

# LA TECHNIQUE PROFESSIONNELLE RADIO

REVUE MENSUELLE  
RÉSERVÉE AUX PROFESSIONNELS

MARS 1937  
N° 23 - PRIX : 1 FR

LES IDÉES DE NOS LECTEURS.

## LA POLARISATION CONSTANTE

Toute la Radio, dans son n° 25, a publié un schéma intéressant tiré d'une revue anglaise, *Wireless World*. Ce schéma permet d'obtenir une polarisation constante en utilisant les transformateurs d'alimentation ordinaires.

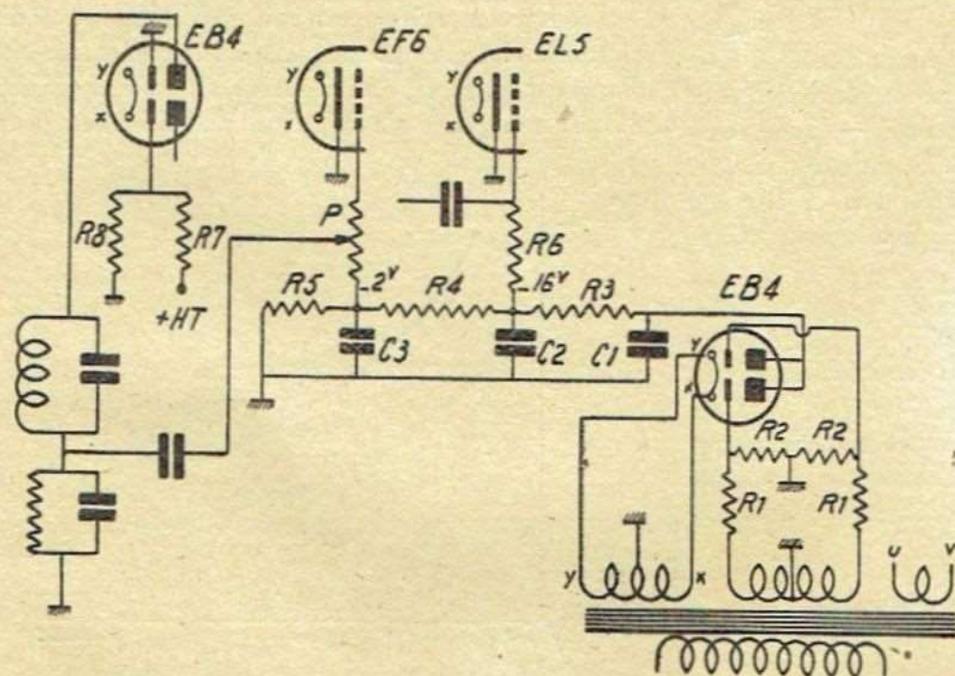
Le dispositif préconisé comprenait un redresseur à oxyde de cuivre ne redressant qu'une alternance.

Ne peut-on pas perfectionner ce procédé sans augmenter son prix de revient ?

Il me semble qu'on a intérêt à redresser les deux alter-

sant les deux plaques de cette lampe à la masse du châssis, nous obtiendrons un courant électronique dans le sens cathode-plaque-masse, d'où possibilité d'obtenir des tensions négatives par rapport à la masse. Ces tensions négatives seront naturellement très stables, puisqu'elles sont indépendantes du courant-plaque des BF.

Remarquer que la EB4 employée ici est chauffée avec le secondaire même des autres lampes du poste et non avec celui de la valve, afin de ne pas établir une trop grande différence



- $r_1$  : 200 000 ohms (4 watts).
- $r_2$  : 20 000 ohms (2 watts).
- $r_3$  : 100 000 ohms (0,5 watt).
- $r_4$  : 175 000 ohms.
- $r_5$  : 25 000 ohms.
- $r_6$  : 250 000 ohms.
- $r_7$  : 200 000 ohms (4 watts).
- $r_8$  : 1 600 ohms (0,5 watt).
- P : pot. 5 0 000 ohms.
- $C_1$  : 0,5  $\mu$ F.
- $C_2$  : 25  $\mu$ F.
- $C_3$  : 0,5 F.
- x.y. chauffage lampes.
- u.v. chauffage valve.

nances, ce qui peut se faire facilement et économiquement avec une valve et, comme ici nous n'avons pas besoin d'un courant intense, la EB4 suffit. Je sais bien que cette double-diode remplira ici un rôle auquel elle n'est pas habituée, mais... cela n'a pas d'importance.

Nous pouvons, en effet, appliquer une tension alternative relativement faible aux deux cathodes de la EB4 et, en réunis-

de potentiel entre l'élément chauffant et les cathodes de la EB4.

Ce procédé permet donc d'améliorer facilement l'amplification BF au point de vue puissance, musicalité et diminution du bourdonnement.

H.-J. CHARTON,  
Licencié ès-Sciences Physiques.

# COMMANDE UNIQUE DES CHANGEURS DE FRÉQUENCE

La commande unique des changeurs de fréquence suppose une commande mécanique simultanée de plusieurs circuits oscillants en vue d'un accord pour la réception d'une fréquence déterminée. Cette commande simultanée suppose qu'au point de vue électrique, les changements des constantes des différents circuits coïncident pour donner un résultat optimum. En faisant intervenir l'étude des circuits couplés, le problème se résume dans la solution d'une équation d'un ou plusieurs circuits complexes. Il s'agit de trouver une courbe pour l'oscillateur en partant de la concordance à la moyenne fréquence près, de cette courbe avec celle de l'accord. Il existe plusieurs méthodes. On peut faire intervenir des expressions mathématiques plus ou moins compliquées. Les études que nous avons eu l'occasion de voir étaient, ou bien trop mathématiques, ou bien trop simplistes. Trouver une solution intermédiaire, donner l'image fidèle, tout en réservant la rigueur mathématique, tel est le but de cette étude.

Nous supposons que le principe de changement de fréquence est connu du lecteur. Considérons une lampe changeuse de fréquence — une pentagride, par exemple — (fig. 1). Intercalons dans la grille de commande  $G_c$  un circuit oscillant composé d'une self-induction  $L_i$  et d'un condensateur variable  $C_i$ . La fréquence  $F$  nous est donnée par la formule

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C}}$$

où  $F$  est la fréquence en kHz,  $L$  la self-induction en  $\mu H$ ,  $C$  la capacité en  $\mu F$ .

Si nous comparons la fréquence minimum obtainable par la variation de la capacité de notre condensateur et la fréquence maximum nous trouvons le rapport donnant la gamme couverte.

$$\frac{F_{min}}{F_{max}} = \frac{\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L C_{min}}}}{\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L C_{max}}}} = \sqrt{\frac{C_{max}}{C_{min}}}$$

Appliquons sur la grille de commande une tension de fréquence  $F_i$  (la fréquence à recevoir). L'oscillateur nous donne sur la grille oscillatrice  $G_1$ , une tension de fréquence  $F_o$ , laquelle donnera dans la lampe (effet de la cathode fictive) un courant variable de fréquence  $F_m$ .

Cette fréquence qu'on recueille dans le circuit plaque, en

y intercalant un circuit accordé, est la résultante entre  $F_o$  et  $F_i$ , par addition ou par soustraction :

$$F_i - F_o = F_m ; F_i + F_o = F_m$$

Où, si nous supposons  $F_o$  variable, ce qui est le cas, nous avons deux combinaisons possibles :

$$F_o = F_m + F_i \text{ et } F_o = F_i - F_m$$

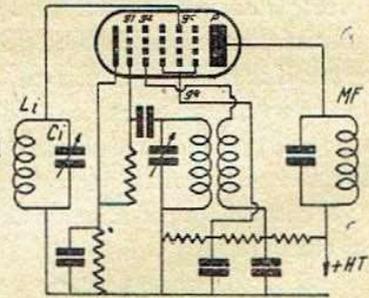


FIG. 1. — Schéma général d'une changeuse de fréquence pentagride.

Dans la première  $F_o$  est plus grand que  $F_i$ , dans la seconde plus petit. Nous allons choisir la première combinaison  $F_o$  plus grand que  $F_i$ , car dans la deuxième il est assez difficile de couvrir la gamme de fréquences de l'oscillateur, pour le même rapport de  $C_{max}$  à  $C_{min}$ . D'autre part la

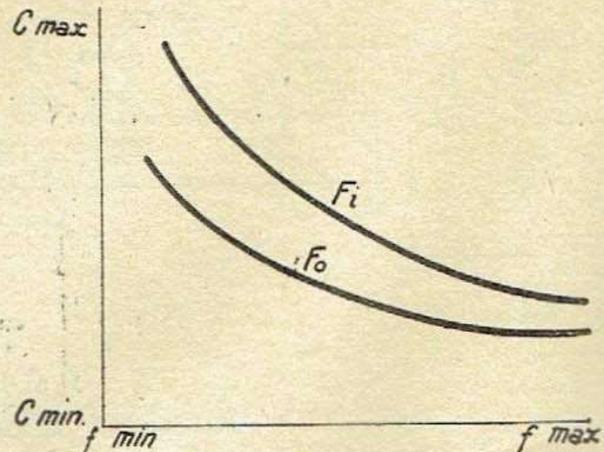


FIG. 2. — Allure approximative de la courbe du circuit d'entrée ( $F_i$ ) et de celle du circuit oscillateur ( $F_o$ ).

deuxième combinaison limite le choix de la valeur de la moyenne fréquence.

Le problème à résoudre est le suivant : nous avons une bande de fréquences à couvrir avec une self-induction  $L_i$ , un condensateur variable  $C_c$  donné. Pour une même variation de capacité d'un condensateur variable  $C_i$ , nous devons

obtenir avec un circuit  $C_0 L_0$  une fréquence  $F_0$  satisfaisant l'équation  $F_0 = F_m + F_i$ . En tenant compte de cette relation, nous voyons qu'avec un condensateur donné nous couvrons pour  $F_0$  une gamme plus grande (pour les éléments identiques).

Il s'agit de ramener la courbe de  $F_0$  vers la courbe de  $F_i$  en conservant la différence de la MF. Autrement dit, il nous faut modifier le rapport  $C_{max}$  à  $C_{min}$ , pour  $L_0 C_0$ . De prime abord, il semble logique d'intercaler en série dans le circuit oscillant une capacité  $C_s$  pour diminuer la valeur finale de  $C_0$ . Mais cela est impossible, car l'écart entre  $C_0$  et  $C_i$  est variable.

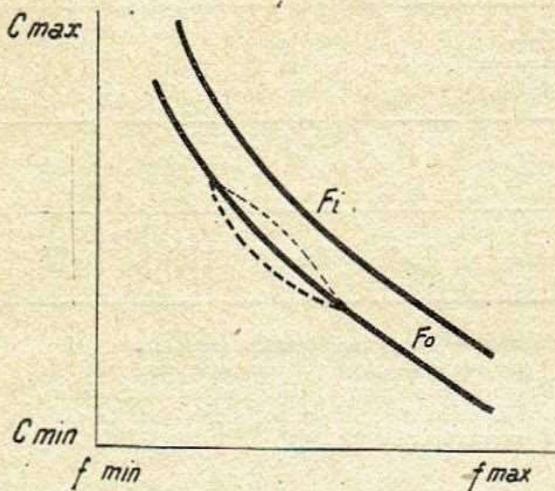


FIG. 3. — Allure idéale (en trait plein) des deux courbes : accord et oscillation.

Si nous prenons une self-induction  $L_0$  satisfaisant notre équation sur un point donné, nous nous apercevons que les écarts dans les autres points sont tellement importants qu'avec un appareil récepteur sélectif, l'audition, même des stations fortes, devient impossible. On pourrait alors faire coïncider nos courbes dans deux endroits, par exemple, en choisissant une

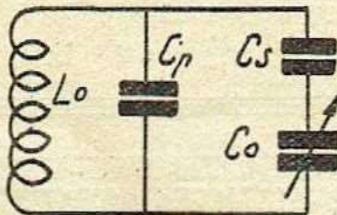


FIG. 4. — Schéma du circuit oscillateur avec les condensateurs série et parallèles utilisés pour l'alignement.

valeur convenable pour la self-induction  $L_0$  et en branchant un condensateur fixe en série  $C_s$ . Les valeurs de  $L_0$  et de  $C_s$  sont calculées d'après les deux expressions de  $F_0_{max}$  et  $F_0_{min}$  en tenant compte que la valeur totale des deux condensateurs en série est égale à

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (C, \text{ valeur totale}).$$

Mais la courbe trouvée, si elle coïncide aux extrémités, présente un écart sensible vers le milieu de la gamme en plus ou en moins, suivant que nous allons employer une

capacité série ou parallèle en faisant coïncider l'autre bout par une valeur de self-induction appropriée. Nous remarquons que la courbe idéale se trouve entre les deux écarts. Si deux points ne suffisent pas, trois semblent donner la solution. Les valeurs des trois points sont choisies arbitrairement. D'après des essais, on a l'habitude de prendre 1450-970-650 kHz. Il s'agit maintenant de pouvoir calculer les valeurs de  $L_0$ ,  $C_s$  et  $C_p$  le condensateur que nous allons mettre en parallèle sur notre bobinage pour faire coïncider notre courbe à la fin de la gamme de fréquence (1450). Nous obtenons le circuit de la figure 4 dont les valeurs des éléments se calculent d'après les trois équations que nous allons établir pour des valeurs  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  du  $C_0$  calculées d'après

$$F_{i_1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_i C_{i_1}}}$$

$F_{i_1}$ ,  $L_i$  connu et  $C_{i_1} = C_{0_1}$ . Nous allons avoir successivement :

$$F_{0_1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \left( \frac{C_{0_1} C_s}{C_{0_1} + C_s} + C_p \right)}}$$

$$F_{0_2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \left( \frac{C_{0_2} C_s}{C_{0_2} + C_s} + C_p \right)}}$$

$$F_{0_3} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 \left( \frac{C_{0_3} C_s}{C_{0_3} + C_s} + C_p \right)}}$$

Posons :

$$\left( \frac{1}{2\pi F_{0_1}} \right)^2 = A \quad \left( \frac{1}{2\pi F_{0_2}} \right)^2 = B \quad \text{et} \quad \left( \frac{1}{2\pi F_{0_3}} \right)^2 = C$$

Nous trouvons pour  $C_s$

$$C_s = \frac{C_{0_1} C_{0_2} (A-B + C_{0_2} C_{0_3} (B-C)) + C_{0_1} C_{0_3} (C-A)}{C_{0_1} (B-C) + C_{0_2} (C-A) + C_{0_3} (A-B)}$$

formule connue de tous les écoliers qui ont fait trois équations à trois inconnues d'aspect rébarbatif, mais facile à calculer.

$$C_p = \frac{C_s}{A-B} \left( \frac{C_{0_1} B}{C_{0_1} + C_s} - \frac{A C_{0_2}}{C_{0_2} + C_s} \right)$$

Finalement la valeur de la self-inductance de l'oscillateur

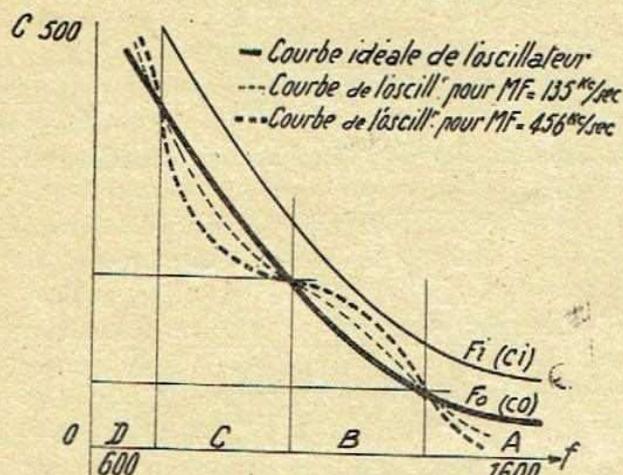
$$L_0 = \frac{(C_{0_1} + C_s) (C_{0_2} + C_s) (A-B)}{C_s^2 (C_{0_1} - C_{0_2})}$$

Après avoir trouvé ces trois valeurs, on peut retracer la courbe et le cas échéant, améliorer la concordance entre les deux courbes en déplaçant nos trois points. Nous pouvons l'obtenir en faisant varier la valeur de notre moyenne fréquence. Il est assez curieux de voir l'influence exercée par le choix de la valeur de la moyenne fréquence sur les possibilités de concordance optimum des deux courbes. Les calculs et l'expérience montrent que plus la fréquence croît, plus l'écart entre la courbe réelle de l'oscillateur et la courbe idéale devient considérable.

Il ne nous reste qu'à examiner le cas des grandes ondes et ondes courtes. Pour les grandes ondes, on procède, en principe d'une manière identique qu'en petites ondes, mais étant donné le rapport  $F_{min}$  à  $F_{max}$  plus faible, on se contente souvent de deux points.  $C_s$  a une valeur faible, ce qui est clair étant donné que  $\frac{C_{max}}{C_{min}}$  pour  $C_0$  est une fonction de  $\frac{F_{min}}{F_{max}}$

En pratique on branche dans le circuit oscillateur un condensateur parallèle sur le bobinage, et on diminue la valeur de  $C_s$  en branchant en série une capacité supplémentaire.

En ondes courtes, la question de la commande unique devient assez délicate, car même une très faible variation des



capacités provoque une très grande variation de fréquence. Certains constructeurs américains ont adopté un petit condensateur variable de correction. La solution idéale serait d'avoir un condensateur variable séparé pour ondes courtes.

Il ne nous reste qu'à ajouter qu'il ne faut pas croire dans l'exactitude absolue de tous ces calculs. Les calculs ne servent dans le cas d'établissement des bobinages d'un super que pour avoir une approximation pour pouvoir ensuite ajuster les valeurs ainsi trouvées sur un appareil expérimental. Cela ne provient pas d'erreurs ou d'inexactitudes de calculs.

Non. Mais il existe des facteurs qu'il est impossible d'introduire sans risquer de compliquer — à ne pas en sortir — les calculs : notamment les capacités parasites, lesquels jouent à cause de la faible valeur des  $C_p$ , une très grande importance. D'où aussi la nécessité de ne pas modifier sans utilité le câblage d'une maquette établie au risque de voir décroître le rendement.

Il faut aussi attirer l'attention du lecteur sur les difficultés qu'on rencontre souvent dans la mise au point d'un châssis à cause des inexactitudes de la courbe du condensateur variable. On trouve souvent entre les éléments des condensateurs varia-

Zone	A	B	C	D
MF				
135	0,13 %	0,13 %	0,2 %	0,7 %
456	0,3 %	0,33 %	0,4 %	1,6 %

FIG. 5. — Ecart maxima dans des conditions optima de réglage unique (valeur approximative). La courbe nous montre, mieux que toute explication, l'inconvénient de fréquence élevée pour la commande unique.

bles des écarts assez sensibles et là, il faut avoir recours aux lames. Cette différence se laisse sentir surtout en ondes courtes et il est impossible d'effectuer un réglage unique rigoureux sans avoir été obligé de tordre les lames, à moins d'avoir un condensateur variable de très bonne fabrication.

Pour ceux qui voudraient pousser davantage l'étude de la commande unique des supers ; nous citons les études de LANDON et SVEEN, de Hans RODER de la G. E. Co (U. S. A) et enfin l'étude de R. C. COUPEZ, dans le numéro de décembre 1936 de l'Onde électrique.

U. ZELBSTEIN.

ARTICLES PARUS DANS  
**TOUTE LA RADIO**  
Sur la Commande Unique

**N° 23** Le réglage unique du  
Superhétérodyne

**N° 31** Notes sur le réglage  
unique

**L'APPAREIL CHILOWSKI-TUBEST  
POUR L'ALLUMAGE ET L'EXTINCTION  
AUTOMATIQUES DES FEUX DE POSITION  
D'UNE AUTOMOBILE**

La Technique Professionnelle Radio a décrit, dans son numéro de février dernier, un ingénieux appareil destiné à l'allumage automatique des feux de position d'une automobile à la tombée de la nuit ainsi qu'à leur extinction au lever du jour.

Il y a lieu de préciser que cet appareil fabriqué et mis au point par la Société TUBEST comprend deux éléments distincts :

D'une part, le photorelais CHILOWSKI proprement dit, qui exerce l'action d'ouverture ou de fermeture du circuit. D'autre part, un interrupteur à inertie Tubest s'enclenchant automatiquement au départ de la voiture et qui permet d'empêcher le fonctionnement du relais au garage.

# LA RUBRIQUE TRANSCONTINENTALE

## L'AMÉLIORATION DE LA QUALITÉ BF DANS LES RÉCEPTEURS

On sait que les récepteurs de radio sont en général équipés d'un amplificateur BF élémentaire, se composant, le plus souvent, d'un tube préamplificateur et d'un tube final.

A puissance réduite la qualité est, en principe, acceptable, cependant on constate presque toujours l'apparition de distorsions BF qui proviennent de l'allure des caractéristiques des tubes utilisés.

Par certains procédés de montage ou d'utilisation on peut réduire fortement les distorsions constatées et les dispositifs les plus facilement applicables sont actuellement :

1° Les montages classe AB, employant en particulier deux penthodes en push-pull ;

2° Les montages à réaction BF.

Dans le premier cas, on peut obtenir deux avantages principaux : une puissance maximum de sortie beaucoup plus grande, et une très faible distorsion. Néanmoins ce procédé n'est guère utilisé que lorsqu'on recherche simultanément cette double amélioration. Les montages employés sont bien connus, ainsi que la détermination de tous leurs éléments.

Dans le deuxième cas, on se contente d'une puissance de sortie relativement modeste, mais, par contre, on a cherché à réduire le plus possible la distorsion. Nous allons envisager de plus près, les différents moyens dont on peut disposer, ainsi que leur répercussion sur les caractéristiques d'emploi des tubes.

Tout d'abord il importe de lever un doute sur le terme de « réaction » utilisé : cette réaction se distingue de celle qu'on a coutume d'employer en radio, par exemple détectrice à réaction, d'abord par le fait qu'elle travaille à basse fréquence et non en haute-fréquence, ensuite parce que contrairement à la réaction d'une détectrice ou d'une oscillatrice, elle agit en opposition de phase, de sorte qu'elle diminue l'amplification au lieu de l'augmenter.

A cette amplification plus faible correspond une diminution de distorsion.

### Réaction proportionnelle au courant alternatif d'anode.

Nous allons voir que dans le cas où la réaction est obtenue à l'aide d'une résistance de cathode non shuntée, le courant

alternatif d'anode devient plus indépendant de la résistance de charge. La résistance interne du tube final se trouve ainsi augmentée.

De plus, si l'on utilise une penthode (dont la résistance interne est déjà grande par rapport à la résistance de charge) la résistance interne est augmentée approximativement dans un rapport égal à celui dans lequel est diminuée l'amplification.

### Principe.

La forme la plus simple que l'on puisse concevoir de réaction sur le tube final est constituée par une résistance de cathode non shuntée par un condensateur (fig. 1).

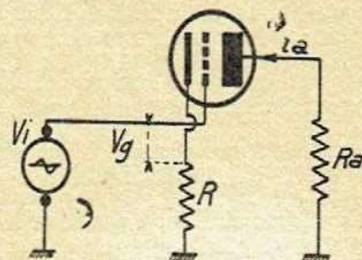


FIG. 1. — En supprimant le condensateur shuntant R on fait la réaction proportionnelle au courant alternatif d'anode.

Si nous désignons par  $v_g$  la tension alternative de grille, (mesurée entre grille et cathode), le courant alternatif d'anode est

$$i_a = s d. v_g.$$

$s d$  étant la pente de la caractéristique dynamique.  $i_a = f(v_g)$ .

Ce courant alternatif d'anode, parcourant la résistance  $R$ , produit à ses bornes une tension alternative  $R. s d. v_g$ .

Pour retrouver entre grille et cathode une tension  $v_g$ , on doit appliquer entre grille et masse une tension  $v_i$  telle que

$$v_i = v_g + R. s d. v_g = v_g (1 + R. s d.).$$

Le courant alternatif d'anode s'écrit alors :

$$i_a = s d \frac{1}{1 + R. s d.} v_i = s' d. v_i.$$

La résistance  $R$ , en série avec la cathode, et non shuntée, entraîne une réduction de la pente dynamique :

$$s'd = sd \frac{1}{1 + R \cdot sd}$$

Si  $R$  est assez grand pour que  $R \cdot sd$  devienne grand par rapport à 1,  $s'd$  se rapproche de  $\frac{1}{R}$ . Dans ces conditions lorsque  $R$  augmente la pente dynamique se rapproche de la valeur constante  $\frac{1}{R}$ , indépendante du tube.

Cela signifie que la caractéristique dynamique se rapproche d'une ligne droite. Dans ce cas on aura, évidemment, un minimum de distorsion.

Cependant, comme la caractéristique dynamique comporte des courbes inférieurs et supérieurs, la pente diminue aussi dans ces parties courbes et par suite, même avec réaction il apparaît une distorsion non linéaire sur les signaux de grande amplitude ; la puissance de sortie est encore limitée de ce fait.

$R$  devra être choisi soigneusement pour deux raisons : la première c'est que si  $R$  est grand, on perd dans cette résistance une partie appréciable de la puissance disponible, la seconde c'est que, l'amplification étant exprimée par  $s'd$  peu différent de  $\frac{1}{R}$ , à une grande valeur de  $R$  correspond une petite valeur de  $s'd$ .

Pour ce montage il est intéressant d'utiliser de préférence des tubes à grande pente, du type EL3 ou EL5, car alors le produit  $R \cdot sd$  peut être grand sans que  $R$  soit trop élevé, et sans que l'étage final amplifie trop faiblement.

Une étude mathématique poussée du phénomène (et dont nous ferons grâce au lecteur) prouve que :

Si l'on a, dans le cas où il n'y a pas de réaction.

Amplitude de la fondamentale  $i_1 = \alpha v_g$  ( $\alpha = sd$ ),

— de la 2<sup>e</sup> harmonique  $i_2 = 1/2 \beta v_g^2$ .

— de la 3<sup>e</sup> —  $i_3 = 1/4 \gamma v_g^3$ .

Si l'amplitude de la fondamentale reste la même avec réaction, on a alors :

Amplitude de la fondamentale :

$$i'_1 = \alpha v_g = i_1$$

Amplitude de la 2<sup>e</sup> harmonique :

$$i'_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{\beta}{1 + \alpha R} \right) v_g^2 = \frac{i_2}{1 + \alpha R}$$

Amplitude de la 3<sup>e</sup> harmonique :

$$i'_3 = \frac{1}{4} \left( \frac{\gamma}{1 + \alpha R} \right) v_g^3 = \frac{i_3}{1 + \alpha R}$$

etc...

La distorsion à puissance égale, se trouve diminuée dans le rapport de 1 à  $1 + \alpha R$ , c'est-à-dire dans le même rapport que la pente dynamique.

On peut résumer sommairement tous ces résultats de la manière suivante :

Une tension alternative sinusoïdale appliquée entre grille et cathode produit un courant alternatif d'anode déformé. Aux bornes de la résistance de cathode se produit une tension qui, en plus de la fondamentale contient des harmoniques. Si le signal est appliqué entre grille et masse (fig. 1), il faudra une tension d'entrée plus grande puisqu'il vient s'en déduire la tension développée aux bornes de la résistance de cathode.

La tension grille n'est plus alors sinusoïdale, mais elle contient les harmoniques (provenant de l'effet de la résistance de cathode) qui agissent en sens inverse des harmoniques produites dans le tube. La distorsion se trouve donc diminuée de ce fait.

Enfin il convient de voir comment la résistance interne du tube est influencée par la réaction.

On pourrait supposer que ce dernier point est dénué d'intérêt, pourtant, comme on sait que l'impédance du H. P. dépend de la fréquence, il importe de savoir si, pour assurer

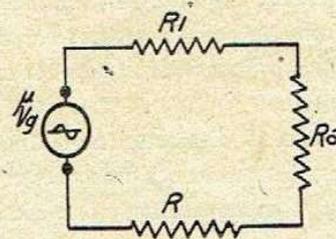


FIG. 2. — Si nous assimilons la lampe de la figure 1 à un alternateur, le schéma 1 devient celui ci-dessus.

une reproduction correcte, l'impédance du tube reste bien toujours grande par rapport à celle du haut-parleur.

Pour cela, supposons que le tube de la figure 1 est un alternateur de tension  $\mu v_g$  en série avec la résistance interne  $R_i$  (fig. 2).

On a

$$i_a = \frac{\mu v_g}{R_i + R_a + R}$$

mais on peut remplacer  $\mu$  par  $s \cdot R_i$ , et il vient

$$i_a = s v_g \frac{R_i}{R_i + R_a + R}$$

D'après la figure 1 on avait  $v_g = v_i - i_a R$  et par suite

$$i_a = s (v_i - i_a R) \frac{R_i}{R_i + R_a + R}$$

On en déduit, tous calculs effectués

$$i_a \cdot R_a = v_a = s \cdot v_i \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R + R_a + s \cdot R \cdot R_i}$$

Le courant de court-circuit s'obtient en faisant  $R_a = 0$ .

On a alors

$$i_k = s \cdot v_i \frac{R_i}{R_i + R + s \cdot R \cdot R_i}$$

La tension à vide est, en faisant  $R_a = \infty$ .

$$v_{ao} = s \cdot v_i \cdot R_i$$

La résistance interne, avec réaction est alors de

$$R_i = R_i (1 + s. R) + R.$$

Si on a affaire à une penthode genre EL3 ou EL5, R est totalement négligeable devant  $R_i$  et on peut alors écrire sans grande erreur

$$R_i' = R_i (1 + s. R).$$

On voit donc, en résumé que la présence de la résistance R.

1° Augmente la résistance interne du tube dans le rapport 1 (à  $1 + s. R$ ).

2° Diminue l'amplification dans le même rapport.

3° Diminue la distorsion toujours dans le même rapport.

Nous verrons plus loin l'application pratique de ce montage.

**Réaction proportionnelle à la tension alternative d'anode.**

On peut encore prévoir une réaction basée sur la tension alternative d'anode : une forme simple de ce montage est représentée dans la figure 3 dans laquelle l'étage préampli-

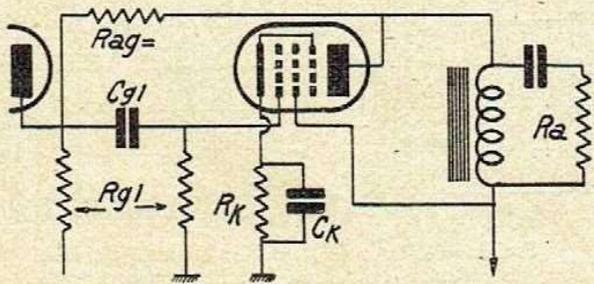


FIG. 3. — Schéma simple de la réaction proportionnelle à la tension alternative d'anode.

ificateur est composé d'une penthode HF genre EF6, montée en amplificatrice à résistances.

Considérons (fig. 4) le schéma de principe du montage envisagé. Il résulte de cette figure :

$$v_g = v_i - \frac{R_g}{R_{ag} + R_g} (v_a + v_i).$$

Ce qui peut encore s'écrire :

$$v_g = v_i \frac{R_{ag}}{R_{ag} + R_g} - v_a \frac{R_g}{R_{ag} + R_g}.$$

Si on définit l'amplification sans réaction par :

$$V = \frac{v_a}{v_g}$$

il vient, après simplification

$$v_i = v_g \left( 1 + \frac{R_g}{R_{ag}} + V \frac{R_g}{R_{ag}} \right)$$

L'ordre de grandeur de  $R_g$ ,  $R_{ag}$  et V est, en général, tel que l'on peut prendre approximativement

$$v_i \text{ égal environ à } v_g \left( 1 + \frac{R_g}{R_{ag}} V \right) \quad (1)$$

Ici encore, on retrouve une diminution d'amplification corrélative à la diminution de distorsion. Cette réduction de l'amplification provient, d'ailleurs, en plus de l'effet de réaction, du fait que la tension  $v_i$  est appliquée à la grille par l'intermédiaire d'un potentiomètre  $R_{ag}$  et  $R_g$  ( $R_a$  est toujours petit par rapport à ces deux valeurs).

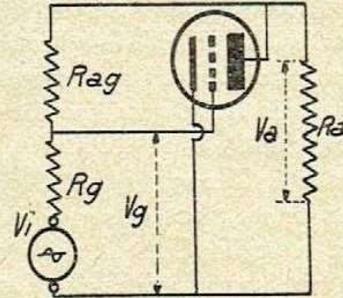


FIG. 4. — Représentation simplifiée du schéma de la figure 3.

Ce montage présente par rapport au précédent (réaction par courant d'anode) plusieurs points intéressants :

a) Aucune partie de la puissance de sortie n'est perdue dans la résistance de cathode puisque celle-ci est shuntée normalement par un condensateur. La perte de puissance dans  $R_{ag}$  est absolument négligeable, par suite de la très grande différence de valeur entre  $R_a$  et  $R_{ag}$  ( $R_{ag} > R_a$ ).

b) Ce montage ne nécessite, à part  $R_{ag}$ , aucun autre élément supplémentaire (nous verrons dans l'étude pratique qu'il n'en est pas de même dans le montage à réaction par courant d'anode).

c) Enfin, une autre propriété intéressante est que la résistance interne du tube diminue considérablement.

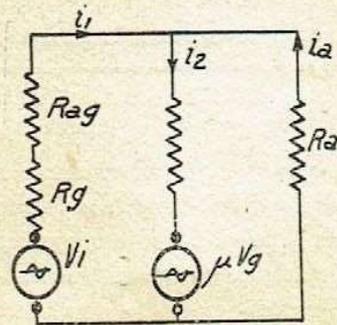


FIG. 5. — En simplifiant encore, nous arrivons au schéma ci-dessus.

Par un calcul analogue à celui dans le cas du premier type de réaction, et en partant du schéma de la figure 5 on trouve, après simplification et en négligeant les termes suffisamment petits

(1) En effet :  $R_g$  est de l'ordre de 0,1 MΩ, et  $R_{ag}$  de l'ordre de 1,4 MΩ.

$$R_i' = R_i \frac{1}{1 + k \frac{R_g}{R_g + R_{ag}}}$$

où  $k$  représenté le coefficient d'amplification du tube final.

Si  $R_i$  est petit par rapport à  $R_a$  (cas d'une triode) on peut remarquer que la diminution d'amplification est sensiblement la même que la diminution de résistance interne. En effet, dans ce cas, l'amplification  $V$  sans réaction est sensiblement égale à  $k$ . Dans le premier montage, à réaction par courant d'anode, la résistance interne augmentait à peu près dans la proportion où diminuait l'amplification, lorsque  $R_i$  était grand par rapport à  $R$ . On peut donc, théoriquement, constater des propriétés analogues, mais dans la pratique il en est tout autrement.

En effet, la réaction BF ne peut guère être employée qu'avec des pentodes, car une triode finale ne serait pas assez sensible. De par la lampe utilisée, la résistance interne est grande par rapport à la résistance de charge, et cela dans les montages de réaction par courant d'anode aussi bien que par tension d'anode.

Dans le premier cas, on constate que la résistance interne augmente bien approximativement dans la mesure où l'amplification diminue (la pente dynamique étant à peu près égale à la pente statique), mais dans le second cas, la résistance interne diminue beaucoup plus fortement que l'amplification (parce que l'amplification sans réaction  $V$ , est déjà beaucoup plus petite que le coefficient d'amplification  $k$ ).

On arrive alors avec ce montage à obtenir avec une pentode une résistance interne aussi faible que celle d'une triode, tout en conservant les avantages propres à la pentode, en particulier son haut rendement.

Nous verrons, plus loin, les applications pratiques du montage à réaction proportionnelle à la tension alternative d'anode.

### Influence de la réaction sur la reproduction des fréquences.

Nous venons de voir que la résistance interne du tube variait fortement sous l'influence de la réaction. En pratique, l'impédance du H. P. varie avec la fréquence, et un changement dans la résistance interne du tube final influera sur la courbe de fréquence.

Voici, à titre d'exemple, les courbes relevées avec différents montages, et dans le cas du tube EL3.

On peut admettre que dans les H. P. dynamiques, l'intensité sonore est proportionnelle au courant dans la bobine mobile, (évidemment abstraction faite du cas de la résonance).

Les courbes ci-après sont tracées avec, en ordonnées, les variations en db du courant de la bobine mobile en fonction de la fréquence, pour une valeur constante de  $v_i$  à l'entrée du tube.

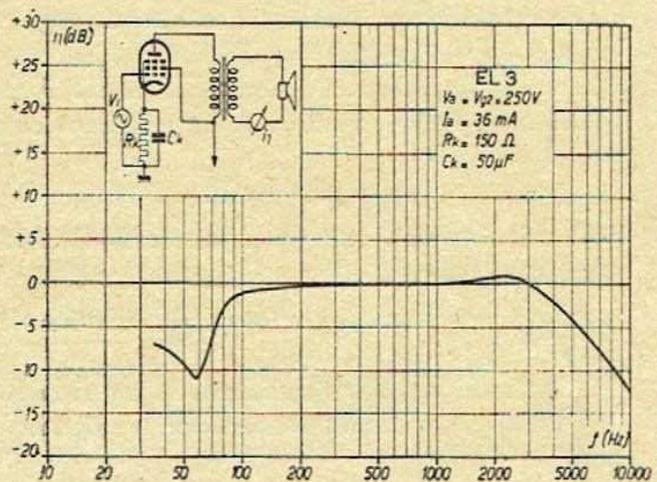


FIG. 6. — Reproduction des fréquences dans un montage normal, sans réaction BF.

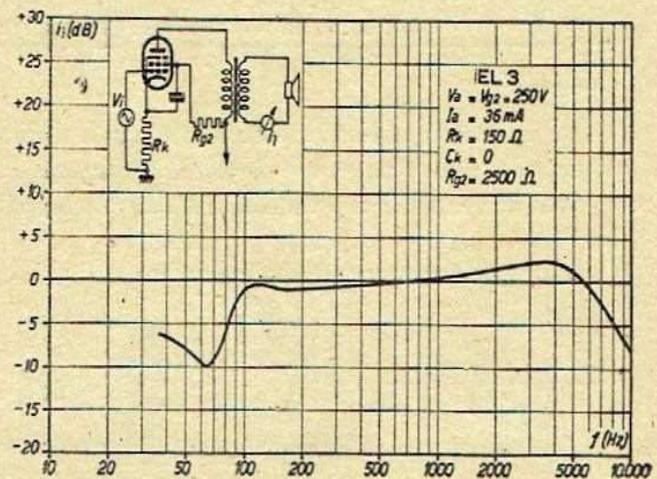


FIG. 7. — L'écran de la EL3 est alimenté à travers la résistance  $R_{g2}$ , découplée. Le condensateur de cathode est supprimé.

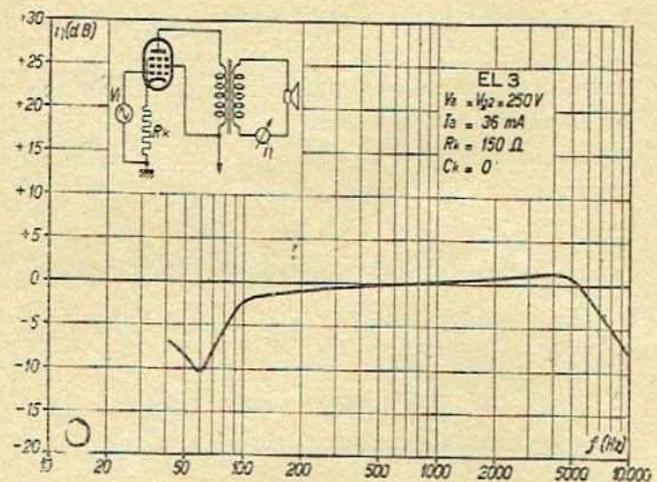


FIG. 8. — Schéma analogue à celui de la figure 6, mais le condensateur de cathode est supprimé.

On a choisi comme unité le courant à 800 périodes par seconde. La figure 6 représente la courbe pour un montage normal, sans réaction BF. Les fréquences entre 90 et 4000 per/sec sont transmises assez uniformément. Au dessous de 90 per/sec la reproduction diminue. A 60 per/sec se produit

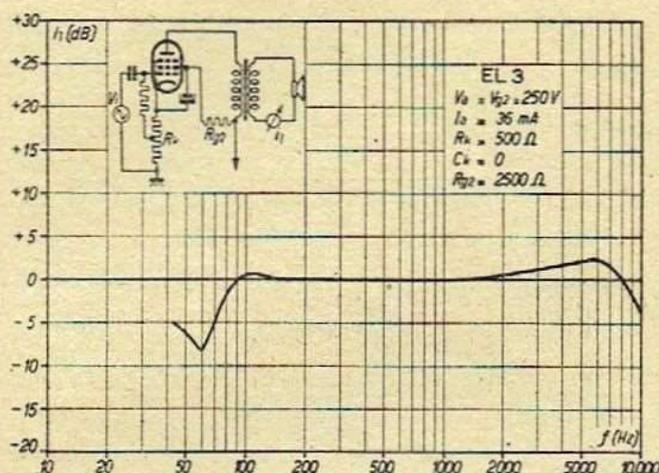


FIG. 9. — La résistance totale de cathode est de 500 ohms.

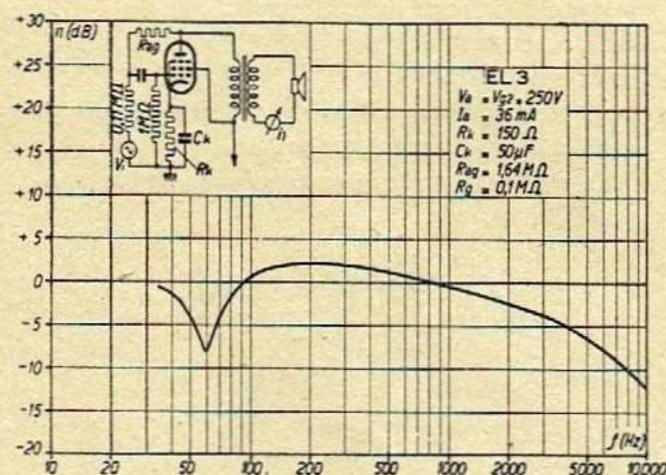


FIG. 10. — Réaction proportionnelle à la tension d'anode. On voit bien que les fréquences basses sont favorisées.

une résonance de telle sorte que la puissance sonore reste assez grande, quoique la courbe présente un minimum. De plus, au-dessus de 4 000 per/sec la courbe tombe fortement.

La courbe de la figure 7 montre que, par suite de la plus grande résistance interne, les hautes fréquences sont mieux reproduites.

La courbe de la figure 8, où seul manque le condensateur de cathode, diffère peu de la précédente.

Mais, dans la figure 9, où la résistance totale de cathode est de 500 Ω, on constate que l'influence sur les notes aiguës est beaucoup plus marquée, grâce au fait que la réaction est beaucoup plus énergique. La courbe se redresse, assurant encore un excellent rendement à 10 000 per/sec.

La courbe de la figure 10 correspond, au contraire, à une réaction proportionnelle à la tension d'anode. La caractéristique ressemble à ce que donnerait une triode de puissance.

L'étage final ainsi constitué présente une résistance interne de 1 700 Ω, ce qui explique que le rendement commence à tomber à partir de 300 per/sec. De plus, le minimum à 60 per/sec est plus marqué, ce qui fait que la résonance se

sent moins. Les basses sont mieux rendues, mais les notes aiguës sont déficientes.

Il est évident qu'il faut utiliser ici un transformateur de sortie calculé en tenant compte de la résistance interne du tube, sans toutefois diminuer trop la self-induction du primaire, afin de ne pas surcharger l'étage final pour les fréquences basses.

On peut conclure que :

*Le montage à réaction par courant alternatif d'anode favorise la reproduction des aiguës.*

*Le montage à réaction par tension alternative d'anode favorise la reproduction des basses.*

### Réaction basse fréquence proportionnelle à la tension alternative de sortie.

Dans tous les cas précédents, la correction de la distorsion ne jouait que sur l'étage de sortie. Il est possible d'appliquer le principe utilisé à tout un montage, par exemple à l'ensemble de l'amplificateur BF.

Nous mentionnons seulement cette application, nous réservant d'y revenir plus en détail dans un article très prochain, car ce procédé n'est pas aussi simple que les deux précédents. En particulier, il peut pour des valeurs incorrectes présenter un fonctionnement en multivibrateur qui est loin d'être celui que l'on attend.

Nous donnerons donc ultérieurement tous les détails voulus pour cette réalisation.

### Applications pratiques.

#### Réaction par courant d'anode (avec résistance de cathode).

Les calculs faits précédemment ne sont valables que dans le cas d'une triode et lorsqu'on utilise une penthode, il est nécessaire de tenir compte de la présence du courant de grille-écran, celle-ci se trouvant reliée (par la capacité de HT) au châssis, son courant alternatif traverse la résistance cathode.

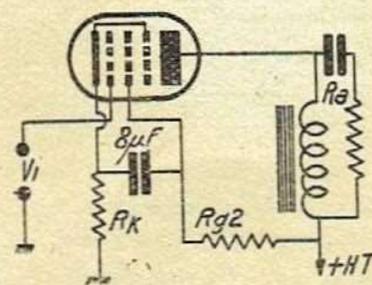


FIG. 11. — Schéma pratique d'une réaction par courant d'anode.

Il faut éviter cela autant que possible. Pour arriver à ce résultat, on peut l'alimenter à travers une résistance de valeur convenable ( $R_{g2}$ ) et la découpler directement à la cathode par un condensateur de forte valeur (8 μF, par exemple).

Le montage devient alors celui de la figure 11. Par suite

du condensateur de  $8\mu\text{F}$ , les résistances  $R_k$  et  $R_{g_2}$  sont en parallèle pour le courant alternatif d'anode, et la résistance  $R$ , dont il est question dans les formules précédentes, est à remplacer par :

$$R = \frac{R_k \cdot R_{g_2}}{R_k + R_{g_2}}$$

Application au tube EL3.

Le montage le plus simple est celui de la figure 11, en prenant les valeurs normales pour  $R_k$  et  $R_a$ , la grille-écran étant alimentée à travers une résistance de  $2500\ \Omega$ , par exemple, de façon à avoir la même tension continue sur la plaque et sur la grille-écran.

On aura donc :

$$\begin{aligned} R_k &= 150\ \Omega, \\ R_{g_2} &= 2500\ \Omega, \\ R_a &= 6\ \text{à}\ 7000\ \Omega. \end{aligned}$$

On trouve :

$$R = \frac{150 \cdot 2500}{150 + 2500} = 140\ \Omega.$$

On connaît la pente dynamique  $sd. = 8,3\ \text{mA/V}$ ,  
 $= 0,0083\ \text{A/V}$ .

Le facteur de réduction est alors de :

$$1 + R \cdot sd = 2,1.$$

La sensibilité et la distorsion sont donc la moitié de celles du tube sans réaction.

Les courbes de la figure 12 donnent les renseignements

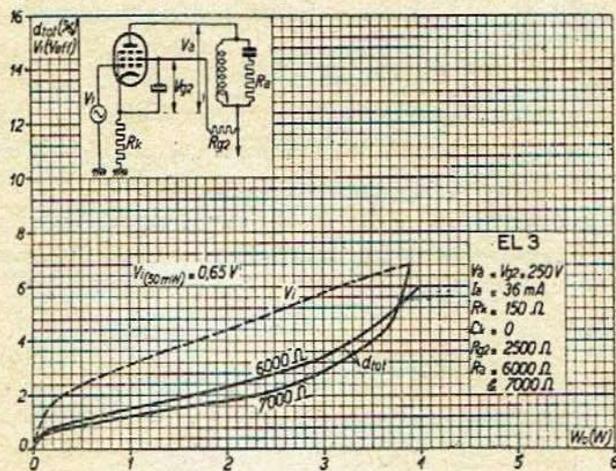


FIG. 12. — Courbes se rapportant au fonctionnement du tube monte suivant le schéma 11.

complémentaires sur le fonctionnement du tube (voir aussi fig. 7, la réponse en fréquences).

On trouvera (fig. 6 et 13) les courbes correspondantes du tube EL3, sans réaction basse-fréquence.

On peut concevoir un montage encore plus simple que le montage précédent, sans découpler la grille-écran (fig. 14). Ce montage est évidemment moins efficace que le précédent, parce que la résistance de cathode est traversée par le courant de grille-écran. Son action se fait surtout sentir aux faibles

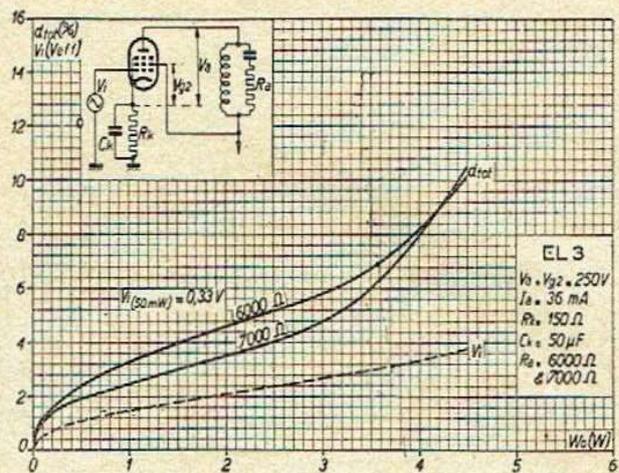


FIG. 13. — Courbes se rapportant au fonctionnement du tube, mais sans réaction BF.

puissances. On verra dans la figure 15 qu'il est intéressant dans ce montage d'utiliser une résistance de charge plus petite que  $7000\ \Omega$ .

A forte puissance, la distorsion est sensiblement plus élevée que dans le montage de la figure 11.

La courbe de réponse en fréquences se trouve dans la figure 8.

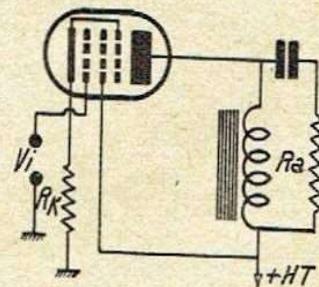


FIG. 14. — Schéma analogue à celui de la figure 11, mais sans découplage de l'écran.

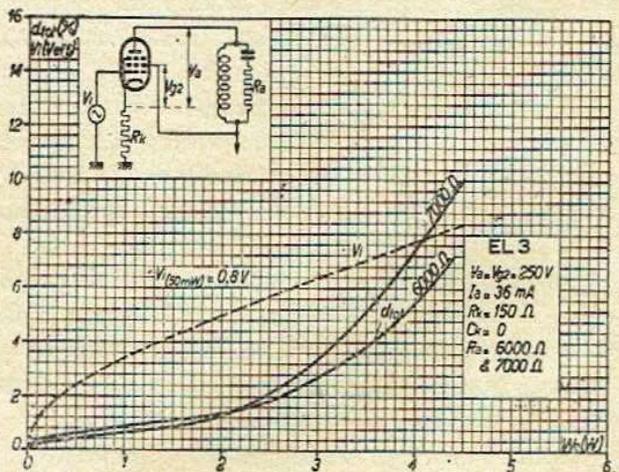


FIG. 15. — Courbes se rapportant au schéma ci-dessus,

Une réaction plus forte, et par suite de plus faibles distorsions, peut être obtenue en choisissant la résistance  $R_k$  plus grande que la valeur normale, et en utilisant un montage tel que celui de la fig. 16.

Si nous prenons les valeurs suivantes :

$$R_k = 150 + 350 = 500 \Omega,$$

$$R_{g2} = 2500 \Omega,$$

$$V_a = 280 V,$$

$$V_{g2} = 250 V,$$

$$R_a = 7000 \Omega \text{ et } 6000 \Omega,$$

Nous obtenons :

$$R = \frac{500 \cdot 2500}{3000} = 417 \Omega$$

$$1 + R \cdot s_d = 4,5.$$

La sensibilité est alors :  $4,5 \times 0,32 = 1,44 V$ . La puissance maximum disponible est plus faible que dans le cas de la

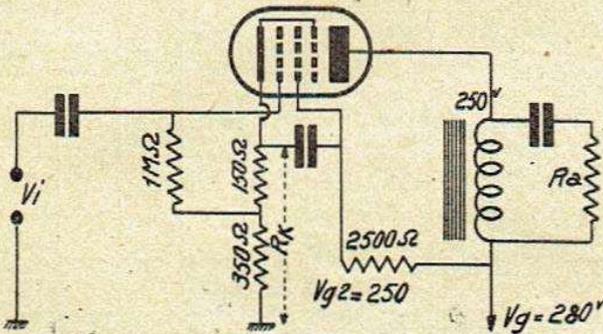


FIG. 16. — Schéma où l'écran est découplé et où la résistance totale de cathode est de 500 ohms.

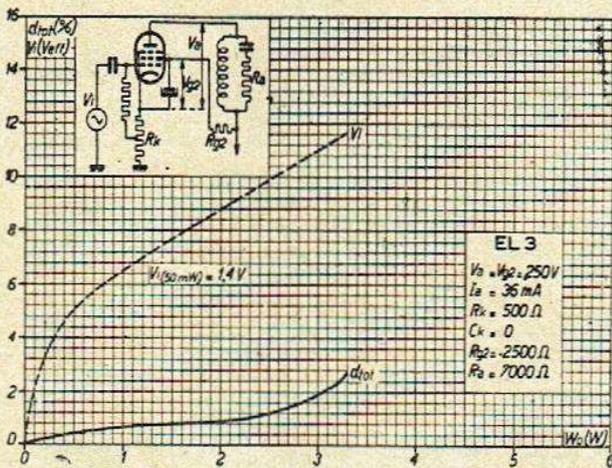


FIG. 17. — Courbes se rapportant au schéma de la figure 16.

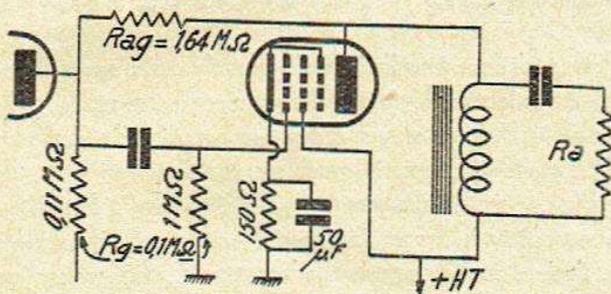


FIG. 18. — Schéma pratique de la réaction par tension d'anode.

figure 11, car une portion plus importante de cette puissance est perdue dans la résistance R.

La courbe de réponse en fréquences se trouve dans la figure 9 et la courbe d'utilisation dans la figure 17.

Cas de la réaction par tension d'anode avec tube EL3.

La figure 18 représente le montage utilisé. En prenant comme valeur  $R_{ag} = 1,64 M\Omega$ ,  $R_g = 0,1 M\Omega$ . Il faut encore connaître l'amplification normale V.

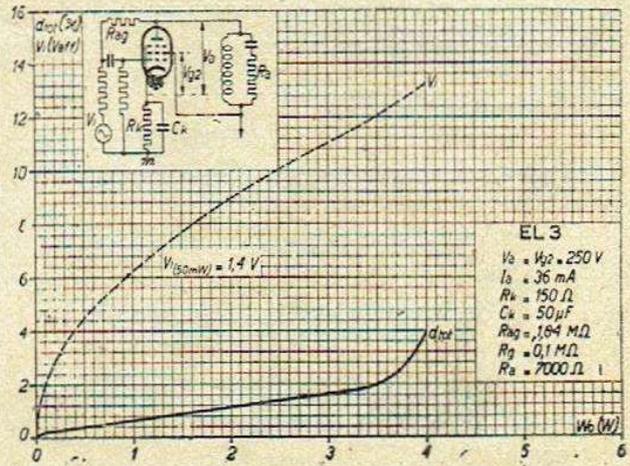


FIG. 19. — Courbes se rapportant au schéma de la figure 18.

Pour déterminer celle-là, nous savons qu'une puissance de 50 milliwatts correspond à une tension alternative d'anode de 18,7 volts sur 7000 Ω. L'amplification est alors de :

$$V = \frac{18,7}{0,32} = 58.$$

Le facteur de diminution de sensibilité est alors de :

$$1 + \frac{R_g}{R_{ag}} V = 1 + \frac{0,1}{1,64} 58 = 4,5.$$

La réaction correspond au cas du montage de la figure 16, mais comme il n'y a plus de perte d'énergie dans la résistance de cathode, la puissance maximum disponible est un peu plus grande, ainsi qu'on peut le constater sur la courbe d'utilisation de la figure 19.

La courbe de réponse en fréquence est donnée par la figure 10.

Cas du tube EL5.

Dans le cas de ce tube, on peut faire exactement les mêmes remarques que pour le tube EL3. Toutefois un montage analogue à la figure 16 entraîne parfois des difficultés dues à la dissipation importante qu'il est nécessaire de prévoir pour  $R_k$ , vu le débit élevé (de l'ordre de 80 mA continus) à travers cette résistance.

La tension alternative de grille reste cependant inférieure à celle qui est nécessaire pour moduler à fond un tube AD1 alors que la distorsion et la puissance de sortie sont considérablement améliorées.

On trouvera dans le tableau ci-après les principaux résultats pour les lampes finales EL3 et EL5.

	EL3					EL5				
	$V_a = V_{g_2} = 250 \text{ V}$					$V_a = V_{g_2} = 250 \text{ V}$				
Résistance de cathode .....	150	150	150	500	150	200	200	200	200	200
Condensateur de découplage de la cathode .....	50	0	0	0	50	50	0	0	50	50
Résistance de grille-écran .....	0	2500	0	2500	0	0	1300	0	0	0
Résistance de réaction reliée à l'anode du tube précédent .....	—	—	—	—	1,64	—	—	—	1,8	1,0
Impédance de grille totale du tube final .....	—	—	—	—	0,1	—	—	—	0,1	0,1
Facteur indiquant approximativement la diminution de la distorsion et de l'amplification .....	1	2,1	2,5	4,5	4,5	1	2,4	4,0	2,4	3,6
Sensibilité ( $V_i$ (50 m W) ) pour une puissance de sortie de 50 milliwatts .....	0,32	0,65	0,80	1,4	1,4	0,5	1,2	2,0	1,2	1,8
Résistance interne .....	50	100	100	220	1,8	33	75	70	2,5	1,5
Tension alternative nécessaire pour la modulation complète .....	3,7	6,8	8,4	11,7	13,2	9,2	18,5	24	21	27,5
Résistance de charge .....	7000	7000	6000	7000	7000	3500	3500	2500	3500	3500
Puissance de sortie pour une modulation complète jusqu'au courant de grille .....	4,5	3,9	4,4	3,3	4,0	9	7,8	8	8,7	8,4
Facteur de distorsion pour une modulation allant jusqu'au courant de grille .....	10,5	6,8	7,2	2,7	4,0	14	11	12	14	11
Facteur de distorsion pour une puissance de sortie de 1 watt .....	2,5	1,2	0,9	0,6	0,6	2,3	1,2	1,0	1,3	0,9
Facteur de distorsion pour une puissance de sortie de 2 watts .....	3,5	1,8	1,4	0,9	1,1	3,3	1,6	1,4	1,8	1,3
Facteur de distorsion pour une puissance de sortie de 4 watts .....	8,0	—	5,4	—	4,0	4,7	2,4	2,5	2,5	1,8

## COMMENT EVITER LES OSCILLATIONS PARASITES EN ONDES COURTES

On constate parfois dans des appareils fonctionnant d'ailleurs très bien que dans certaines réceptions OC on est gêné par un phénomène curieux : il se produit une sorte d'oscillation de relaxation lorsque l'on pousse le volume-contrôle vers son maximum.

Ce fait est uniquement attribuable à une mauvaise régulation des tensions de l'octode (ou, d'une façon plus générale du tube mélangeur). Si le montage d'oscillatrice utilisé a déjà une tendance au glissement de fréquence, le phénomène sera plus apparent. En général on pourra déjà réduire considérablement le phénomène en utilisant un étage de sortie

à caractéristique plus linéaire ; la perturbation n'apparaissant guère que lorsque le tube final commence à être saturé.

La stabilisation complète des tensions du tube changeur de fréquence peut encore être obtenue en alimentant la plaque oscillatrice et la grille-écran à partir d'un pont à fort débit, et surtout en utilisant comme condensateur de découplage de l'anode oscillatrice, un condensateur de forte valeur un électrolytique de 8 à 15  $\mu\text{F}$  par exemple.

C'est le moyen le plus efficace et le mieux approprié pour supprimer la difficulté en question.

G. R.

# MESURE DES CONDENSATEURS

Nous avons adapté cet article de la revue allemande *Funktechnische Monatshefte* croyant qu'il intéressera sûrement un grand nombre de nos lecteurs.

## Le principe du schéma.

Les figures 1 et 2 nous montrent que le principe de la mesure des capacités est analogue à celui utilisé pour la mesure des résistances. Nous remarquons que le circuit comporte un instrument de mesure, prévu

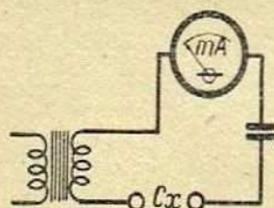


FIG. 1. — Un schéma simple pour la mesure des condensateurs. Le milliampèremètre doit être à cadre mobile et comporter un redresseur sec.

pour courant alternatif, des condensateurs, et qu'il est alimenté par le secondaire d'un transformateur approprié. Le transformateur lui-même est alimenté par le courant alternatif du secteur ou, dans les endroits où la distribution se fait en courant continu, à l'aide d'un

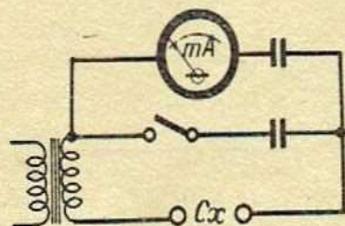


FIG. 2. — Schéma analogue au précédent, mais utilisé pour la mesure des capacités élevées.

convertisseur. Le primaire et le secondaire du transformateur comportent plusieurs prises pour permettre son adaptation aux différentes tensions.

Dans le schéma de la figure 1 nous reconnaissons sans peine le schéma classique de la mesure d'une résistance en série avec un milliampèremètre, avec cette différence que nous utilisons des condensateurs à la place des résistances et que le milliampèremètre doit être prévu pour fonctionner en courant alternatif.

D'après le schéma, nous voyons que les résultats des mesures dépendent aussi bien de la fréquence que de la tension du courant alternatif utilisé, dans ce sens

qu'en doublant la fréquence, par exemple, on obtient exactement le même résultat que si on doublait la tension.

## Les limites des mesures.

Les capacités dont on a le plus souvent à connaître la valeur sont comprises entre 1 000  $\mu\text{F}$  et 10  $\mu\text{F}$ . Rappelons en passant la relation suivante, utile pour la conversion des microfarads en centimètres

$$1/1\ 000\ \mu\text{F} = 1\ 000\ \mu\text{F} = 900\ \text{cm.}$$

Les valeurs au-dessous de 1 000  $\mu\text{F}$  ne peuvent être mesurées qu'à l'aide d'une hétérodyne et

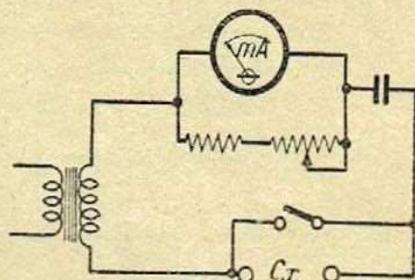


FIG. 3. — Schéma comportant un dispositif de compensation.

nous sommes forcés de laisser cette question de côté, du moins aujourd'hui. Quant aux capacités supérieures à 10 MF, la connaissance de leur valeur exacte ne présente que peu d'intérêt dans la pratique.

## Choix de la tension de mesure.

Pour mesurer les capacités de faible valeur, nous choisissons une tension de l'ordre de 100 à 200 volts, tandis que pour les capacités élevées quelques 10 volts suffiront.

Nous sommes obligés de prendre, pour les condensateurs de forte capacité, une tension très faible parce

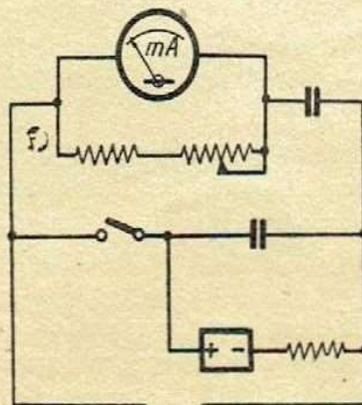


FIG. 4. — Pour la mesure des condensateurs électrolytiques et électrochimiques, une tension auxiliaire continue est nécessaire.

que, très souvent, il nous arrive de mesurer des condensateurs électrolytiques ou électrochimiques. Or, la

mesure de ces derniers exige l'application d'une tension *continue* de polarisation, correspondante à la tension de mesure, autrement les valeurs obtenues n'ont aucun sens. La figure 4 nous montre le schéma à réaliser pour l'étude des condensateurs électrolytiques. La batterie est branchée en parallèle sur le condensateur et une résistance de forte valeur est prévue, en série avec la batterie. La valeur de cette résistance doit être d'au moins 10 fois la résistance du condensateur.

### Calcul du schéma.

Partons du schéma de la figure 5 et supposons que le milliampèremètre fournit une déviation totale pour

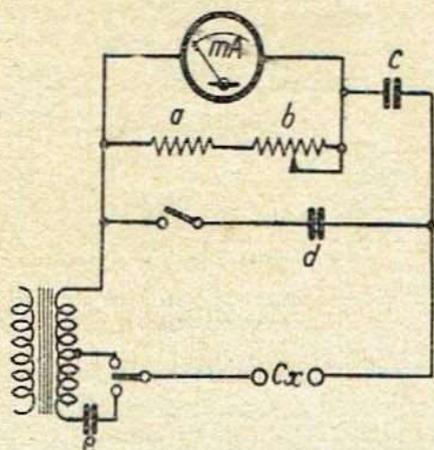


FIG. 5. — Schéma d'un ensemble de mesure à deux sensibilités.

0,3 mA et une chute de tension de 1,5 volts à ses bornes.

Faisons traverser l'ensemble par un courant de 0,2 mA que nous avons la possibilité de faire varier entre 0,05 mA et 0,4 ma.

Pour 0,4 mA nous avons une résistance de  $1,5 \times 0,0004 = 3750$  ohms. C'est la valeur de la résistance fixe *a*. Pour 0,05 mA nous avons de même  $1,5 \times 0,00005 = 30000$  ohms. Cette valeur représente l'ensemble des deux résistances *a* et *b* (fig. 5), mais nous pouvons la prendre comme valeur de la résistance variable *b*.

Pour le calcul des capacités entrant dans le schéma ainsi fait, nous devons nous fixer la fréquence à laquelle nous opérons. Comme il s'agit, le plus souvent, d'un secteur alternatif à 50 périodes, nous pouvons prendre  $f = 50$ .

Commençons par le condensateur *c*. Lorsque nous appuyons sur le bouton, ce condensateur est traversé par un courant de 0,5 mA. La tension alternative aux bornes de l'ensemble : condensateur *c* — milliampèremètre et résistances *a* et *b* est de 10 volts (mesure des capacités élevées). Elle se partage de la façon suivante : 1,5 volt pour l'appareil de mesure avec ses deux résistances et le reste aux bornes du condensateur *c*. Ce

reste n'est pas égal à  $10 - 1,5 = 8,5$  volts comme on serait tenté de le croire, mais, à cause du déphasage des deux tensions, à

$$\sqrt{(10)^2 - (1,5)^2} = \sqrt{100 - 2,25} = \sqrt{97,75} = 9,9 \text{ V.}$$

Donc, le condensateur *c* doit présenter une résistance apparente de 19 800 ohms ( $0,00005 \times 9,9 = 19800$ ). Lorsque nous utilisons l'échelle des capacités élevées (0,1 à 10  $\mu\text{F}$ ) cela signifie qu'à tout instant l'ensemble du circuit de mesure doit se comporter vis-à-vis de la tension alternative de 10 volts, comme une capacité de 1 F $\mu$ .

Or, un condensateur de 1  $\mu\text{F}$  a, avec 50 périodes, une résistance apparente de

$$\frac{1\,000\,000}{6,28} \times 50 = 3\,190 \text{ ohms}$$

ce qui correspond à un courant de 3,14 mA. Comme nous venons de le voir, ce courant doit se partager de la façon suivante : 0,5 mA pour la dérivation du milliampèremètre et le reste,  $3,14 - 0,5 = 2,64$  mA dans le circuit du condensateur *d*.

Etant donné que la tension aux bornes de *d* est de 10 volts, il doit présenter une résistance apparente de

$$\frac{10}{0,00264} = 3\,790 \text{ ohms.}$$

Calculons maintenant la valeur du condensateur *e*. Ce dernier ne sert que pour l'échelle des faibles capacités (1000  $\mu\text{F}$  à 100 000  $\mu\text{F}$ ). Pour cette échelle,

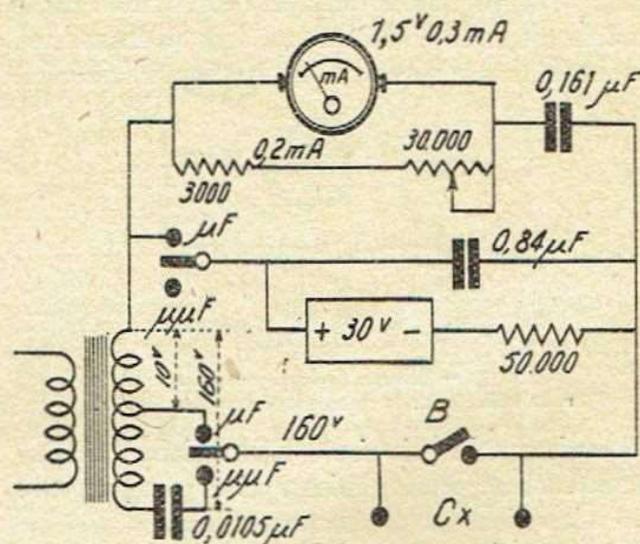


FIG. 6. — Schéma pratique avec valeurs.

l'ensemble du circuit de mesure doit se comporter comme un condensateur de 10 000  $\mu\text{F}$ .

A cette capacité il correspond, à la fréquence de 50 périodes, une résistance apparente de

$$\frac{1\,000\,000\,000\,000}{6,28} \times 10\,000 = 319\,000 \text{ ohms.}$$

Le condensateur  $c$  fait déjà, nous l'avons vu, 19 800 ohms et, par conséquent,  $e$  doit faire

$$319\,000 - 19\,800 = 299\,200 \text{ ohms}$$

ou 300 000 ohms en chiffre rond.

Pour la fréquence que nous avons choisie, c'est-à-dire 50 périodes, la valeur de toutes ces capacités s'obtient, en microfarads, de la façon suivante

$$c = \frac{1\,000\,000}{6,28 \times 50 \times 19\,800} = 0,161 \mu\text{F}$$

$$d = \frac{1\,000\,000}{6,28 \times 50 \times 3\,790} = 0,84 \mu\text{F}$$

$$e = \frac{1\,000\,000}{6,28 \times 50 \times 300\,000} = 0,0105 \mu\text{F}$$

### Exemple de mesure.

Le condensateur à mesurer est branché entre les bornes  $C_x$  de l'appareil. Si sa capacité est comprise entre 1 000  $\mu\mu\text{F}$  et 0,1 nous mettons les inverseurs dans la position «  $\mu\mu\text{F}$  ».

On appuie ensuite sur le bouton B et, en faisant varier la résistance  $b$ , on amène le milliampèremètre au maximum de déviation.

On lâche le bouton B et on lit le nouveau résultat. Désignons par  $I$  la déviation totale du milliampèremètre et par  $i$  l'intensité lue lorsque le bouton B est lâché. La capacité  $C_x$  sera donnée par la relation

$$C_x = \text{capacité correspondante à l'échelle} \times \frac{i}{I-i}$$

La capacité correspondante à l'échelle est de 10 000  $\mu\mu\text{F}$  pour les faibles capacités et de 1  $\mu\text{F}$  pour les capacités élevées.

Ainsi, si nous avons un milliampèremètre de 100 divisions et que  $i$  n'est que de 40 divisions, nous devons multiplier 10 000  $\mu\mu\text{F}$  ou 1  $\mu\text{F}$ , suivant le cas par

$$\frac{i}{I-i} = \frac{40}{100-40} = \frac{40}{60} = \frac{2}{3}$$

A. L.

## MÉTHODE GÉNÉRALE DE DÉPANNAGE

*Suite à notre article paru dans le numéro 22 de la Technique Professionnelle.*

D. Si les étages amplificateurs HF ou MF fonctionnent normalement nous passons à l'étage changeur de fréquence (dans le cas d'un superhétérodyne). Nous nous assurerons si l'oscillation locale se fait normalement et sur toutes les gammes. Nous verrons plus loin les moyens simples de contrôler l'oscillation.

E. Après l'étage changeur de fréquence, nous pouvons de nouveau utiliser l'antenne en la branchant directement à la grille modulatrice de la lampe. Nous procédons ensuite exactement de la même façon que pour un récepteur à amplification directe : nous remontons de la grille modulatrice vers le circuit d'antenne, en passant, s'il le faut, par le transformateur HF et la lampe amplificatrice correspondante.

Le récepteur fonctionne, mais le fonctionnement est défectueux.

A. Le poste ronfle plus ou moins fortement.

1. Le plus souvent le défaut provient de la partie

redressement et filtrage et on doit examiner surtout les condensateurs électrolytiques ou électrochimiques (desséchés, coupés ou de mauvaise qualité).

2. Si le ronflement ne se manifeste qu'au moment où le récepteur est réglé sur une émission locale, le moyen, presque toujours radical, consiste à placer des condensateurs très bien isolés entre chaque plaque de la valve et la masse (cas d'un récepteur sur alternatif) ou entre les plaques et les cathodes de la valve (cas d'un « tous-courants »). La valeur de ces condensateurs n'est pas critique : de l'ordre de 20/1 000  $\mu\text{F}$ .

3. Une cause assez iréquente des ronflements est le circuit de chauffage. Lorsque toutes les lampes sont à chauffage indirect on oublie souvent de mettre à la masse le point milieu de l'enroulement de chauffage ou l'une de ses extrémités.

Dans les récepteurs où les amplificateurs comportent une ou plusieurs lampes à chauffage direct, la question du point milieu a beaucoup d'importance et il est bon de prévoir de petits potentiomètres ajustables avec le curseur à la masse. On peut alors régler ce point de façon à avoir le moins de ronflement possible.

4. Si la partie « alimentation » semble hors de cause, nous allons essayer de localiser le ronflement en court-circuitant, à l'aide d'une connexion souple, la masse et la grille des lampes. Nous commencerons par la première lampe du récepteur (HF ou changeuse de fréquence) et remonterons ainsi jusqu'à la BF finale.

Si, par exemple, en court-circuitant la grille de la préamplificatrice BF nous continuons à entendre le ronflement, tandis qu'en mettant à la masse la grille de la lampe finale nous le faisons disparaître, il faut conclure que la cause du mal se trouve quelque part entre les deux grilles.

5. Une cause assez fréquente de ronflements, souvent difficile à découvrir et à éliminer provient des inductions de toute sorte : connexions de grilles BF ou de pick-up non blindées, transformateur d'alimentation qui « induit » sur le transformateur BF, etc.

6. Et pour finir disons que les lampes elles-mêmes provoquent parfois des ronflements causés, le plus souvent, par un défaut d'isolement entre la cathode et le filament lorsque la lampe est bien chaude. Ce qui explique que le récepteur fonctionne normalement pendant quelques minutes et, puis, se met brusquement à ronfler.

**B. Le récepteur fait entendre des bruits parasites divers, d'une façon continue ou par intermittence : craquements, crachements, ronflements, etc.**

1. La première chose à faire est de s'assurer que ces bruits viennent bien du récepteur et non d'une source de parasites extérieure. L'épreuve est très simple : on débranche l'antenne et la terre et on écoute. Si les bruits cessent, c'est que cela vient de l'extérieur ; s'ils continuent, cela vient du récepteur lui-même.

Nous laissons de côté le premier cas, celui des parasites extérieurs pour ne nous occuper que des défauts intérieurs.

2. Essayons de voir ensuite de quelle façon se produisent ces bruits parasites :

a) S'ils se produisent lorsque nous remuons le récepteur ou que nous donnons des coups légers aux lampes, au châssis, aux boutons de réglage, etc ;

b) S'ils se produisent indépendamment de tout choc mécanique extérieur.

3. Dans le premier cas, il s'agit vraisemblablement d'un mauvais contact qu'il faudra découvrir et éliminer, ce qui n'est pas toujours facile. Nous attirons l'attention des dépanneurs sur les points suivants :

a) *Lampes*. Il est souvent difficile de se rendre compte qu'il s'agit d'une lampe, car en tapotant légèrement cette dernière, on entend bien des crachements, mais qui peuvent provenir tout aussi bien du support ou des pièces qui y aboutissent ;

b) *Commutateur des gammes d'ondes*. Les mauvais contacts ne se produisent généralement pas sur toutes les positions du commutateur. On le vérifie,

pour chaque position, en remuant l'axe, sans le tourner ;

c) *Potentiomètres*. Les crachements se produisent surtout lorsqu'on tourne le bouton ou qu'on remue l'axe. Dans la plupart des cas, il n'y a rien à y faire et le potentiomètre est à changer ;

d) *Mauvaises soudures*. Les mauvais contacts causés par des soudures mal faites sont certainement parmi les plus difficiles à découvrir, car une soudure défectueuse a, très souvent, l'aspect tout à fait convenable.

C'est ici que nous pourrions utiliser avec succès un petit marteau en caoutchouc pour tapoter légèrement les connexions et essayer de localiser le défaut ;

e) *Résistances et condensateurs fixés*. Le contact entre les fils servant à les fixer et les extrémités ou les armatures peut être mauvais. Le marteau en caoutchouc sera encore une fois utile pour nous renseigner ;

f) *Condensateurs variables*. Des poussières métalliques peuvent s'introduire entre les lames des condensateurs variables et provoquer des crachements lorsque nous tournons le bouton.

On le reconnaît à ce fait que ces crachements se produisent sur toutes les gammes et toujours au même endroit du cadran.

4. Si les bruits parasites se produisent indépendamment de tout choc extérieur, la cause est encore plus difficile à découvrir, car nous n'avons pour ainsi dire aucun moyen pour la localiser.

Nous pouvons essayer, comme nous l'avons fait pour les ronflements, de réunir successivement toutes les grilles à la masse en commençant par la première lampe du récepteur (HF ou changeuse de fréquence). Notre attention se portera surtout sur les lampes et les résistances.

P. PIAULT.

## LA TECHNIQUE PROFESSIONNELLE RADIO

est adressée, comme supplément gratuit, à tous les professionnels de la Radio abonnés à " **TOUTE LA RADIO** ", magazine mensuel de technique expliquée et appliquée.

(Abonnement annuel : **28 francs** pour la France et les Colonies ; **35 et 42 francs** pour l'Étranger)

### SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

42, Rue Jacob, Paris-VI<sup>e</sup> Téléphone : Littré 61-65

R. C. Seine 259.778

C. Ch. Postaux : Paris 1164-34

Imprimerie E. Desfossés, 13, quai Voltaire. - Paris

Le Gérant : A. BONTEMPI.