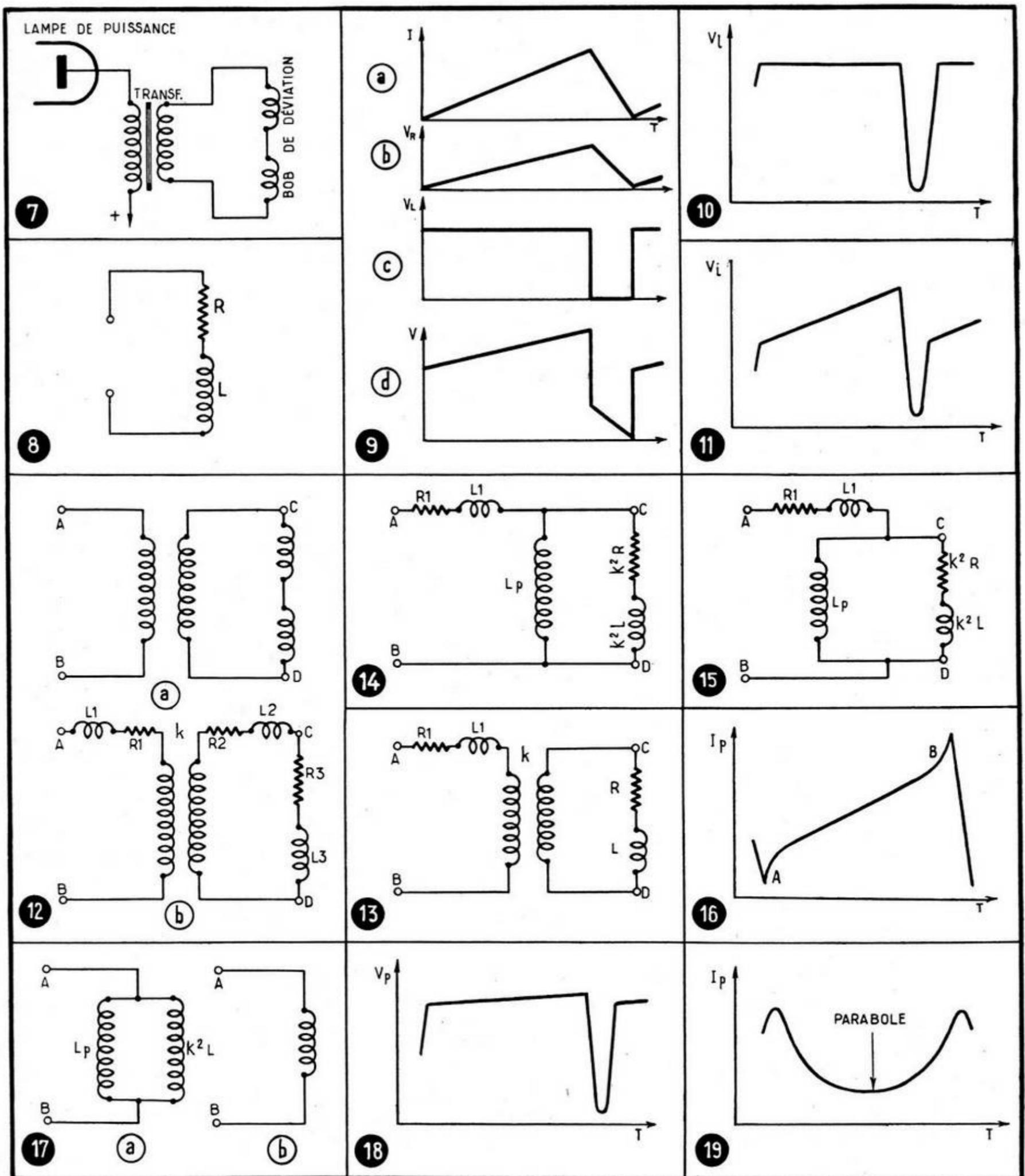


Fig. 7. - Attaque par transformateur. — Fig. 8. - Bobines de déviation. — Fig. 9. - Formes d'ondes. — Fig. 10. - Retour sinusoidal. — Fig. 11. - Effet de la résistance. — Fig. 12. - Schéma équivalent. — Fig. 13. - Groupement des éléments. — Fig. 14. - Schéma ramené au primaire. — Fig. 15. - Mise en évidence des pertes — Fig. 16. - Distorsions. — Fig. 17. - Balayage lignes. — Fig. 18. - Forme d'onde. — Fig. 19. - Composante parabolique.



Un bâtard hybride de race incertaine.

Il faut donc réduire la self-induction de fuites, d'où couplage serré, et réduire la résistance primaire, d'où gros fil et peu de tours. Il faut aussi, contradictoirement, beaucoup de tours pour accroître la self-induction primaire, ou, ce qui est mieux, un noyau à forte perméabilité effective; d'où l'intérêt du ferrocube et autres ferrites, qui procurent des self-inductions importantes (gros L_p) avec peu de tours (faible R_p).

Ici, les conditions étant différentes en lignes et en images, le problème se scinde en deux.

Transformateur de lignes

L'augmentation de la self-induction primaire s'accompagne inévitablement d'une augmentation de la capacité répartie.

On ne peut dépasser une certaine valeur si l'on veut rester dans les limites imposées pour le temps de retour.

La self-induction de fuites, peu gênante en soi, l'est beaucoup plus lorsqu'elle s'associe à des capacités parasites pour former des circuits résonnants, qui ont une tendance maligne à entrer en oscillation lorsque le retour les excite par choc, et à produire les ondulations à gauche de l'image que l'on appelle effet de rideau ou, mieux, effet Figaro (à cause justement des dites ondulations).

Il est à noter que si l'on est obligé de prévoir un entrefer pour éviter de saturer le noyau par le courant moyen, on aggrave la tendance à l'effet Figaro. Il faut donc l'éviter dans la mesure du possible. La saturation se traduit par un accroissement rapide en fin de balayage du courant qui traverse L_p .

Une autre cause de variations est provoquée par les courants de Foucault dans le noyau. S'ils sont importants et longs à s'établir, ils entraînent un accroissement du courant à travers L_p au début du balayage.

Si la forme normale du courant à travers L_p était linéaire, la figure 16 met en évidence les déformations dues aux courants de Foucault en A et à la saturation en B.

Le courant total demandé est la somme du courant linéaire de déviation et de celui

qui traverse L_p , beaucoup plus faible. Si ce dernier est linéaire, le courant total est aussi linéaire.

Dans tous les montages modernes, on fait appel aux circuits à récupération, et le courant continu moyen qui traverse le primaire est en général insuffisant pour provoquer la saturation.

De plus, l'emploi de tôles minces ou de poudres ou céramiques réduit considérablement les effets des courants de Foucault, de sorte que les distorsions de la figure 16 sont négligeables. Le courant total doit donc être linéaire.

Pour les bobines de lignes, la self-inductance est beaucoup plus importante que la résistance, que l'on peut négliger en première approximation. De même, pour un transformateur usuel moderne, la résistance du primaire est négligeable devant la self-inductance, et, mis à part l'effet Figaro, la self-induction de fuites est assez petite pour être omise en ce qui concerne le balayage.

Pour la base de temps horizontale donc, le schéma de la figure 15 se réduit simplement à celui de la figure 16, ou les deux self-inductions en parallèle peuvent être groupées en une seule, pour aboutir à la simplissime figure 17.

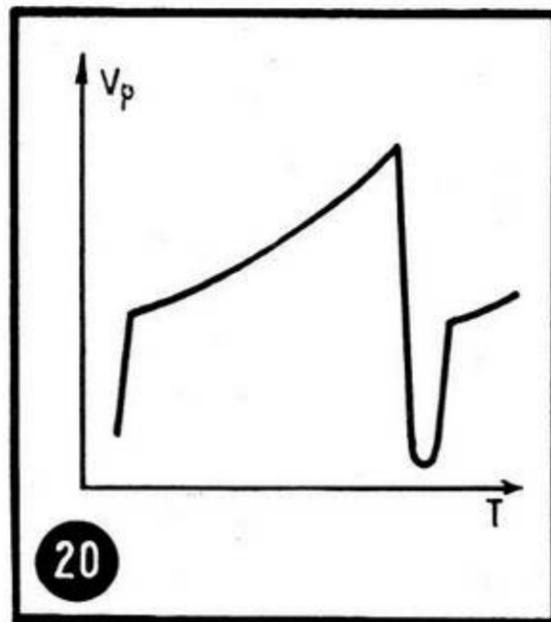
Conclusion importante : pour avoir un courant de déviation en dents de scie, la tension aux bornes A-B doit avoir la forme de la figure 18, qui n'est autre que celle de la figure 10, compte-tenu d'une certaine proportion de résistance éventuellement à considérer, mais généralement négligeable, le sommet étant alors plat.

Transformateur d'images

En images, les conditions sont entièrement différentes.

Les résistances ne sont plus faibles, et le schéma équivalent est celui de la figure 14 ou 15. Pour avoir un courant de déviation linéaire, nous avons vu que la tension aux bornes C-D avait la forme de la figure 11.

Cette tension étant appliquée aux bornes de L_p entraîne un courant magnétisant proportionnel à l'intégrale de la tension.



Le cocktail biblique.

Le retour ne nous intéresse guère, mais l'aller, étant linéaire, donc du premier degré, a une intégrale du second degré, donc parabolique, et le courant à travers L_p a la forme de la figure 19.

En raison de la fréquence relativement basse, il n'est ni économique, ni pratique, de faire un transformateur dans lequel le courant magnétisant serait négligeable à l'égard du courant de déviation. Le fer et le cuivre ont, en effet, une fâcheuse tendance à parcourir à sens unique l'échelle des prix.

Le courant total sera donc un horrible mélange, provenant de l'addition du courant magnétisant, parabolique, et du courant de déviation, déjà bâtard de race incertaine par sa mère en dents de scie et son père en créneaux.

Le courant total, traversant L_1 et R_1 qui sont loin d'être négligeables en images, crée à leurs bornes A-C (fig. 15) une chute de tension qui s'ajoute à la tension aux bornes C-D (fig. 11) pour donner, aux bornes A-B, la tension totale résultante.

Le résultat de ce cocktail biblique (à cause de la parabole) est présenté figure 20 dans toute son originalité.

Peut-être s'étonnera-t-on bien moins d'apprendre maintenant qu'il est beaucoup plus difficile d'obtenir une bonne linéarité en images qu'en lignes ?

Le courant magnétisant entrant pour une proportion relativement élevée dans le courant total, ses distorsions éventuelles se répercutent sur le courant de balayage le cas échéant; en particulier, si les courants de Foucault sont importants dans le noyau, il se produit une distorsion au début du balayage, et la partie supérieure de l'image est comprimée.

De même, si l'on atteint la saturation, la distorsion se produit en fin de balayage, et la partie inférieure de l'image est comprimée.

(A suivre)

A.V.J. MARTIN

Illustrations de



CONTRE-REACTION EN VIDÉO-FREQUENCE

par J. MONJALLON

S'il est toujours facile de construire un téléviseur et relativement aisé d'en obtenir une image, il est bien moins simple d'en tirer le maximum au point de vue qualité. Suffit-il que l'image soit formée sur l'écran pour que l'œil y puise une satisfaction ? Certainement pas si l'on considère que l'œil est beaucoup plus difficile que l'oreille, et il faut voir, dans l'amplification V.F. de la télévision, une analogie avec l'amplification B.F. de haute fidélité. C'est donc avec cet esprit que l'étage V.F. doit être traité; et si la fameuse musicalité a pu être acquise au prix de corrections et d'une étude approfondie de l'amplificateur, il doit en être de même pour l'étage V.F. dont la nature de fonctionnement, sans être tellement plus complexe, possède une structure plus délicate en égard aux impondérables dont l'influence se fait énormément sentir en T.V.

Que faut-il pour obtenir la fidélité de reproduction visuelle ? Tout simplement réserver à l'amplificateur l'attention qui lui est due, c'est-à-dire l'étudier séparément après son montage, exactement comme il convient de « faire la bande » de la partie B.F. En travaillant sur une base connue comme la courbe de réponse initiale, il y a une large réserve de possibilités dans l'amélioration des caractéristiques. Cela exige évidemment quelques appareils de mesures absolument nécessaires, tels qu'un générateur H.F. et un voltmètre à lampes, mais est-il possible de se lancer dans cette branche de l'électronique sans posséder le minimum d'appareils indispensables à des travaux où l'expérience démontre que l'approximation n'est plus une mesure valable ?

Le présent article n'est pas un cours sur l'amplification vidéo (il faudrait en effet y consacrer un ouvrage pour la traiter convenablement), mais un aperçu sur une méthode très simple de correction.

Un peu de théorie

Un amplificateur vidéo-fréquence étant un étage amplificateur en tension presque classique, deux choses le singularisent : en premier lieu sa faible charge de plaque, pour limiter l'influence des capacités parasites; ensuite le choix du point de polarisation. En effet, les signaux à transmettre étant unipolaires, c'est-à-dire entièrement positifs ou négatifs, il est bon d'en tenir compte pour la polarisation du tube (fig. 1), en particulier lorsque la liaison avec la détection est directe, sous peine de saturation ou d'écrêtage.

Mais le point faible majeur est sans con-

tre dit la capacité parasite du circuit d'anode (C_p sur la figure 2). Cette capacité, somme des capacités de sortie du tube, d'entrée du tube suivant et du câblage, sans aucune action aux fréquences basses et moyennes, voit son influence grandir à mesure que la fréquence s'élève. Sa réactance diminuant progressivement jusqu'à être un court-circuit en alternatif, sa mise en parallèle sur la résistance de charge R_a produit une chute de gain, qui confère à l'amplificateur la courbe de réponse de la figure 3 (en trait plein) pour les fréquences élevées.

Quels moyens employer pour déterminer la qualité de l'amplificateur ? On prend en général comme référence la fréquence la plus élevée qui peut être transmise sans que le gain soit inférieur aux 707/1.000 du gain maximum atteint aux fréquences moyennes. Ce point est bien connu des techniciens sous le nom de « point -3 dB »; il correspond ici au gain minimum que puisse avoir l'amplificateur sans que l'œil ait à souffrir d'une altération de l'image. Notons que ce point a une autre caractéristique très intéressante : en effet, il correspond à la fréquence pour laquelle la réactance de C_p est égale à la résistance R_a . Cela est donc très utile pour un calcul direct de la fréquence maximum transmise en ce point, car nous avons :

$$F = \frac{1}{2 \pi R_a C_p}$$

Le développement du calcul à partir de cette base fournit une seconde expression du gain au point -3 dB, soit :

$$\frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$$

On conçoit aisément que plus la fréquence à -3 dB sera élevée, plus l'amplificateur sera d'une qualité apte à une bonne transmission de l'image, à condition toutefois que la courbe générale ne soit pas affectée de dépassements exagérés comme le représente la courbe en pointillé de la figure 3. En résumé, il faut obtenir de l'amplificateur une réponse aussi linéaire que possible en fonction de la fréquence jusqu'à sa valeur la plus élevée que nous pouvons admettre comme point -3 dB; soit environ 3,6 Mc/s pour la moyenne définition et 10 Mc/s pour la haute définition.

Correction cathodique

La méthode de correction employée est basée sur le phénomène bien connu de la contre-réaction,

En disséquant l'amplificateur, il est possible de le scinder en deux parties. Ainsi, sur la figure 2, nous pouvons distinguer les circuits d'entrée et de sortie de l'étage; le premier est composé du circuit cathode-grille, l'autre comprend à la fois celui d'anode du tube proprement dit et l'espace cathode-grille du tube suivant (circuit d'entrée d'un second étage ou du tube cathodique).

Nous avons dit qu'aux fréquences élevées le circuit d'anode se simplifiait pour devenir un circuit parallèle résistance-capacité sur lequel débite un générateur de tensions alternatives KV_g représentant le tube amplificateur (fig. 4C). La composition de ce circuit étant la cause d'une chute de gain aux fréquences considérées, comment se comporte le circuit d'entrée ?

Côté cathode, ce circuit est parcouru à la fois par les courants de plaque et d'écran, tant au point de vue courant permanent que composante alternative recueillie par ces électrodes. En l'absence de toute capacité de découplage dans la cathode, cette composante alternative engendrerait une tension alternative de même forme aux bornes de R_k et il convient, en général, d'y stabiliser le potentiel continu par une capacité d'assez forte valeur.

Mais si nous sacrifions volontairement cette capacité en lui donnant une valeur nulle, la tension alternative développée sur la cathode se trouve automatiquement en opposition de phase avec celle appliquée sur la grille, constituant ainsi le phénomène de contre-réaction. Le résultat de cette ablation du découplage de cathode est évidemment une réduction du gain total de l'amplificateur, perte dépendant uniquement du rapport vectoriel des tensions de grille et de cathode. En effet, la tension d'entrée ne serait plus V_g mais apparemment la somme vectorielle $V_k + V_g$ dont la valeur numérique est forcément plus faible.

Il faut pouvoir chiffrer cette perte d'amplification. Au départ, lorsque l'amplificateur est parfaitement découplé, le gain aux fréquences moyennes (gain pouvant être considéré comme maximum) est facilement connu et égal à :

$$A = S.R_a \quad (1)$$

S étant la pente du tube en A/V et R_a la charge du tube en ohms. Si, d'autre part, nous introduisons la relation classique des amplificateurs à contre-réaction :

$$A_1 = \frac{A}{1 + \alpha A} \quad (2)$$

ou α est le taux de contre-réaction appliqué. En remplaçant A par sa valeur (1) dans l'expression (2) nous aboutissons à :

$$A_1 = \frac{S.R_a}{1 + \alpha S.R_a} \quad (3)$$

Le gain A_1 étant inférieur à A , il suffit de fixer α pour en connaître la valeur réelle. Le coefficient α est une quantité très facilement appréciable. En effet, c'est le rapport de la tension réinjectée à la tension de sortie; nous aurons donc, dans le cas présent, une valeur identique de ce rapport en faisant celui des gains anodique et cathodique. Pour ce dernier, il est nécessaire de définir un nouveau facteur d'amplification S_k pouvant s'interpréter comme la pente du courant de cathode et dont la valeur est égale à la pente

considérée pour le tube augmentée de celle de l'écran par rapport à V_g . Cela n'est pas toujours négligeable dans l'emploi de certains tubes.

En fin de compte, la valeur réelle de α serait :

$$\alpha = \frac{S_k R_k}{S_a R_a} \quad (4)$$

et cette valeur portée dans (3) nous donnera l'expression définitive du gain après contre-réaction, soit :

$$A_1 = \frac{S_a R_a}{1 + S_k R_k}$$

Il va de soi qu'aux fréquences élevées, le terme R_a disparaît pour être remplacé par celui de Z_a constituant l'impédance de charge du circuit parallèle R_a-C_p . Ainsi, la chute se produira donc inévitablement, mais nous pouvons d'ores et déjà remarquer (fig. 5) que la courbe de réponse a été notablement élargie; en effet, le point -3 dB est passé d'une valeur F_0 à une valeur F_{01} du fait de l'abaissement du gain de référence. Cette largeur de bande, au prix d'une perte excessive d'amplification, n'est toutefois pas le but recherché, surtout dans ces sortes d'amplificateurs où le moindre volt est âprement disputé. Il est donc absolument indispensable de redonner au gain sa valeur initiale et d'obtenir malgré tout une bonne réponse en fréquence; l'action conjuguée de deux éléments y parviendra. En observant que dans l'équation (5) le gain a été divisé par $1 + S_k R_k$, que nous appellerons dorénavant « facteur contre-réactif », on peut songer qu'en multipliant R_a par cette quantité nous retrouverons le gain initial. Il en est bien ainsi, mais cela reste toujours au détriment de la bande car celle-ci, par contre-coup, a été divisée par la quantité du facteur contre-réactif. Découplons alors la cathode par une capacité suffisamment faible pour opposer une réactance maximum aux fréquences moyennes; dans les fréquences élevées sa réactance diminue progressivement et la cathode, tendant à être découplée, affaiblira le taux de contre-réaction pour amener l'amplificateur vers son gain maximum. Une certaine valeur de la capacité de cathode pour laquelle les constantes de temps Θ de plaque et de cathode sont égales ($C_k R_k = R_a C_p$) sert de base à la correction. En effet, à ce moment la variation de l'impédance de cathode Z_k , en fonction de la fréquence, est absolument identique à celle de l'anode Z_a ; il en est de même pour l'affaiblissement du gain et de la contre-réaction. La chute du gain amenée par le circuit d'anode étant automatiquement compensée par une diminution égale du taux de contre-réaction, cet équilibre constant entre la perte et l'augmentation du gain permet le rétablissement de la courbe primitive de l'amplificateur, exactement comme si la cathode était parfaitement découplée par une capacité de forte valeur.

Cela est déjà très intéressant pour des amplificateurs à bande relativement réduite, car il peut toujours être avantageux de remplacer l'élément parfois très volumineux que représente une capacité de l'ordre de 50 à 100 μF par un simple condensateur au mica de 500 à 1.000 pF, lorsque nous traitons un amplificateur moyenne définition (100 pF

au maximum pour le 819 lignes). De toute façon, il existe un avantage plus décisif; en effet, les éléments de correction étant disposés dans un circuit où le niveau du signal est peu élevé, cela élimine des risques d'accrochages et surtout n'apporte aucune augmentation des capacités parasites.

Puisque nous avons vu que pour une certaine valeur de capacité de cathode égalisant les constantes de temps plaque et cathode, le rétablissement de la courbe de réponse initiale s'obtenait sans difficultés, il est logique de conclure que cette capacité aura une influence notable sur la forme générale de la courbe. Nous avons pu établir ainsi (fig. 6) un réseau de courbes représentant les gains relatifs d'un amplificateur pour différentes valeurs du rapport

$$\beta = \frac{\Theta_k}{\Theta_a}$$

On voit sur ces courbes que le résultat produit par une valeur trop élevée de ce rapport, c'est-à-dire Θ_k trop grand, est analogue au phénomène de surcorrection dans les amplificateurs à correction anodique suivant les procédés usuels. Dans le cas qui nous intéresse cela s'explique très aisément. Il faut en effet considérer que le gain maximum dont l'amplificateur est « capable » sans contre-réaction est devenu

$$S_a R_a (1 + S_k R_k);$$

ainsi, dès que l'impédance de cathode n'a plus une valeur suffisante pour une contre-réaction en rapport avec la chute de gain, ce dernier tend vers le maximum. De cette dissymétrie entre la variation de Z_k et Z_a suivant la fréquence naîtra un dépassement plus ou moins prononcé jusqu'au moment où l'amplificateur, fournissant son gain maximum, n'arrivera plus à compenser la perte d'amplification due à Z_a . Un tel dépassement serait absolument néfaste en vidéo, par la distorsion de phase qu'il engendrerait, et comme on peut le voir sur la courbe des différents gains relatifs, il est presque impossible d'obtenir une linéarité parfaite avec la capacité comme élément unique de correction. Il faut noter (et ceci s'explique d'ailleurs assez bien) que le rapport maximum

$$\frac{\Theta_k}{\Theta_a}$$

ne donnant lieu à aucun dépassement est le rapport unité, pris pour l'établissement de la courbe primitive.

Correction complexe

Nous avons dit précédemment qu'il était impossible de corriger parfaitement avec une capacité, en tenant compte du fait que la variation de Z_a et de Z_k était totalement différente en dehors de celle fournie par le rapport unité des constantes de temps. Les courbes de la figure 7 montrent trois formes de variation de l'impédance de cathode avec des valeurs fixées arbitrairement pour le calcul des gains relatifs. Ces courbes de gains seront précieuses pour le choix convenable de la capacité de correction. En effet, pour

obtenir une linéarité satisfaisante qui situe les trois points A.B.C. sur la courbe de la figure 6, il faudrait que la capacité de cathode corresponde successivement aux valeurs C, C' et C'' (750 pF — 1.100 pF — 1.500 pF dans notre cas) pour lesquelles les courbes ont été relevées. Ces trois points portés dans les courbes de l'impédance de cathode (fig. 7) donnent la variation correcte que celle-ci doit suivre pour satisfaire la linéarité optimum. En résumé, il suffirait d'obtenir un changement ou tout au moins une modification de la capacité apparente de cathode pour remplir cette condition et, somme toute, cela revient à un procédé de translation de courbe en courbe, suivant la fréquence instantanée, pour avoir l'impédance de cathode voulue.

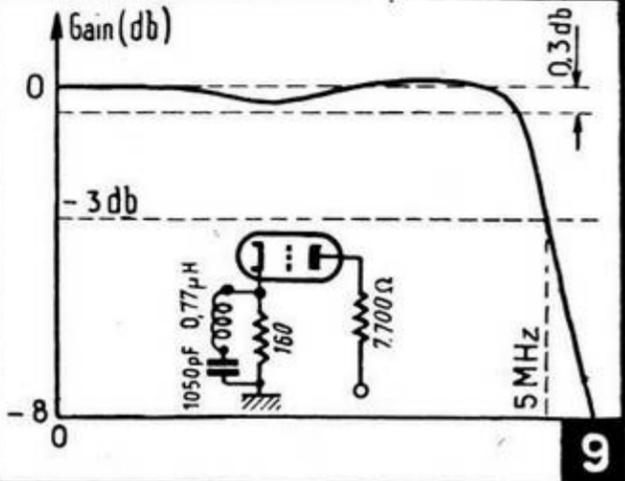
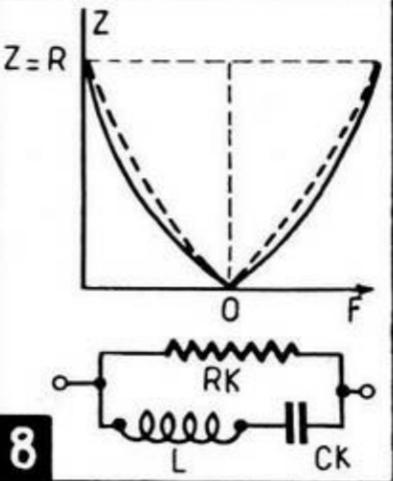
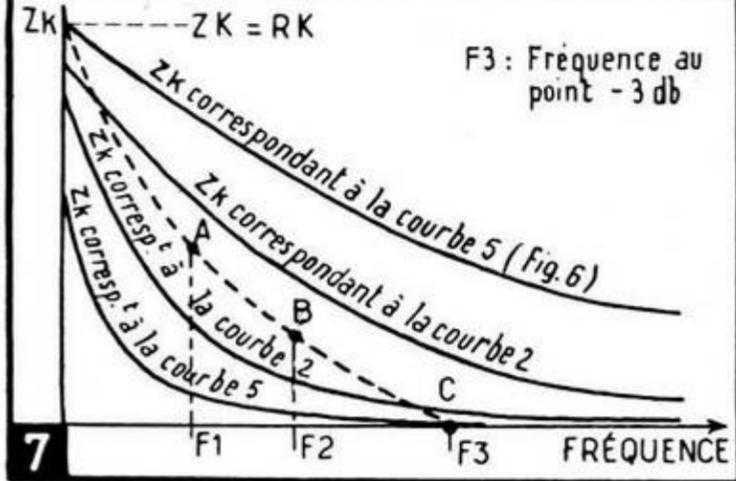
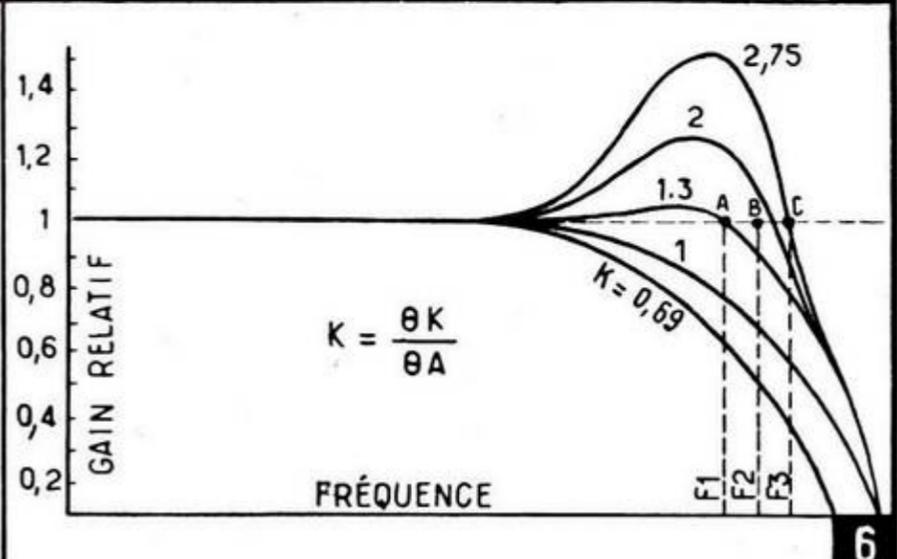
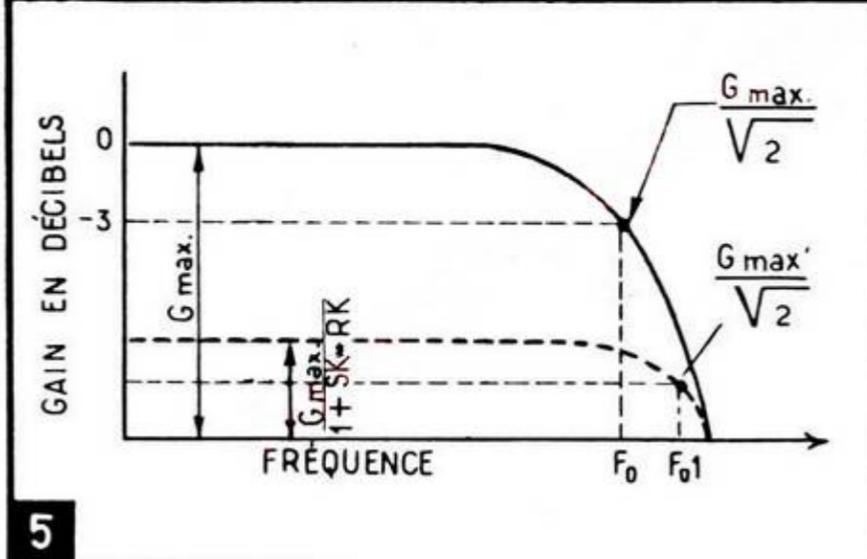
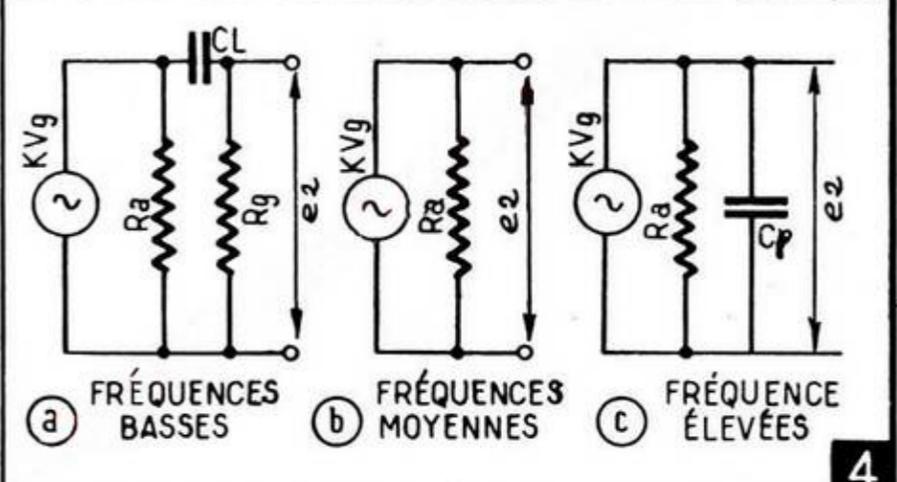
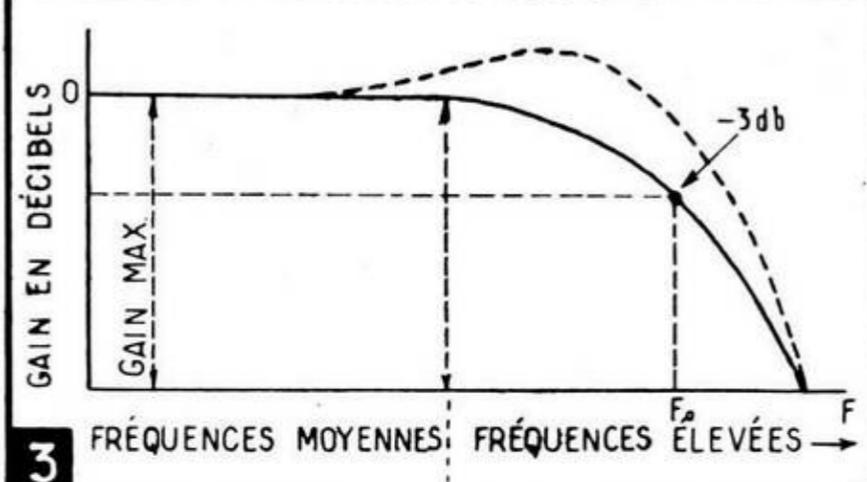
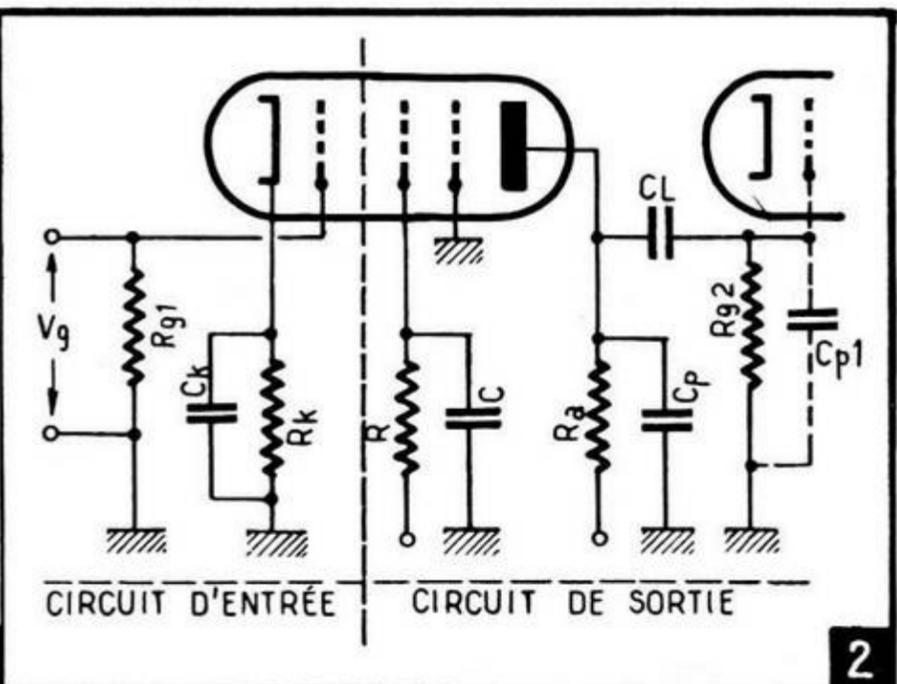
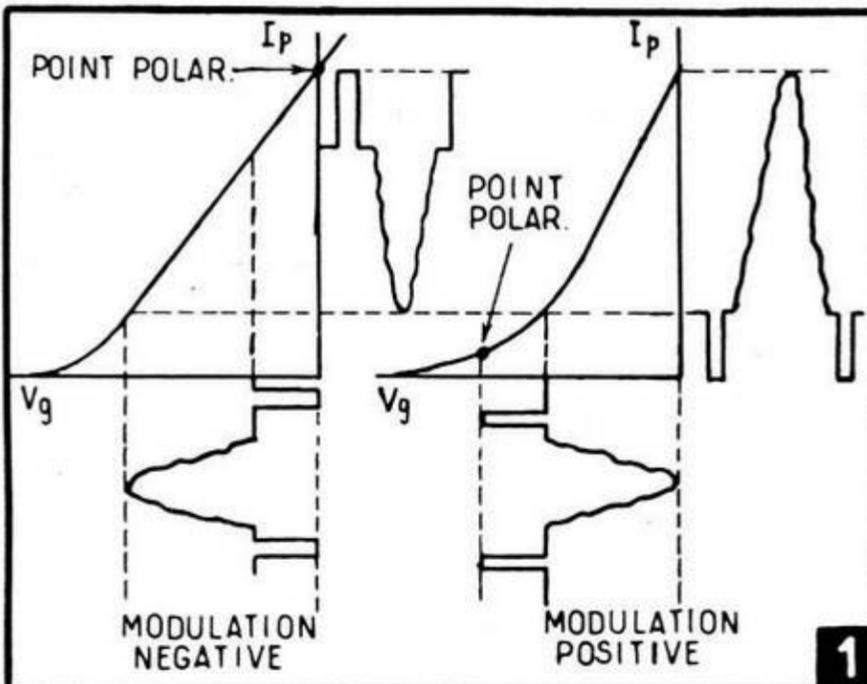
A première vue il peut sembler que cette condition soit très difficile à remplir. En réalité, il n'en est rien, car le phénomène de résonance série met cet effet à notre portée par la simple adjonction dans le circuit cathodique d'une bobine de correction. La courbe de résonance du circuit de la figure 8 donne toujours une impédance comprise entre 0 et R_k , mais, pour certaines valeurs bien déterminées de L et de C, la forme prise par la variation d'impédance entre ces deux limites, satisfait la condition imposée par la linéarité. La courbe passe par les trois points correspondants, exactement comme si la capacité avait effectivement changé de valeur.

Nous savons qu'il n'en est rien, et que le soi-disant changement de capacité n'est qu'une modification dans la courbe d'impédance de cathode, alors qu'un changement de capacité déplacerait obligatoirement la fréquence de résonance du circuit série.

Cette résonance doit être évidemment située sur la fréquence correspondant au point -3 dB pris comme limite, puisqu'à cette fréquence $Z_k = 0$, la contre-réaction sera nulle et amènera le gain de l'amplificateur à son maximum. Symétriquement à la fréquence de résonance l'amplificateur est contre-réactionné suivant la courbe de Z_k c'est-à-dire que dans une branche de la courbe, la contre-réaction joue son rôle de correcteur, dans la seconde branche son action s'ajoute à la chute naturelle du gain par le circuit d'anode; cela peut laisser prévoir une chute très brusque du gain au-delà du point -3 dB. La courbe de réponse d'un amplificateur corrigé sera donc celle que nous donnons figure 9. Cette courbe a été relevée pour un tube EF42, utilisé en amplificateur vidéo moyenne définition, et dont la bande est approximativement de 5 Mc/s. L'emploi d'un tube unique ne permet guère d'obtenir une bande plus large, en dehors de certains tubes comme le 6AG7 ou le PL83, dont la pente très élevée (10,5 mA/V), permet encore une bande de l'ordre de 7 à 8 Mc/s avec un gain très suffisant. L'utilisation de tubes courants oblige, pour une largeur de bande identique, à mettre deux étages d'amplification.

Cela rentre un peu dans le domaine pratique, pour lequel nous réservons un autre article traitant de la correction sous l'angle quelquefois plus familier du voltmètre, du fer à souder et de la pince coupante.

J. MONJALLON



Les courbes de la fig. 6 doivent porter des numéros allant de 1 (pour K=0,69) à 5 (pour K=2,75)

CALCUL GRAPHIQUE

DES CIRCUITS DÉCALÉS

par H. ABERDAM

Introduction

Nous ne nous occuperons ici que des amplificateurs à un seul circuit de liaison entre étages, du type de la figure 1.

Il s'agit d'amplificateurs dans lesquels les circuits accordés sont réglés, non sur une fréquence unique (amplificateurs synchrones), mais sur des fréquences croissant d'un étage amplificateur à l'autre.

Le montage à accords étagés ou décalés offre, d'une part, l'avantage de donner, pour une bande passante déterminée, une amplification plus uniforme des fréquences voisines de la fréquence médiane; d'autre part, il permet, pour une bande passante et pour un nombre de lampes donnés, d'augmenter le gain de l'amplificateur.

Le calcul mathématique de ces amplificateurs a été poussé très loin par Baum, qui les a étudiés dans le *Journal of Applied Physics* de juin et septembre 1946. Malheureusement, ces articles, surtout le second, sont hérissés de formules algébriques.

Baum a étudié deux types de courbes de réponse réalisables avec les amplificateurs à accord étagé.

La première (fig. 2) correspond à un gain aussi uniforme que possible au voisinage de la fréquence médiane de la bande passante, suivi d'une chute assez rapide au-delà des limites de celle-ci; ces limites sont définies par les fréquences pour lesquelles le gain est inférieur de trois décibels au gain pour la fréquence centrale F_0 ; autrement dit, la tension de sortie aux fréquences extrêmes est 0,707 fois la tension de sortie à la fréquence médiane. La largeur de bande à -3db est désignée par B .

La deuxième courbe de réponse correspond à un gain constant à $\pm n$ décibels près dans l'ensemble de la bande passante, le gain présentant des écarts de n décibels en plus ou moins, dans ladite bande, par rapport à la moyenne (fig. 3).

Le type de courbe de réponse de la figure 3 donne, si l'on admet des oscillations assez importantes (± 2 db par exemple) un gain plus important pour un

nombre d'étages et une bande passante donnée que celui de la figure 2; mais il est beaucoup plus difficile à mettre au point et à régler que ce dernier, surtout aux fréquences élevées et est, par conséquent, assez peu utilisé. A tel point que Wallman, qui a étudié cette question à fond dans le volume *Vacuum tube amplifiers* (Amplificateurs à lampes à vide) n'a pas jugé utile de traiter ce cas...

Quoi qu'il en soit, si les formules de Baum sont d'apparence compliquée, avec toutes leurs lignes trigonométriques, il a été possible d'en tirer — dans le cas de la courbe de réponse du premier type — un moyen simple de déterminer les caractéristiques d'un amplificateur à accord étagé.

Nous considérons d'abord le cas où l'opérateur dispose d'un générateur de signal H.F. à fréquence et tension réglables.

La première opération consistera, si on règle la première lampe, à surpolariser la seconde pour qu'elle fonctionne en voltmètre H.F. par détection plaque et à l'étalonner en tension d'entrée. On procédera de même avec les lampes suivantes.

Cela posé, si, au lieu de déterminer la résistance de charge de chaque lampe, on définit la largeur de bande à -3 décibels de chaque étage, le problème est extrêmement simple à résoudre.

Calcul

Supposons d'abord que nous ayons un nombre impair d'étages, trois par exemple, avec des lampes L_1, L_2, L_3 . Traçons (fig. 4) un cercle ayant, pour diamètre DD' , la largeur de bande de l'amplificateur, et traçons des droites OA_1 et OA_3 , faisant un angle de 30 degrés ($\pi/6$) avec DD' et une droite OA_2 faisant un angle de 90 degrés ($\pi/2$), avec DD' .

Si l'on considère que la perpendiculaire $A_2 B_2$ à DD' a une longueur égale à la largeur de bande B , les longueurs $A_1 B_1$ et $A_3 B_3$ sont égales à la largeur de bande à donner aux étages 1 et 3.

Autrement dit

$B_2 =$ largeur de bande du second étage $= B$;

$B_1 =$ largeur de bande du premier étage $= 0,5 B$;

$B_3 =$ largeur de bande du troisième étage $= 0,5 B$.

Pour déterminer les fréquences d'accord des divers étages, le problème n'est guère plus difficile.

Si D et D' correspondent aux fréquences extrêmes $F_0 - B/2$ et $F_0 + B/2$, O correspond à la fréquence médiane F_0 , B_1 à la fréquence d'accord du premier étage, et on a :

$$F_1 = F_0 + \frac{OB_1}{OD} \cdot \frac{B}{2} = F_0 + 0,866 \frac{B}{2}$$

de même

$$F_3 = F_0 + \frac{OB_3}{OD} \cdot \frac{B}{2} = F_0 - 0,866 \frac{B}{2}$$

Supposons maintenant que nous ayons un nombre pair d'étages (fig. 5).

On tracera, comme précédemment un diamètre DD' correspondant à B , le point O correspondant à F_0 , D et D' à $F_0 - B/2$ et $F_0 + B/2$ puis les deux obliques OA_1 et OA_4 faisant des angles de $22,5$ degrés ($\pi/8$) avec DD' , puis deux autres obliques OA_2 et OA_3 faisant des angles de 45° ($\pi/4$) respectivement avec OA_1 et OA_4 , les droites $A_1 B_1, A_2 B_2, A_3 B_3, A_4 B_4$, correspondent respectivement aux lampes L_1, L_2, L_3 et L_4 .

Ici, le rayon OA ne correspond à aucune lampe, mais on s'en sert, tout comme pour le cas de trois étages, d'étalon de largeur de bande.

Et, comme dans le cas précédent, on a :

$B_1 =$ largeur de bande du premier étage $= 0,38 B$;

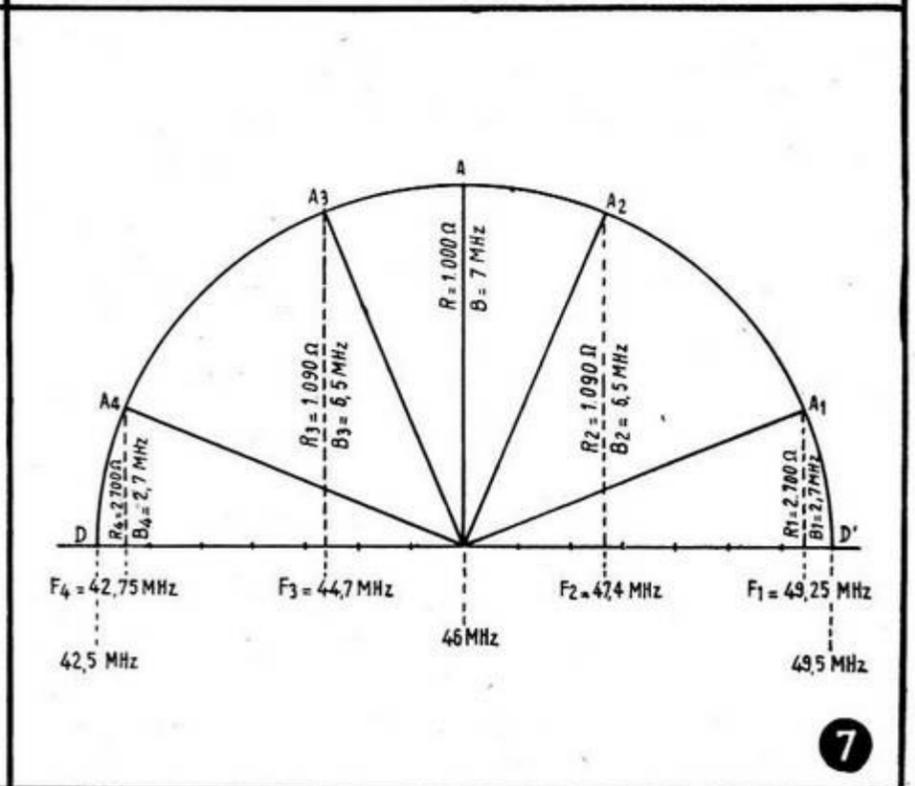
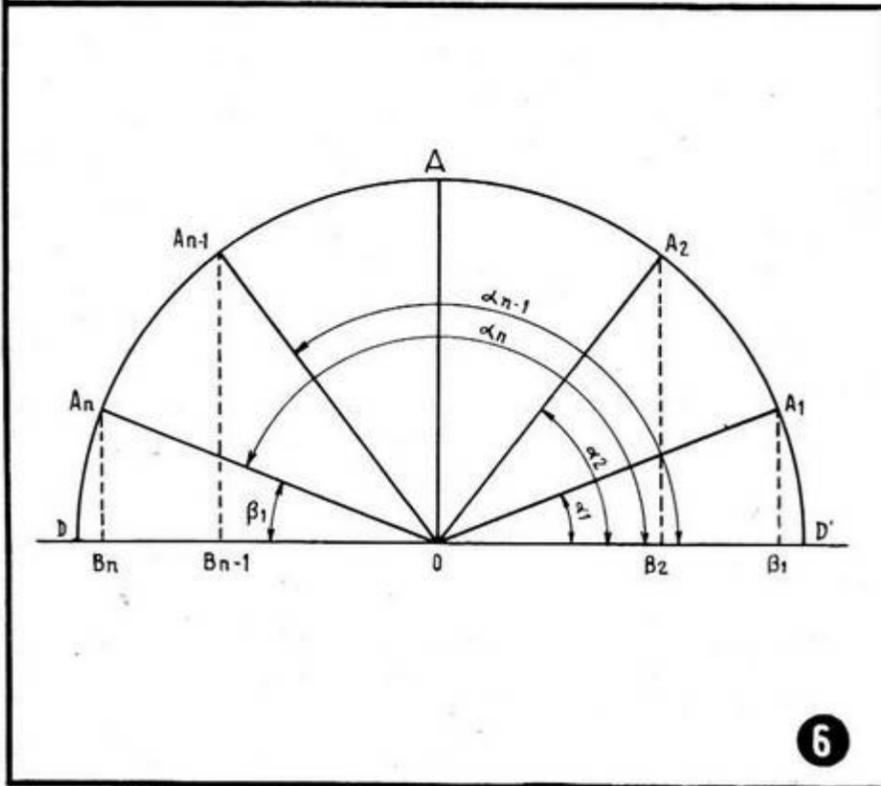
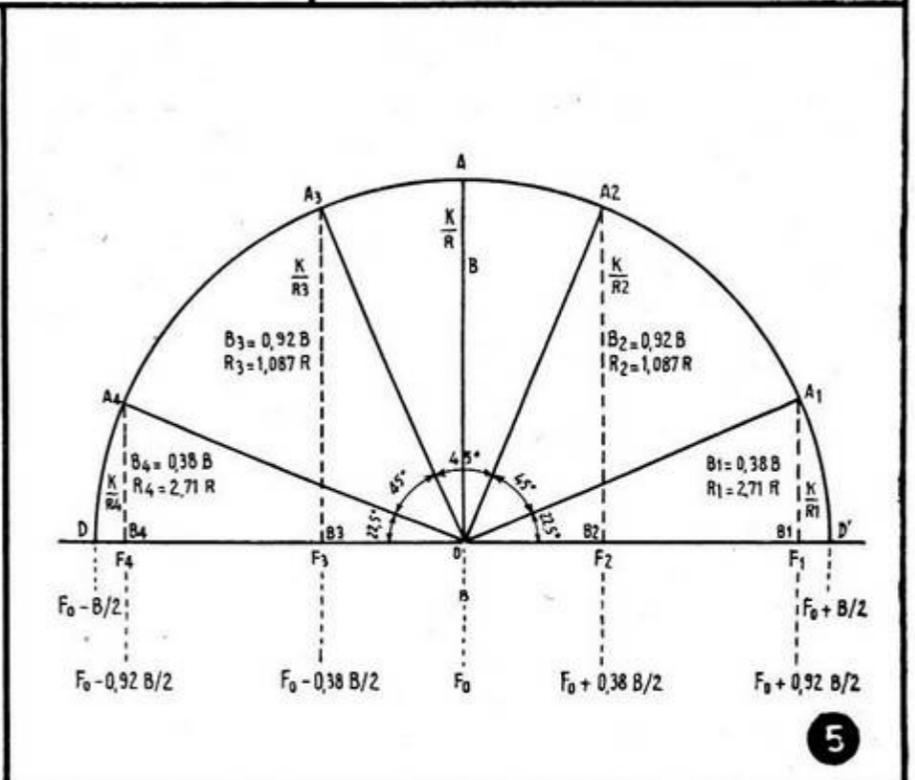
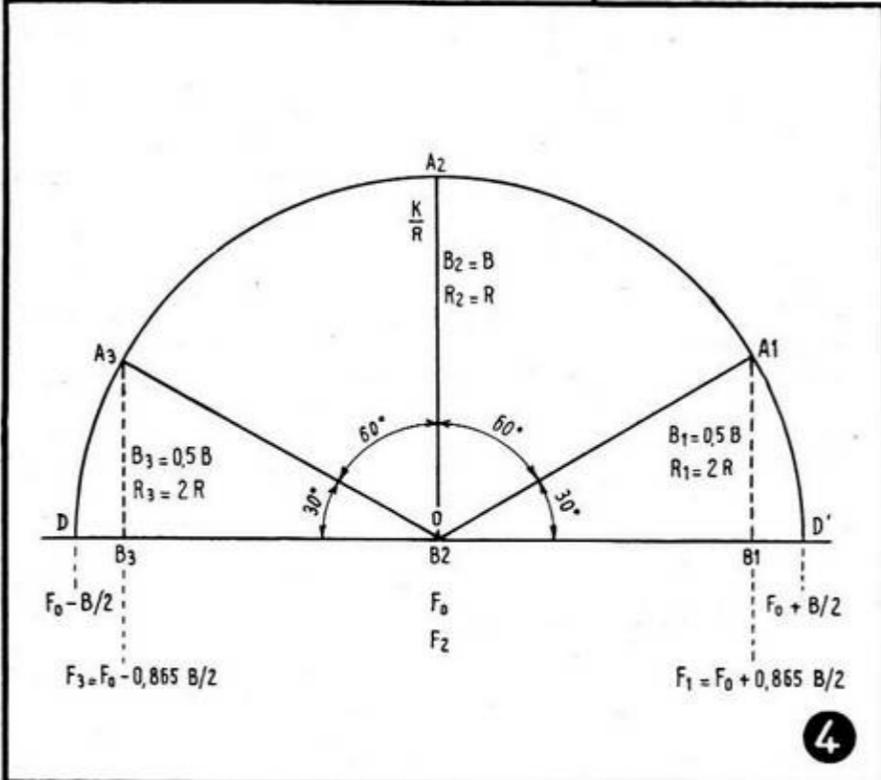
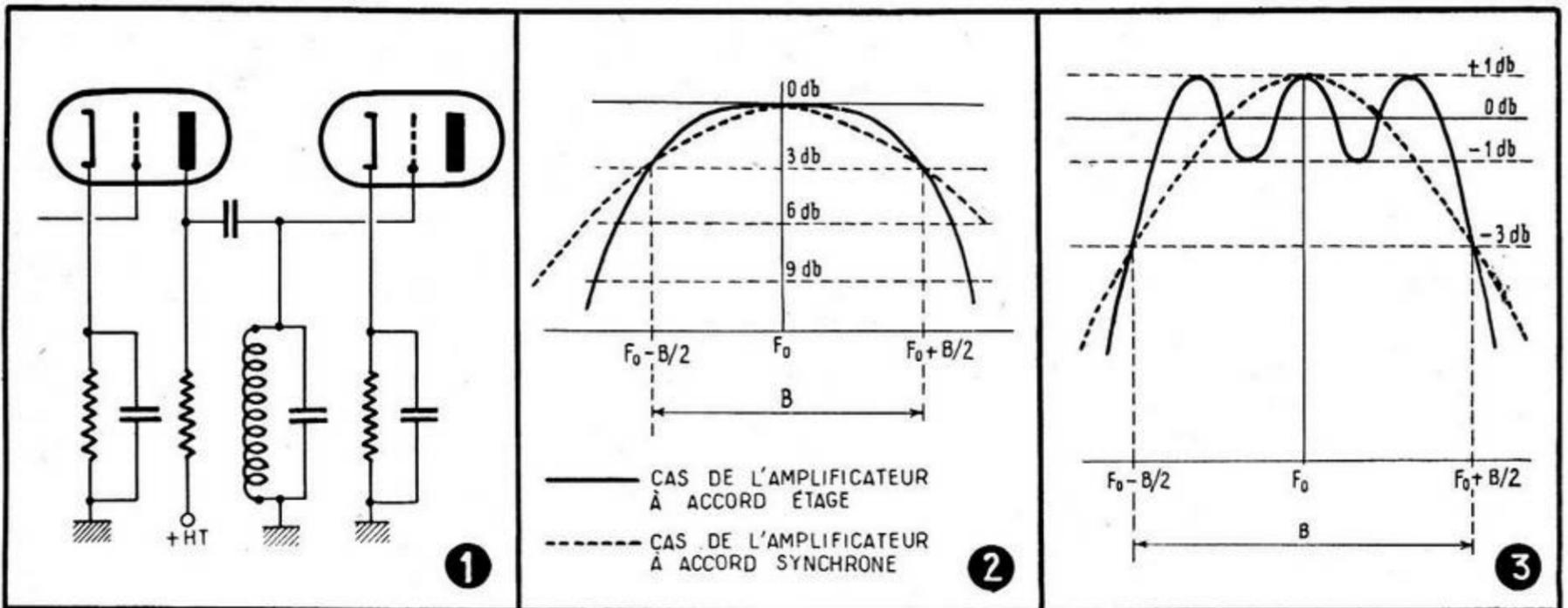
$B_2 =$ largeur de bande du deuxième étage $= 0,92 B$;

$B_3 =$ largeur de bande du troisième étage $= 0,92 B$;

$B_4 =$ largeur de bande du quatrième étage $= 0,38 B$.

De même, pour les fréquences d'accord, on a :

$$F_1 = F_0 + \frac{OB_1}{OD} \cdot \frac{B}{2} = F_0 + 0,92 \frac{B}{2}$$



$$F_2 = F_0 + \frac{OB_2}{OD} = F_0 + 0,38 \frac{B}{2},$$

$$F_3 = F_0 - \frac{OB_3}{OD} = F_0 - 0,38 \frac{B}{2},$$

$$F_4 = F_0 - \frac{OB_4}{OD} = F_0 - 0,92 \frac{B}{2}.$$

Cas général

Les lecteurs aimant les formules (!?) pourront considérer avec intérêt le cas général schématisé figure 6.

Si n est le nombre d'étages, le rayon A sera défini par :

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{2n}$$

et, de même pour

$$OA_2 : \alpha_2 = \alpha_1 + \frac{\pi}{n},$$

$$OA_3 : \alpha_3 = \alpha_2 + \frac{\pi}{n},$$

etc.

Les largeurs de bandes des divers étages seront définies de même par :

$$B_n = \frac{A_1 B_1}{OA} \times B$$

et les fréquences d'accord pour les points B_p à droite de O , par :

$$F_p = F_0 + \frac{OB_p}{OD} \times \frac{B}{2},$$

pour les points B_q à gauche de O , par

$$F_q = F_0 - \frac{OB_q}{OD} \times \frac{B}{2}.$$

Cas concret

Comme nous avons satisfait, au paragraphe précédent, au désir des amateurs d'abstractions, nous allons satisfaire maintenant à ceux des amateurs de résultats concrets et tangibles.

La figure 7 correspond à l'étude numérique d'un amplificateur à 4 lampes, centré sur 46 MHz et de largeurs de bande de 7 MHz.

Prenons un diamètre DD' correspondant, par exemple, à 2 cm par MHz, donc long de 14 cm. Nous pouvons, grâce à l'échelle choisie, le graduer directement en mégahertz et même en 1/20 de MHz si nous utilisons... du papier quadrillé millimétré.

Opérons exactement comme en figure 5, avec des angles de 22,5 et 67,5 degrés, et abaissons des points A_1 à A_4 les perpendiculaires $A_1 B_1$, $A_4 B_4$ sur DD' . La longueur AB correspondant à 7 MHz étant exactement de 7 cm, les longueurs $A_1 B_1$, etc., en centimètres, nous donnent immédiatement les largeurs de bande : 2,7 MHz des étages 1 et 4, et 6,5 MHz des étages 2 et 3.

De même que la graduation du diamètre DD' nous permet d'avoir immédiatement les fréquences d'accord, chaque centimètre du diamètre DD' correspondant à un demi-mégahertz, on trouve que les fréquences d'accord des étages L_1 , L_2 , L_3 , L_4 sont respectivement :

42,75 — 44,7 — 47,4 — 49,25 MHz, mesurées sur le dessin avec une précision de l'ordre de 1/20 de MHz, largement suffisante pour la pratique. Connaissez-vous beaucoup de générateurs H.F. bon marché, dans la gamme 20 à 50 MHz, qui vous donnent des fréquences de l'ordre de 45 MHz à 50 kHz près (précision un millième) ?

Sans générateur de tension étalonné, il est impossible de mesurer les largeurs de bande. Il faut alors déterminer les résistances de charge de chaque lampe, procédé moins exact que le précédent, car les résistances varient avec la fréquence, et les impédances d'entrée des lampes sont loin d'être infinies.

Il n'y a évidemment rien de changé dans le calcul des fréquences d'accord.

En principe, pour obtenir une largeur de bande B déterminée, la valeur de la résistance correspondante s'obtient par la formule connue :

$$R = 1/2 \pi BC$$

R en ohms;

C en farads (1 picofarad = 10^{-12} farad);

B en hertz;

C étant les capacités parasites du circuit, supposées en parallèle sur la lampe de couplage.

Ces capacités sont plutôt difficiles à déterminer; elles dépendent non seulement des capacités d'entrée et de sortie des lampes, mais aussi des capacités de câblage — introduites par les connexions — du dit circuit, et qui ne peuvent être déterminées que par l'expérience. Comme, d'autre part, le constructeur du récepteur du poste est dépourvu d'instruments de mesures, il ne peut déterminer, en utilisant une résistance choisie au hasard, si la largeur de bande est correcte ou non.

En général, il se tire d'affaire en supposant des capacités totales de l'ordre de 1,5 à 2 fois les capacités dues aux lampes, déterminant les résistances en conséquence. Les fréquences étant déjà définies, on met au point sur une mire, en diminuant ou augmentant les valeurs des résistances et en respectant les proportions obtenues comme indiqué ci-dessous, de manière à séparer au mieux les traits de la mire.

Exemple

Supposons, dans le cas d'un amplificateur à quatre étages (fig. 7) que l'on ait déterminé à l'estime (pour ne pas dire « au pifomètre ») la valeur de la résistance $R = 1.000$ ohms. On en déduit les valeurs de R_1 à R_4 indiquées sur la figure 7.

On voit que, pour un amplificateur à quatre étages, si la résistance R correspondant à la largeur de bande de 7 MHz valait 1000 ohms, les résistances utilisées effectivement valent, pour les étages 1 et 4, 2.700 ohms environ et 1.090 ohms pour les étages 2 et 3.

Cette valeur de 1.000 ohms correspond, pour la largeur de bande de 7 MHz, à une valeur des capacités parasites de 23 picofarads environ, fréquemment rencontrée dans la pratique.

H. ABERDAM

Que lirez-vous dans le N° 168 de TOUTE LA RADIO?

(Septembre 1952)

- *Les amplificateurs de lumière* : la dernière invention de M. Lee de Forest, qui entre autres applications, permettra la projection sur grand écran, grâce à un dispositif combinant cellule photoélectrique et multiplicateurs à émission secondaire sous une forme compacte et ne nécessitant qu'une alimentation en haute tension relativement classique.
 - *Les oscillateurs à deux bornes* : dynatron, négadyne, Colpitts, transitron, ultraudion, Franklin et autres montages dans lesquels un signal périodique, sinusoïdal ou non, est engendré à l'aide d'une bobine unique sans prise intermédiaire.
 - *Un générateur de signaux rectangulaires* : montage simple équipé de deux pentodes à grande pente et d'une valve, fournissant des signaux carrés de 80, 800 et 8.000 Hz, qui permettront de juger d'un coup d'œil un amplificateur B.F. en comparant l'oscillogramme obtenu aux figures-types de l'article.
 - *Montages en cascade* : comment connecter deux tubes pour obtenir une grande tension de sortie (amplificateurs de mesure, pour oscilloscopes, etc.).
 - *Différentes méthodes de couplage pour transformateurs M.F.* : l'art d'établir des M.F. à sélectivité variable, par exemple, sans dérive de fréquence et de façon reproductible en série.
 - *Deux adaptateurs pour la réception de la modulation de fréquence* : l'un à caractéristiques américaines et l'autre construit dans le style européen, avec détection différentielle permettant d'économiser un étage M.F.
 - *Un adaptateur pour O.C.* : montage éprouvé pour transformer tout bon récepteur en récepteur de trafic pour bandes amateurs.
- Dans la nouvelle rubrique :
BASSE FRÉQUENCE — HAUTE FIDÉLITÉ :
- Où en est l'ionophone, le haut-parleur sans membrane.
 - Le cinéma sonore : tout ce que le technicien du son doit savoir pour l'installation, l'entretien et le dépannage d'une installation moderne de cinéma.
 - Le nouveau pick-up américain à modulation de fréquence : lecteur électrostatique ultra-léger (1 à 2 grammes) à très haute fidélité (bande passante 20 à 20.000 Hz).
 - Des schémas d'amplificateurs de 3 à 35 W équipés de tubes Rimlock et Noval.
 - Enfin, l'habituelle Revue de la Presse mondiale, résumé technique extrêmement dense de toutes les révélations techniques découvertes dans les revues étrangères récentes.

LA TV EN BELGIQUE

Il y a quelque chose de changé depuis notre dernière chronique. En effet, dans le "Moniteur" des 14 et 15 juillet 1952 a paru un nouvel arrêté royal fixant définitivement certaines normes des futures émissions de la Télévision belge, entres autres :

- 1° La largeur du canal 7 Mc/s.
- 2° La fréquence de l'onde porteuse de vision sera inférieure de 5,5 Mc/s à la fréquence limite du canal.
(Traduction pratique : l'écart des porteuses son et vision est différent de celui adopté par la Télévision française et les porteuses sont inversées par rapport au système français.)
- 4° Le nombre total de lignes par image sera de 625 lignes pour les émissions en langue flamande et 819 lignes pour les émissions en langue française. Toutefois pour la retransmission de programmes réalisés à l'étranger ou la diffusion de programmes communs aux deux régions linguistiques du pays, le nombre total de lignes par image pourra être de 625 lignes pour les émissions en langue fran-

çaise et de 819 lignes pour les émissions en langue flamande.

(Autrement dit, dépenses doubles pour les équipements techniques des studios, des émetteurs et des récepteurs)

- 11° La modulation de l'émetteur de vision sera positive, c'est-à-dire qu'une augmentation de brillance déterminera une augmentation de la puissance rayonnée.
- 15° La polarisation des champs rayonnés par les émetteurs de vision et du son sera horizontale.
- 16° La modulation d'amplitude sera utilisée pour l'émission du son.

Lors d'une conférence réunissant les principaux constructeurs belges, M. Malderez a annoncé que la Belgique mettrait en service quatre émetteurs de télévision pouvant atteindre dans l'avenir une puissance nominale de 100 kW. En principe, ces émetteurs seraient érigés à :

- MALINES (flamand, 625 lignes, vision 210,25 Mc/s, son 215,75 Mc/s), BRAINES-LE-COMTE (français, 819 lignes, vidéo 196,25 Mc/s, son 201,75 Mc/s)
- LIÈGE (français, 819 lignes, vidéo 55,25 Mc/s, son 60,75 Mc/s), THIELT (flamand, 625 lignes, vidéo 48,25 Mc/s, son 53,75 Mc/s). Un cinquième émetteur

de 10 kW hors bande serait installé dans le Luxembourg belge à NEUFCHATEAU, vision 217,25 Mc/s, son 222,75 Mc/s. Toutes ces émissions sont prévues pour une période expérimentale n'excédant pas trois ans. Elles débuteraient par des émetteurs provisoires à faibles puissances placés sur le Palais de Justice et un building administratif de la rue du Luxembourg à Bruxelles. Plus tard, un émetteur serait installé sur le plus haut building d'Anvers (Boerentoren) et un autre à Liège.

Une station relais serait installée à FLOBECQ pour la retransmission de LILLE.

Les premières émissions destinées au public débuteraient en mars 1953 quoique certains affirment que cette inauguration est reportée au 1^{er} juillet et d'autres au 1^{er} Septembre de la même année.

TOUS SERMS les appareils de mesures sont réparés rapidement. Étalon, des génér. HF et BF.
1, Avenue du Belvédère
Le Pré-Saint-Gervais - BOT. 09-93
Métro: Mairie-des-Lilas.

Le meilleur moyen pour s'assurer le service régulier de nos Revues tout en se mettant à l'abri des hausses éventuelles, est de SOUSCRIRE UN ABONNEMENT en utilisant les bulletins ci-contre.

Vous lirez dans le N° de ce mois de
TOUTE LA RADIO N° 168
PRIX : 150 Fr.
Par Poste: 160 Fr.

- L'amplificateur de lumière.
- Les oscillateurs à deux bornes, par J. Scherer.
- Générateur de signaux rectangulaires.
- Lampes en cascade, par H. Saliou.
- Méthode de couplage pour filtres M.F., par J. Gourévitch.
- Adaptateurs F.M., par R. Deschepper.
- Convertisseur O.C., par Ch. Guilbert.

RUBRIQUE BASSE FRÉQUENCE - HAUTE FIDÉLITÉ

- Cinq amplificateurs.
- Le cinéma sonore, par P. Miquel.
- Le pick-up à modulation de fréquence, par R. Lafaurie.
- Revue de la presse.

Vous lirez dans le N° de ce mois de
RADIO CONSTRUCTEUR & DÉPANNEUR N° 81
PRIX : 120 Fr.
Par Poste : 130 Fr.

- Les bases de dépannage. La contre-réaction.
- Concerto Noval, récepteur moderne utilisant les tubes EBF 80 et ECL 80.
- Technique de la Monocommande. Le choix de la M.F.
- RC 81, récepteur de musicalité exceptionnelle, combiné avec un pick-up et un enregistreur sur bande magnétique.
- Le peigne magique.
- Bayard 52, récepteur monolampe pour débutants.
- Schéma et description du récepteur Philips 503 UB.
- Le coin de nos lecteurs.
- La pratique de la construction radio.



BULLETIN D'ABONNEMENT à découper et à adresser à la
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS - 6^e
T. V. 26 *

NOM _____
(Lettres d'imprimerie S.V.P. !)
ADRESSE _____

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° _____ (ou du mois de _____) au prix de 980 fr. (Etranger 1200 fr.)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)
— MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1164-34



BULLETIN D'ABONNEMENT à découper et à adresser à la
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS - 6^e
T. V. 26 *

NOM _____
(Lettres d'imprimerie S.V.P. !)
ADRESSE _____

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° _____ (ou du mois de _____) au prix de 1.250 fr. (Etranger 1.500 fr.)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)
— MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1164-34



BULLETIN D'ABONNEMENT à découper et à adresser à la
SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob, PARIS - 6^e
T. V. 26 *

NOM _____
(Lettres d'imprimerie S.V.P. !)
ADRESSE _____

souscrit un abonnement de 1 AN (10 numéros) à servir à partir du N° _____ (ou du mois de _____) au prix de 1.000 fr. (Etranger 1.200 fr.)

MODE DE RÈGLEMENT (Biffer les mentions inutiles)
— MANDAT ci-joint — CHÈQUE ci-joint — VIREMENT POSTAL de ce jour au C.C.P. Paris 1164-34

IMPORTANT

N'oubliez pas qu'en souscrivant un abonnement vous pouvez, en même temps, commander nos ouvrages.

Pour la BELGIQUE et le Congo Belge s'adresser à la Sté. BELGE des ÉDITIONS RADIO, 204a Chaussée de Waterloo, Bruxelles ou à votre libraire habituel.

Tous les chèques bancaires, mandats, virements doivent être libellés au nom de la SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO, 9, Rue Jacob - PARIS - 6^e

JANUÉS-
55

depuis 1937...

nous
les construisons
et les installons !

leur supériorité
technique
et mécanique
est
INDISCUTABLE

ce sont
des productions

M.P.

M. PORTENSEIGNE S.A.

au capital de 7.500.000 francs

80-82, RUE MANIN, PARIS (XIX) - BOTZARIS 31-19 & 31-26

AGENCE DE LILLE : ETS DURIEZ, 108, rue de L'ISLY

les variations de tension
donnent en télévision

DES IMAGES
FLOUES

TELE-REGU
RÉGULATEUR DE TENSION
ALTER

ASSURE :
netteté et stabilité
de l'image
augmentation de la
sensibilité
et de la durée des tubes

M.C.B. & VERITABLE ALTER

11, Rue Pierre Lhomme - COURBEVOIE
Tel. : DÉFense 20-90

P.B.L.

TOUTE LA DOCUMENTATION SUR LA LAMPE RADIO

TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TUBES ÉLECTRONIQUES, par H. J. Reich.
Un cours complet sur la théorie et l'utilisation des tubes électroniques dans l'électronique et dans les télécommunications. 320 pages, format 16 x 24..... Prix franco 1.188 fr.

LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO
Une brochure format de poche donnant les caractéristiques et culottages des lampes de réception anciennes et modernes. Classement alphabétique et méthodique par fonctions. Prix franco 330 fr.

RADIO TUBES
Un ouvrage de conception et réalisation inédites donnant instantanément toutes les caractéristiques d'utilisation, le culottage et le schéma d'emploi de 858 lampes usuelles. Prix franco 550 fr.

CARACTÉRISTIQUES OFFICIELLES DES LAMPES RADIO
Albums de 32 pages, format commercial, donnant les caractéristiques et courbes des lampes courantes.
Fascicule 1 (lampes transcontinentales).
Fascicule 2 (lampes américaines).
Fascicule 3 (lampes rimlock).
Fascicule 4 (lampes miniatures).
Fascicule 5 (tubes cathodiques).
Fascicule 6 (lampes Noval).
Prix franco de chaque fascicule 210 fr.

TOUTES LES LAMPES
Un tableau mural de grand format (50 x 65 cm) donnant le culottage des lampes de réception. Prix franco 130 fr.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob, PARIS - VI^e -:- C. C. P. : Paris 1164-34
En Belgique : S.B.E.R., 204 a Chaussée de Waterloo - BRUXELLES

NOS OUVRAGES SÉLECTIONNÉS sur la TÉLÉVISION

LES ANTENNES DE TÉLÉVISION, par Maurice Lorach	195 fr.
CONSTRUISEZ VOTRE RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION, par R. Laurent et C. Cuny	250 »
CONSTRUCTIONS DE TÉLÉVISEURS MODERNES, par Condry	270 »
TÉLÉVISION : GUIDE DU TÉLÉSPÉCTATEUR, par Claude Cuny	300 »
THÉORIE ET PRATIQUE DE LA TÉLÉVISION, par R. Aschen et R. Gondry..	475 »
TRAITÉ DE RÉCEPTION DE TÉLÉVISION, par Lucien Chrétien.....	600 »
LA TÉLÉVISION, MAIS C'EST TRÈS SIMPLE, par E. Aisberg	600 »
PRINCIPES FONDAMENTAUX DE TÉLÉVISION, par H. Delaby	980 »
MANUEL PRATIQUE DE TÉLÉVISION, par C. Raymond	1.200 »
LES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION, par R. Chauvière	1.430 »
BASES TECHNIQUES DE LA TÉLÉVISION, par H. Delaby	2.200 »

Tous ces ouvrages sont en vente à la :

LIBRAIRIE DE LA RADIO
101, Rue Réaumur - PARIS-2^e
qui pourra vous les faire parvenir dès réception du mandat correspondant à la commande augmenté de 10 % pour frais de port - C.C.P. 2026-99 PARIS

PAS D'ENVOIS CONTRE REMBOURSEMENT
CATALOGUE GÉNÉRAL : sur demande

MCB & VERITABLE ALTER

11 rue Pierre Lhomme Courbevoie
Tel. Defense 20-90

Régulateurs automatiques de tension REGUVOLT
Selfs et transformateurs

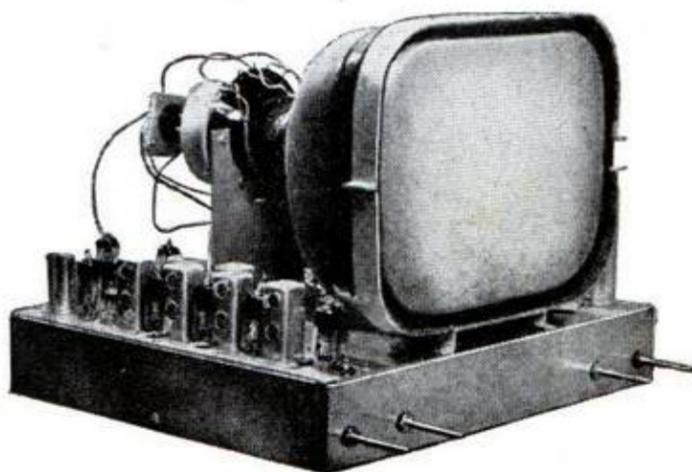
Résistances bobinées et vitrifiées

Condensateurs mica et céramique
Potentiomètres au graphite
Potentiomètres bobinés et vitrifiés

P.B.L.

ALTER

819 NOTRE NOUVEAU RÉCEPTEUR SUPER GRANDE DISTANCE AVEC TUBE 36 cm. Rectangulaire.



Préamplificateurs Push-Pull
Antennes — Blockings, Déviateurs tous tubes (tous standards)

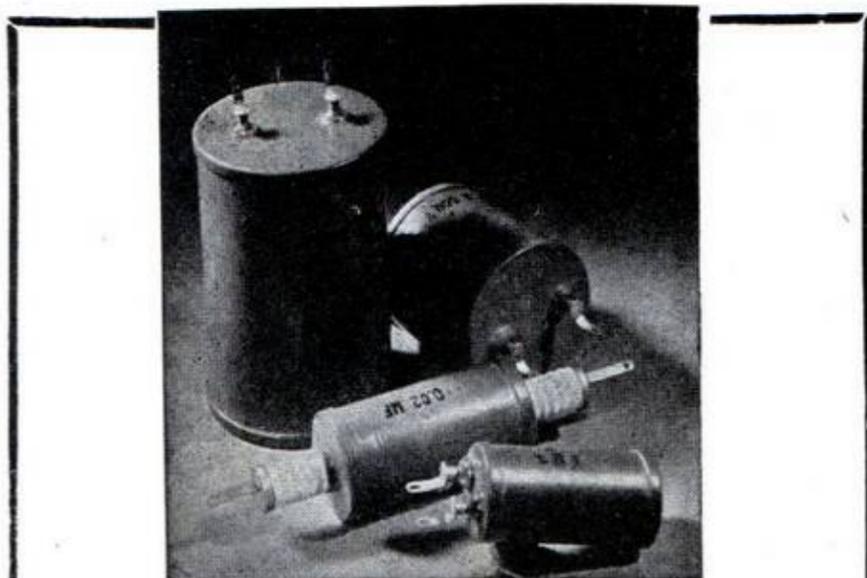
THT 9.500 et 14.000 volts
Bobinages serie Noval 819, Bobinages grande distance 441 lignes

CICOR (ÉTS P. BERTHÉLÉMY)
5, rue d'Alsace - PARIS X^e
Tél. : BOTzaris 40-88

Agent pour LILLE: E^m COLETTE, 8, rue du Barbier Maes. Tél. 482-88
Agent pour la BELGIQUE: M. MABILE, MONT SAINT AUBERT

DEPARTEMENT AMATEUR :

STUDIO MONTPARNASSE | RADIO MONTMARTRE
Galerie Marchande, Gare Montparnasse | 61, rue Rochechouart, PARIS-9^e



Voici la nouvelle fabrication

SAFCO-TRÉVOUX

en condensateurs spéciaux pour radar et télévision.
Cette série, baptisée R.C. et T.F., se fait en toutes valeurs pour toutes tensions, et sous trois présentations différentes : tube céramique, tube métal, tube bakélite.

SAFCO | CONDENSATEURS RHOISTATS RESISTANCES | TRÉVOUX



Pour la publicité DANS "TÉLÉVISION"

s'adresser à

PUBLICITÉ RAPY (P. ET J. RODET)

143, avenue Émile-Zola, PARIS (15^e)
Téléphone SÉGuR 37-52

qui se tient à votre disposition

Il ne suffit pas d'avoir un bon poste, il faut pouvoir choisir son programme. Seul

RADIO 52

l'hebdomadaire illustré de la radio et de la télévision, vous le permet.



18 pages de magazine, toutes les grandes émissions en images, et 18 pages de programmes détaillés.

Tous les jeudis

Le N^o : 30 Fr

GROUPE R.A.S.

35, RUE SAINT-GEORGES, PARIS-IX°
TÉLÉPHONE : TRUDAINE 79-44

RUCHE INDUSTRIELLE

SOCIÉTÉ A RESPONSABILITÉ LIMITÉE AU CAPITAL DE 500.000
115, RUE BOBILLOT - PARIS-XIII°
GOB. 62-46

**TRANSFOS
RADIO ET TÉLÉVISION**

**BOBINAGES
TÉLÉPHONIQUES**

*Etude sur demande de
TRANSFOS SPÉCIAUX
pour toutes applications ainsi que de tous
BOBINAGES INDUSTRIELS*

ABEILLE INDUSTRIELLE

SOCIÉTÉ A RESPONSABILITÉ LIMITÉE AU CAPITAL DE 1.000.000
35, RUE SAINT-GEORGES - PARIS-IX°
TRU. 79-44

**POTENTIOMÈTRES
BOBINES**

SELFIQUES
de 25 à 10.000 ohms, 4 watts
NON SELFIQUES
de 25 à 1.500 ohms, 2 watts

*Haute qualité de contact - Surcharge électrique possible
Absence de bruits de fond - Encombrement réduit
Présentation fermée et étanche - Tropicalisation sur demande*

SECURIT

ETABLISSEMENTS ROBERT POGU, GERANTS LIBRES

10, AVENUE DU PETIT-PARC - VINCENNES — DAU. 39-77

RADIO

Tous bobinages H. F.
en matériel amateur et professionnel
Noyaux en poudre de fer aggloméré

LA SÉRIE DES BLOCS

3 GAMMES
OC-PO-GO : 303 R et M, 422, 424 ; pour postes à piles :
426, 427 ; OC₁-OC₂-PO : 430, 434

4 GAMMES
OC-PO-GO-BE-PU : 454, 460 R et M ; OC-PO-GO-CH-PU :
454 R et MCH

5 GAMMES
BE₁-BE₂-PO-GO-OC-PU : 526 R et M, 530 R et M

LA SÉRIE DES M. F.

210-211, grand modèle
220-221, petit modèle pour Rimlock
222-223, petit modèle pour Miniature
214-215-216, jeu à sélectivité variable pour deux étages
d'amplification M. F.

TÉLÉVISION

BLOCS DE DÉVIATION BLINDÉE

LIGNES ET IMAGES
pour haute définition et grand angle de déviation

BOBINE DE CONCENTRATION

TRANSFORMATEURS
"BLOCKING"

TRANSFORMATEUR
"IMAGE"

TRANSFORMATEUR
de "SORTIE LIGNE" T. H. T.

BOBINAGES H. F. ET M. F.
pour amplification son et image

PAZ

Une fenêtre ouverte sur la vie



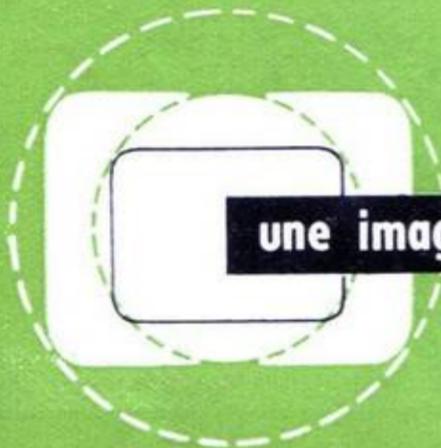
PHOTO L'ÉQUIPE

grâce au
cathoscope

MAZDA

36 MG 4

une image plus vaste pour un moindre encombrement



COMPAGNIE DES LAMPES - DÉPARTEMENT TUBES ÉLECTRONIQUES
29, Rue de Lisbonne - Paris 8^e - Téléphone : Laborde 72-60

R. 82. 2

XXPS.