

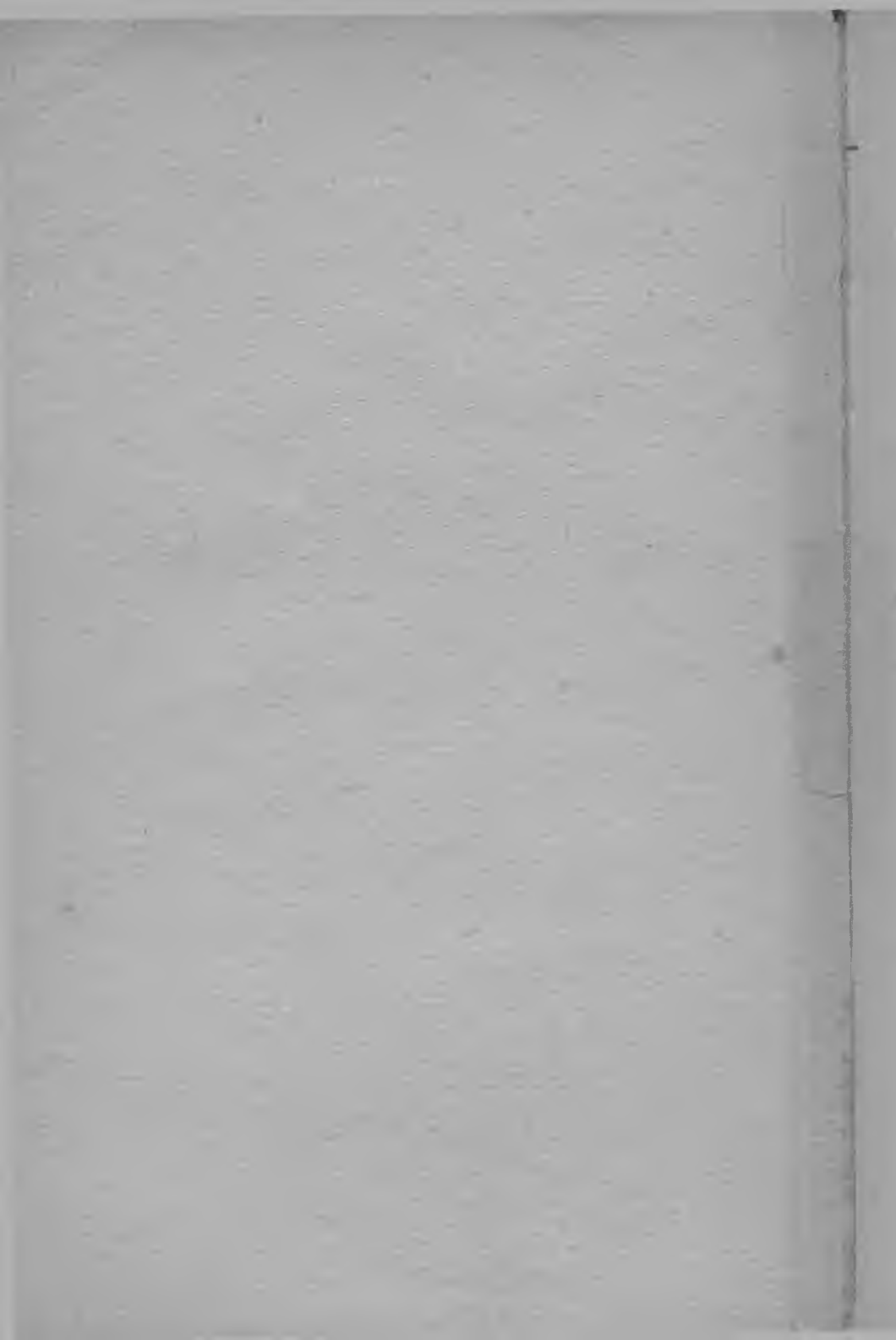
1306 138 2
ROGER CRESPIN

MEMENTO TUNGSRAM 1946



OPTIQUE ÉLECTRONIQUE • DÉPANNAGE
ALIGNEMENT • MESURES HORS SÉRIE
MODERNISATIONS • PUBLIC - ADDRESS
PICK - UP • FILTRES ÉLECTRIQUES
APPAREILS DU DÉBROUILLARD • TRUCS
RECETTES • CALCULS • ABAQUES
LANCEMENT D'UN RADIO-SERVICE
DICTIONNAIRE DES CARACTÉRISTIQUES
DES LAMPES • SCHÉMAS • TABLES

==== ÉDITIONS CRESPIN ====



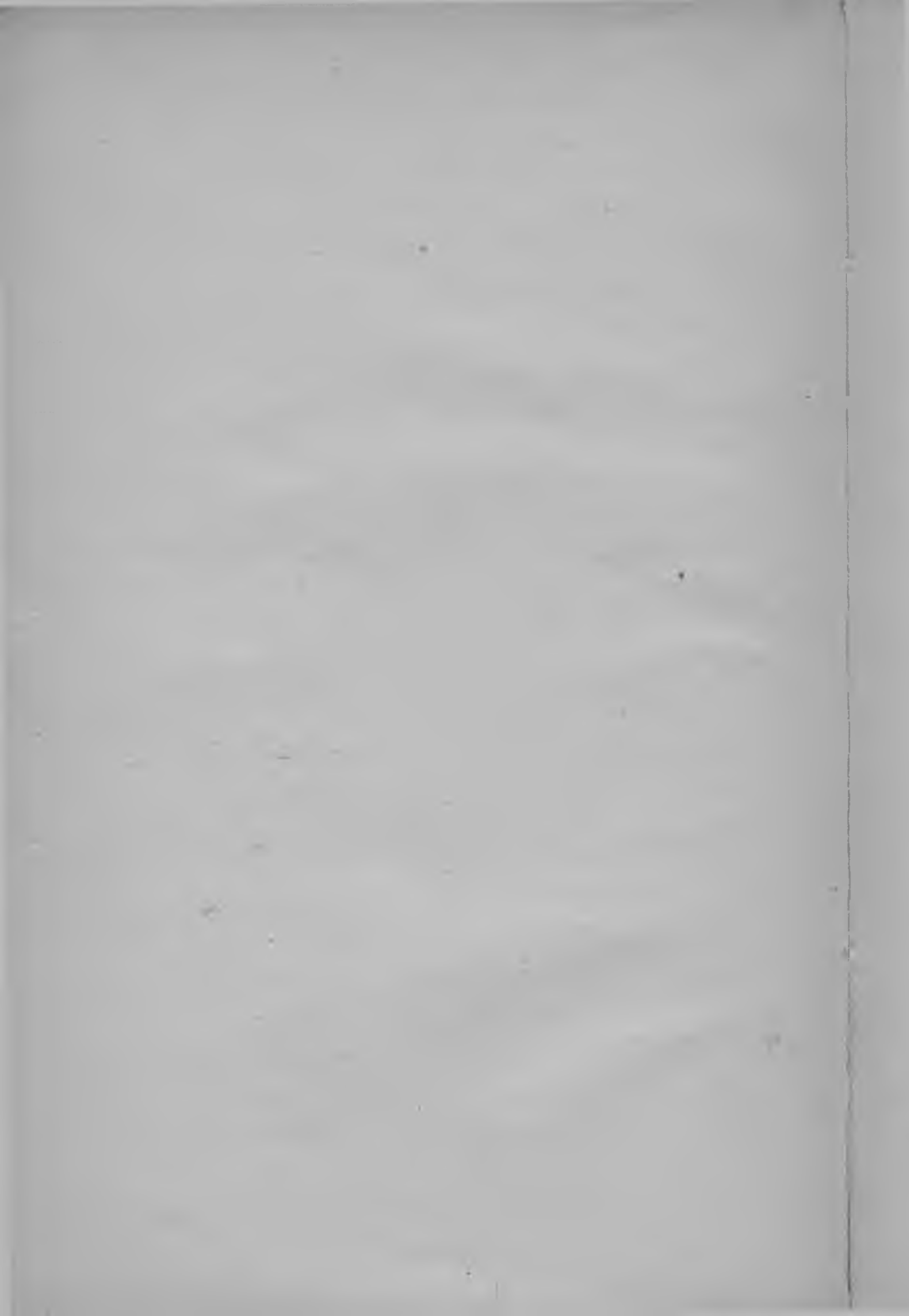
Ing. ROGER CRESPIN
Ancien élève de l'Université de Liège.

Memento
TUNGSRAM

3^e VOLUME
Troisième édition revue



PUBLICATION ET COPYRIGHT :
ÉDITIONS CRESPIN, 65, A. VASCOSAN,
PAVILLONS-SOUS-BOIS (SEINE)
Adresser les Commandes au Dépôt :
112^{bis}, rue CARDINET, PARIS (XVII^e)
TÉLÉPHONE : WAGRAM 29-85



MEMENTO TUNGSRAM

par
ROGER CRESPIN

3^e VOLUME

Troisième édition

SOMMAIRE

- Optique électronique.
- Les Filtres électriques.
- Les Mesures de la Radio.
- Les Transfos et les Selfs.
- Le Dépannage des récepteurs.
- L'Alignement des récepteurs.
- Grognements, sifflements et silences.
- Améliorations et modernisations.
- Le Pick-up.
- Les Appareils du débrouillard.
- Trucs et tours de main.
- Calculs, tables et abaques.
- Lancement et exploitation d'un Service.
- Caractéristiques générales des lampes.

**TABLE DES MATIÈRES :
VOIR A LA FIN DE L'OUVRAGE**



OPTIQUE ÉLECTRONIQUE

*Dieu dit • Que la lumière soit !
Et la lumière fut. (Genèse 1 : 3*

Le développement de la lampe de T. S. F. entre dans une phase nouvelle qui mérite qu'on s'y arrête.

Lorsque Fleming inventa la diode, il n'était guère question que de condenser sur une plaque la « vapeur d'électricité » qui se formait sur le filament. C'était simple et de tout repos. Mais les complications ne tardèrent pas à se montrer : on se mit à parler d'électrons, qu'on voulut contrôler par des grilles toujours plus nombreuses et plus astucieuses. Et, comme on cherchait à discipliner les électrons pour leur apprendre à marcher en rang, on s'aperçut qu'un flux électronique convenablement accéléré par une anode se comporte comme un flux lumineux.

C'est ainsi que naquit l'optique électronique, dont les réalisations n'ont pas fini de nous émerveiller.

À la vérité, on n'avait pas attendu notre génération pour apprendre à contrôler un flux d'électrons. Déjà, en 1879, Crookes savait produire des faisceaux d'électrons, les dévier par un aimant, les recevoir sur un écran fluorescent : c'était ce qu'on appelait alors la « matière radiante », et les occultistes de l'époque y cherchaient même la justification de leurs théories sur l'énergie psychique... Il fallut toutefois attendre les premiers oscillographes pour éprouver le besoin de concentrer le flux d'électrons s'échappant d'une cathode et pour assister au développement de la nouvelle optique.

Mais examinons rapidement les bases avant d'en décrire quelques applications.

Le rayonnement cathodique.

Si, dans un vide très poussé (moins de 0,01 millimètre de mercure), on dispose une cathode négative et une anode positive auxquelles on applique une grande différence de potentiel (plus de 10.000 volts), il part perpendiculairement de la surface de la cathode un rayonnement bleuâtre qui produit une vive lueur verte à la rencontre de l'ampoule. La position de l'anode n'a aucune importance, car le rayonnement semble ignorer totalement sa présence (fig. 1, a).

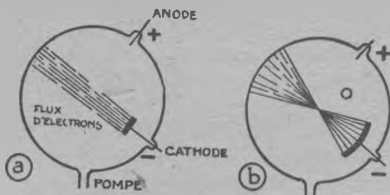


Fig. 1. — Le rayonnement cathodique : a) avec cathode plane ; b) avec cathode concave.

Ce rayonnement cathodique n'est autre qu'un faisceau d'électrons lancés à toute vitesse. Mais comment s'est-il produit ? Voici : dans les

atomes de gaz résiduel, quelques-uns ont perdu des électrons superficiels : ils sont ionisés, donc chargés positivement (1). Ces ions lourds, attirés par la cathode, la bombardent en disloquant les molécules superficielles qui libèrent des électrons. Ceux-ci sont négatifs comme la cathode, ils sont violemment repoussés par elle, accélérés par l'anode, et partent à une vitesse qui peut dépasser 100.000 kilomètres par seconde, le tiers de la vitesse de la lumière.

Une telle vitesse ne vous dit rien ? Pour nous en faire une petite idée, imaginons un train de 1.000 tonnes lancé à cent à l'heure, soit 28 mètres par seconde. Il heurte un obstacle, et cela fait une jolie catastrophe : car le travail de destruction est égal à 40 millions de kilogrammètres (2).

Supposons maintenant qu'un *tout petit moustique*, soit 2 milligrammes seulement, réussisse à se lancer à 100.000 kilomètres par seconde. En heurtant un obstacle capable de l'arrêter, il ferait un travail de plus de un milliard de kilogrammètres (3), ce qui signifie que notre moustique occasionnerait une catastrophe comparable à celle causée par 25 express en délire ! Fort heureusement, les électrons pèsent infiniment moins que 2 milligrammes (4), ce qui ne les empêche pas de bombarder fort énergiquement tout ce qu'ils rencontrent, au point même de fondre le verre ou les électrodes qu'on leur oppose. Quand ils heurtent un atome de gaz résiduel, ils le brisent en libérant de nouveaux électrons qui grossissent la troupe, tandis que les ions restants se précipitent à leur tour sur la cathode.

Voilà donc un premier moyen de produire un faisceau dirigé d'électrons. En incurvant la cathode, on peut même concentrer les électrons

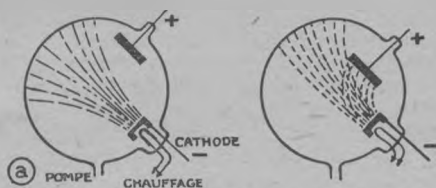


Fig. 2. — Le rayonnement cathodique : a) tension réduite ; b) tension basse.

au centre de courbure O (fig. 1, b). Malheureusement, le tube de Crookes exige des tensions trop élevées, la cathode froide ne donne que de maigres flux d'électrons qui produisent des rayons X lorsqu'ils frappent l'ampoule ou tout autre obstacle, ce qui ne va pas sans inconvénients. Alors, on a utilisé une cathode incandescente au baryum, comme dans les lampes de T. S. F., ce qui donne autant d'électrons qu'on le désire, même dans le vide le plus poussé. Parallèlement, on a réduit considérablement la tension anodique... et le phénomène a complètement changé d'aspect ! Maintenant que les électrons sont moins violemment expulsés de la cathode, ils courent beaucoup moins vite, et ils ont le temps de se repousser mutuellement (puisque'ils sont tous de même signe), si bien que le faisceau s'élargit en cône à mesure qu'on s'éloigne de la cathode (fig. 2, a).

(1) Voir *Memento Tunsgam*, t. II, p. 6.

(2) L'énergie libérée par le choc, dont l'expression est $1/2 mV^2$, est égale ici à :

$$\frac{1.000.000 \times 28^2}{2 \times 9,81} = 40.000.000 \text{ kilogrammètres environ.}$$

(3) L'énergie libérée, soit $1/2 mV^2$, est égale ici à :

$$\frac{0,000.002 \times 100.000.000^2}{2 \times 9,81} = 1.019.000.000 \text{ kilogrammètres environ.}$$

(4) Un électron pèse 1.835 fois moins que le plus léger des atomes, celui d'hydrogène, dont il faut 10.000 milliards de milliards pour faire un gramme.

En rapprochant l'anode, on peut abaisser la tension à quelques centaines de volts, mais alors la vitesse des électrons diminue, et le faisceau obéit aux sollicitations de l'anode en suivant les lignes de force du champ électrique (fig. 2, b), exactement comme dans une lampe de T. S. F.

Nous avons toujours bien un flux électronique, mais il faut le discipliner.

Les mœurs et coutumes du faisceau d'électrons.

Notre rayonnement cathodique, de quoi est-il formé ? D'électrons, sans doute, mais qu'est-ce qu'un électron ? C'est ici qu'il faut confesser que nous nous payons d'hypothèses, élevées au grade de vérités scientifiques jusqu'au jour où une autre hypothèse les détrône : nous ne savons pas au juste ce que c'est qu'un électron, mais cela ne nous empêche nullement de les domestiquer, de les peser et même de les « voir ».

Un électron, c'est théoriquement un grain élémentaire d'électricité » dont on a mesuré la charge (1).

L'électron n'est que de l'électricité, ce n'est même pas de la matière, Les savants ont imaginé de fort ingénieuses hypothèses sur la « structure » de l'électron, qui serait un tourbillon d'éther... Mais tout le monde n'est pas d'accord. Et, pourtant, cet électron « immatériel » (puisque la plus petite parcelle de matière est l'atome, dont l'électron n'est qu'un accessoire) n'est pas dénué de masse, comme nous l'avons vu. Il a même des dimensions qu'on calcule très bien ! Mais, à côté du vieil électron dont nous ne cessons de parler, on a découvert le *positron* qui est un électron positif, le *mésotron* qui est cent fois plus lourd, le *neutron* qui est un électron neutre, plus une demi-douzaine d'autres, en attendant mieux... Pour expliquer ceci, il faudrait faire appel à des tas d'équations fort ennuyeuses qui ne diraient rien à la plupart des lecteurs. Nous ferons donc un grand salut à la relativité et à la mécanique quantique, et nous dirons tout simplement que, pour les applications qui nous concernent :

Tout se passe comme si le faisceau d'électrons était formé de grains fort tenus et fort légers d'électricité négative, lancés à toute vitesse par une cathode dans le vide presque parfait.

Cette décharge de grains d'électricité négative jouit évidemment de propriétés spéciales, dont voici les plus saillantes :

- Le faisceau d'électrons, étant formé d'électricité en mouvement, constitue un courant électrique qui se propage seul, sans conducteur.
- On peut accélérer sa marche en mettant sur son trajet une électrode positive percée de trous (grille) ou tubulaire (fig. 3). On la retarde en

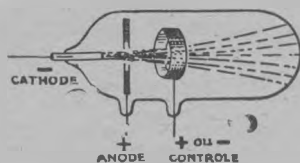


Fig. 3. — L'électrode annulaire accélère ou retarde les électrons.

interposant une électrode négative. Toutefois, l'électrode positive peut capter des électrons si certaines précautions ne sont pas prises.

(1) Un électron = $1,59.10^{-19}$ coulomb. Rappelons qu'un coulomb est la quantité d'électricité qui passe dans un conducteur parcouru par un ampère pendant une seconde.

● Le courant d'électrons se comporte exactement comme un conducteur. Il est dévié par un champ électrique : si on le fait passer entre deux plateaux reliés aux pôles + et - d'une batterie, il est attiré par le plateau + et repoussé par le plateau - (fig. 4).

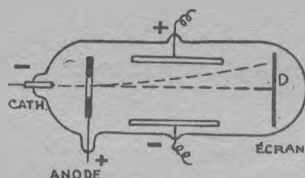


Fig. 4. — Déviation par un champ électrique.

Cette déviation est donnée par la formule

$$D = \frac{1}{2} \cdot \frac{EL^2}{V^2} \cdot \frac{e}{m}$$

dans laquelle E représente l'intensité de champ, L la longueur du trajet, V la vitesse des électrons, e la charge de l'électron et m sa masse en grammes.

● Un champ magnétique dévie aussi le faisceau d'électrons, mais *perpendiculairement au champ* (fig. 5) : nous retrouvons ici encore la loi

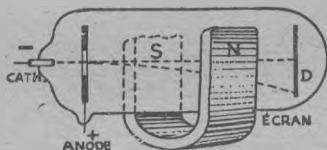


Fig. 5. — Déviation par un champ magnétique.

bien connue de l'action des aimants sur les courants, qui est le principe même du haut-parleur dynamique :

La déviation est donnée par la formule :

$$D = \frac{1}{2} \cdot \frac{HL^2}{V} \cdot \frac{e}{m}$$

dans laquelle H est l'intensité de champ, L le trajet contrôlé des électrons, V leur vitesse, e la charge et m la masse d'un électron. e/m est une valeur fixe, elle vaut 177.000.000.

● Suffisamment accéléré, le rayonnement cathodique peut traverser une mince lame d'aluminium. S'il frappe un obstacle, le point touché émet des rayons X d'autant plus pénétrants que la tension est plus élevée. Sous le choc des rayons cathodiques, le verre devient phosphorescent. Si on les reçoit sur un écran recouvert d'un corps fluorescent (1) tel que le sulfure de zinc, la willemite, etc., celui-ci s'illumine vivement aux points touchés.

L'optique apparaît.

« Fort bien, diront certains lecteurs impatientes. Mais vous nous avez promis de la lumière, et jusqu'à présent votre rayonnement cathodique ressemble plutôt à une volée de petits plombs qui s'évase en gerbe. Où est l'optique dans tout ceci ? »

(1) Rappelons qu'un corps fluorescent n'est autre chose qu'un changeur de fréquence : il augmente la longueur d'onde des radiations qui le frappent. Par exemple, il transforme les rayons ultra-violets invisibles en lumière visible.

Minute ! Nous y voici, nous y sommes même tellement que nous allons procéder exactement comme en optique pour regrouper nos électrons.

Pour rendre parallèles des rayons lumineux divergents, on les fait traverser une lentille (fig. 6). Une source S, une bougie par exemple, émet des rayons dans tous les sens. En la plaçant au foyer d'une lentille convergente, ses rayons sont devenus parallèles après avoir traversé la lentille. Réciproquement, des rayons parallèles qui tombent sur une lentille sont tous concentrés à son foyer. Rappelez-vous votre enfance,

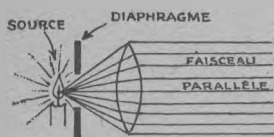


Fig. 6.

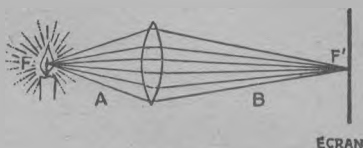


Fig. 7.

quand vous vous amusez à mettre le feu à un journal en concentrant dessus les rayons du soleil à l'aide d'une loupe... De même, une lentille peut concentrer les rayons divergents qui partent d'un foyer lumineux F en un foyer conjugué F' qui se trouve de l'autre côté de la lentille (fig. 7) : on voit en A les rayons divergents, qui sont devenus convergents en B. On dit que F' est l'image de F, et en effet : si nous disposons un écran en F', nous verrons s'y dessiner l'image de la source lumineuse renversée (1). C'est du reste le principe de la photographie.

En faisant passer notre rayonnement cathodique à travers une lentille, nous pouvons espérer le même résultat. Seulement, la lentille ne sera évidemment pas en verre, que les électrons ne peuvent traverser. Ce sera une bobine parcourue par un courant continu créant un champ magnétique. Comme un champ magnétique dévie perpendiculairement les courants, le faisceau d'électrons tendra à se rapprocher de l'axe, et il se concentrera au lieu de s'évaser. En réglant convenablement l'intensité du champ — ce qui est facile, puisqu'il n'y a qu'à faire varier l'intensité du courant qui parcourt la bobine — nous pourrions rendre le faisceau rigoureusement parallèle ou le concentrer en un point (fig. 8).

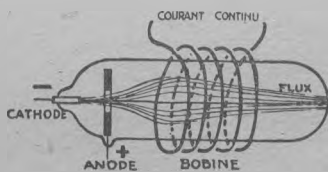


Fig. 8. — Concentration électromagnétique.

Le même effet peut du reste être obtenu avec un aimant tubulaire dont le champ est l'équivalent de celui de la bobine — sauf qu'on ne peut le régler.

(1) Signalons en passant que la loi fondamentale des lentilles ressemble beaucoup à la loi d'addition de deux résistances en parallèle : si on appelle p la distance de la source à la lentille, p' la distance de l'image à la lentille et f la distance focale ou distance du foyer au centre de la lentille, on a :

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{p'} = \frac{1}{f}$$

Voilà donc une première « lentille magnétique », qu'on emploie assez peu, à cause de son encombrement et de sa consommation de courant

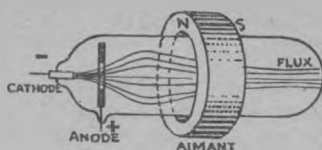


Fig. 9. — Concentration magnétique.

Pour les applications courantes — telles que les tubes de télévision — on lui préfère souvent la « lentille électrostatique », dont voici le principe (fig. 10).

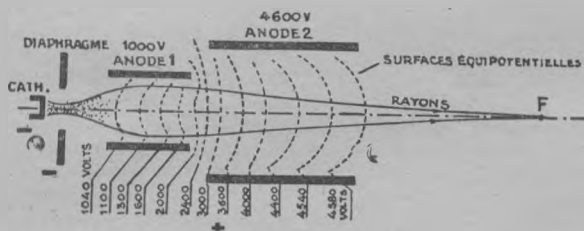


Fig. 10 a. — Lentille électrostatique.

Nous avons encore une cathode munie d'un diaphragme plus ou moins négatif pour limiter et resserrer le faisceau d'électrons. Ce faisceau passe dans deux anodes tubulaires : l'anode 1, portée à 1.000 volts positifs, et l'anode 2, plus large et portée à 4.600 volts positifs, par exemple. Voyons ce qui se passe.

Entre les deux anodes, les deux tensions vont s'étagier en un champ électrique. Suivant le point où l'on se trouve à l'intérieur des anodes, le champ n'est pas le même, mais nous pouvons réunir par la pensée tous les points où le champ a le même potentiel, 2.000 volts par exemple : ce sera une surface courbe comme celle d'une lentille située quelque part entre les deux anodes, et on dit que ce « lieu géométrique » de la tension 2.000 volts est la *surface équipotentielle 2.000 volts*. Si nous traçons les autres surfaces équipotentielles pour les autres tensions qui s'étagent de 1.000 à 4.600 volts, nous aurons les pointillés de la figure 10 a, qui donnent déjà l'impression de lentilles collées ensemble, comme dans les objectifs photographiques.

Mais que devient un électron lancé dans cette « lentille » ? Voyons la figure 10 b : l'électron aborde obliquement la surface qui sépare la zone



Fig. 10 b. — Réfraction d'un rayon cathodique.

de potentiel V_1 et il pénètre dans la zone de potentiel plus élevé V_2 ; donc sa vitesse qui était v_1 augmente et devient v_2 . En traçant la per-

pendiculaire pointillée au point de traversée, on voit que l'angle d'incidence α qu'elle fait avec le rayon est plus petit que l'angle de réfraction β qu'elle fait avec le rayon qui a traversé — et l'on démontre que l'électron a été réfracté suivant une formule en tous points semblable à celle qui régit la réfraction en optique :

$$\frac{\sin \alpha}{\sin \beta} = \frac{v_2}{v_1} = \sqrt{\frac{V_2}{V_1}}$$

La trajectoire de l'électron continue à se courber en traversant les zones de potentiel de plus en plus élevé, si bien qu'en réglant convenablement les tensions et les formes des deux anodes on arrive à concentrer les rayons cathodiques, exactement comme le fait une lentille en optique.

Comme on le voit, le rayonnement cathodique est bien assimilable à un rayonnement lumineux. On le concentre, on le réfléchit, on le réfracte, et même on le dévie par les champs électriques ou magnétiques.

Ceci vu, passons aux applications.

Les lampes à flux dirigé.

Dans la plupart des lampes de T. S. F., les électrons cheminent comme ils l'entendent de l'anode à la cathode. Cette anarchie entraîne quelques inconvénients, dont voici quelques-uns.

● Dans la pentode courante, les barreaux de la grille-écran positive se trouvent plus ou moins dans la trajectoire des électrons négatifs. Beaucoup sont captés malgré l'attraction de l'anode, d'où courant grille-écran élevé qui diminue le rendement et produit 90 p. 100 du souffle en ondes courtes.

● Dans les changeuses de fréquence, les fonctions oscillatrice et modulatrice ne sont pas absolument indépendantes, car certains électrons d'un circuit s'égareront dans l'autre. Des électrons peu rapides qui cheminent vers une anode ou une grille-écran doivent traverser des champs électriques fort variables qui les retardent et leur font décrire des trajectoires assez compliquées. Entre autres phénomènes gênants, ceci se traduit par un *retard de commande* du courant anodique — autrement dit par un déphasage entre la tension grille et le courant plaque — qui réduit l'amplification, et par l'apparition d'un courant grille qui amortit les circuits et réduit la sensibilité. En outre, la variation du courant plaque sous l'influence de l'antifading se répercute sur la charge d'espace entre la cathode et la grille oscillatrice : la capacité entre ces deux électrodes varie, ce qui entraîne le *glissement de fréquence* en O. C.

● Les électrons qui percutent les électrodes positives leur arrachent des électrons secondaires, qui repartent en sens inverse des électrons primaires et sont captés par les électrodes plus ou moins positives, dont ils troublent les fonctions.

On a donc fait appel à l'optique électronique pour obliger les électrons à suivre des voies bien déterminées : nous allons voir comment, en examinant le fonctionnement de deux lampes typiques.

● Dans la pentode HF type EF 8, le problème consistait à obliger les électrons à passer entre les barreaux de la grille-écran sans les toucher. Qu'a-t-on fait ? On a tout simplement ajouté une grille entre cette grille-écran et la grille de commande, et cette grille, *dont les barreaux*

sont exactement en face de ceux de la grille-écran, est reliée à la cathode (fig. 11).

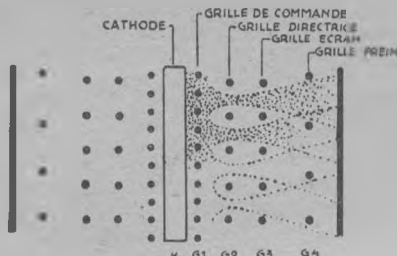


Fig. 11. — Coupe d'un EF 8.

Résultat : Les électrons qui partent de la cathode, après avoir subi le contrôle de la grille 1, sont obligés de traverser la grille supplémentaire. Mais celle-ci est négative : elle refoule donc les électrons, qui ne peuvent passer qu'en fusant en étroits pinceaux entre ses barreaux. Comme la grille-écran est proche, ces pinceaux n'ont pas le temps de s'élargir suffisamment pour en toucher les barreaux : ils passent donc à travers la grille-écran sans être captés par elle. De ce fait, le courant de grille-écran est très faible : 0,2 milliampère au lieu de 2,6 milliampères dans la pentode AF 3 correspondante ! Et le souffle se trouve réduit dans les mêmes proportions.

● Dans l'octode EK 3, le flux électronique émis par la cathode K (fig. 12) est d'abord divisé en quatre faisceaux perpendiculaires par les

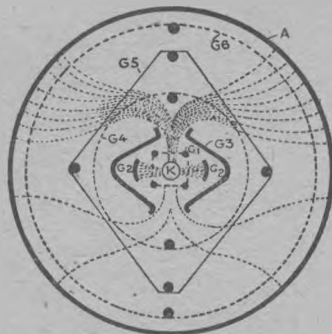


Fig. 12. — La marche des électrons dans l'octode EK 3.

quatre piliers de la grille 1. Les deux faisceaux qui sont horizontaux sur la figure sont attirés par la grille G 2 (anode oscillatrice), qui est réduite à deux gouttières massives : à cause de leur courbure, les électrons secondaires émis par le choc des électrons primaires sont réintégrés dans le faisceau.

Voyons maintenant ce que deviennent les faisceaux figurés verticalement. Ils atteignent la grille-écran G 3, également constituée de deux gouttières massives, et ils s'échappent par les deux fentes qui les séparent. Les électrons trop lents ne vont pas plus loin, ils sont happés par G 3. Quant aux électrons plus rapides, ils rencontrent les deux piliers de la grille G 4, qui les divisent encore en deux faisceaux (parce qu'elle est négative) : cela fait donc quatre faisceaux d'électrons appartenant au sys-

tème modulateur, qui subissent le contrôle de G 4 et sont attirés à la fois par l'anode et par la grille-écran G 5.

Celle-ci est parallélépipédique, tandis que G 3 est cylindrique : les électrons choisiront naturellement le chemin de moindre résistance, donc l'endroit de passage où la prépondérance de la grille négative G 3 se fait le moins sentir, c'est-à-dire à l'endroit où G 4 s'approche le plus de G 3. Et les faisceaux s'incurvent comme le montre la figure.

Supposons maintenant que des électrons ralentis veuillent revenir en arrière. Attirés par G 3, ils ne suivront pas à l'envers leur trajectoire initiale à double courbure, mais ils tomberont directement sur G 3 sans pouvoir perturber le fonctionnement du système oscillateur. De même, les électrons échappant à la grille G 2 sont happés par G 3 avant d'atteindre les fentes d'échappement. Il y a donc indépendance complète entre l'élément oscillateur et l'élément modulateur.

Et voici les avantages de ce dispositif :

1° Puisque les deux fonctions sont indépendantes, la fréquence de l'oscillatrice n'est pas affectée par les variations du faisceau de modulation, et la principale cause du glissement de fréquence est supprimée.

2° Les électrons destinés à l'anode oscillatrice G 2 lui sont projetés en faisceaux tendus, sans retard dû aux trajectoires fantaisistes et à la turbulence qu'on observe dans les anciennes changeuses de fréquence. Le déphasage de l'oscillation locale est réduit, et l'amplification est augmentée (proportionnellement au cosinus de l'angle de phase, ou $\cos \varphi$).



Comme on le voit, la « lumière électronique » de l'octode suit un chemin courbe, s'étrangle, s'évase... Curieuse optique, diront certains, où la lumière ne va pas en ligne droite ! Eh ! croyez-vous que la lumière solaire se propage obligatoirement en ligne droite ? Elle se courbe quand change l'indice de réfraction du milieu, et le phénomène du mirage n'a pas d'autre cause. Elle s'évase même quand elle traverse une ouverture étroite, et elle tourne autour des menus obstacles : cela s'appelle la *diffraction*.

Nous allons voir d'autres applications où le parallélisme est encore plus évident.

Le tube à rayons cathodiques.

Tout le monde sait que c'est l'âme de la télévision et la pièce maîtresse de l'oscillographe cathodique. Il est fort probable, au surplus, que le tube cathodique connaîtra une diffusion comparable à celle de la lampe radio, car ses applications se multiplient à l'infini.

Un tube cathodique se compose en somme de trois organes : 1° une source qui projette un faisceau convergent d'électrons ; 2° une commande permettant de le dévier en tous sens, et 3° un écran fluorescent sur lequel les rayons cathodiques convergent en un point brillant qui se déplace rapidement sous l'influence de la commande et trace des images. Le tout est, bien entendu, scellé dans une ampoule où règne un vide élevé.

Si vous avez bien suivi l'exposé un peu aride du début de ce chapitre, vous comprendrez sans peine le fonctionnement de ce tube, qui mérite qu'on s'y arrête.

Il y a d'abord une cathode chaude K (fig. 13) dont la couche d'oxyde de baryum émet les électrons. C'est un tube fermé à un bout, et ce bout seul est recouvert d'oxyde, dont tous les électrons sont projetés en avant. La cathode est entourée d'un autre tube percé d'un trou à son bout, qui

joue le rôle du diaphragme de la figure 10. C'est la grille, ou « wehnelt », du nom de son inventeur, et elle remplit deux fonctions : portée à un potentiel négatif, elle amincit le faisceau divergent émis par K et, de plus, elle gouverne la quantité d'électrons admis à passer, suivant son potentiel. Elle agit donc comme une grille, qui libère, freine ou arrête

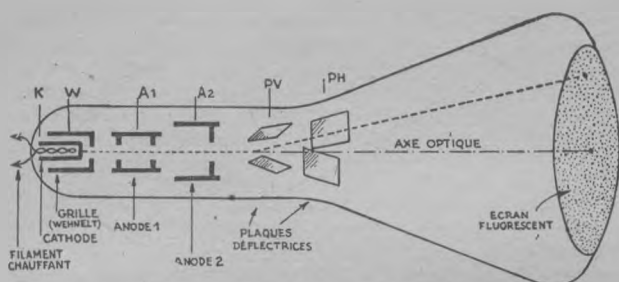


Fig. 13. — Tube à rayons cathodiques.

le flux électronique. Les électrons passent ensuite dans les deux anodes tubulaires A_1 et A_2 , formant lentilles électrostatiques, qui sont portées à des potentiels positifs tels que le faisceau converge en un point sur l'écran fluorescent qui se trouve au bout du tube.

Il s'agit maintenant de faire danser le faisceau verticalement ou horizontalement. Pour cela, on le fait passer entre une paire de plaques PV formant condensateur, puis entre une autre paire de plaques PH disposées perpendiculairement par rapport aux plaques PV. Considérons les plaques PV : si nous leur appliquons une différence de potentiel, le faisceau sera refoulé par la plaque négative et attiré par la positive, il sera dévié proportionnellement à la différence de tension, et la tache lumineuse se promènera verticalement sur l'écran fluorescent. Il en sera de même pour les plaques PH, mais cette fois le « spot » lumineux se promènera horizontalement sur l'écran, dans un sens ou dans l'autre, selon que la plaque de gauche ou de droite sera positive. Et, si nous appliquons en même temps des tensions aux deux groupes de plaques, le faisceau sera dévié à la fois verticalement et horizontalement : le spot décrira sur l'écran une ligne oblique. On comprend aisément que chaque point de l'écran correspond à une différence de potentiel bien déterminée pour chaque paire de plaques, le tube est un véritable voltmètre double dont on pourrait graduer l'écran...

Mais les électrons sont infiniment légers, ils obéissent donc sans retard aux voltages qu'on applique aux plaques, ainsi qu'aux variations de tension du wehnelt. Le point brillant peut, par conséquent, courir sans retard sur l'écran, aux fréquences les plus élevées, et, comme notre rétine ne peut le suivre (puisque'elle persiste à voir ce qui est passé depuis un dixième de seconde!), nous voyons une image continue et non un seul point — une image formée justement de tous les points qui se sont produits sur l'écran pendant 1/10 de seconde environ.

Dans certains tubes, les plaques PV et PH n'existent pas. On les remplace par quatre bobines extérieures, et on utilise la déviation magnétique.

Le microscope électronique.

Il n'est plus guère possible d'augmenter le pouvoir séparateur du microscope ordinaire, car la lumière contourne les petits obstacles

d'autant plus aisément que sa longueur d'onde est plus grande, si bien que deux points très voisins se comportent comme un seul et ne peuvent être séparés par l'œil, *quel que soit le grossissement*. La distance limite de deux points séparables par le microscope est donc fixée non par le grossissement de l'appareil, mais par la longueur d'onde λ , par l'indice de réfraction n du verre de l'objectif et son angle d'ouverture θ (1). On a pu augmenter un peu le pouvoir séparateur en utilisant la lumière ultra-violette, mais, comme le microscope optique ne peut séparer que les objets plus petits que la longueur d'onde de la lumière, le pouvoir séparateur ne dépasse pas 0,4 millième de millimètre : le grossissement de 2.000 est un maximum. Au delà, les images deviennent floues.

Il fallait donc disposer d'une « lumière » encore plus « courte ». Les rayons X?... Sans doute... Mais ils ne se laissent pas réfracter par des lentilles, s'obstinant à se propager en ligne droite dans tous les milieux et à ne se laisser dévier ni par les champs électriques, ni par les champs magnétiques. Heureusement, il nous reste les électrons.

Car un faisceau d'électrons est beaucoup plus proche de la lumière que nous ne l'avons vu jusqu'ici : en effet, l'électron en mouvement a une *onde associée* d'autant plus courte que la vitesse est plus grande (2).

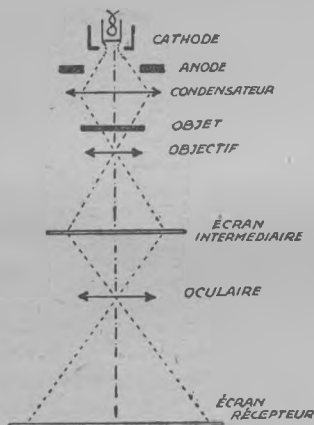
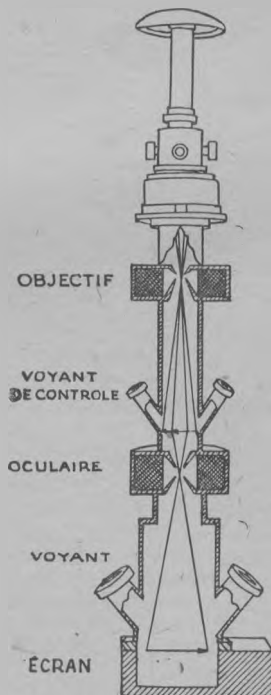


Fig. 14.

Schéma d'un microscope électronique. Remarquer la similitude avec le microscope optique.

A droite :

Le microscope Siemens. Les images sont observées par des voyants latéraux.



(1) La distance d de séparation minimum est : $d = 2n \sin \theta / 1,22$.

(2) Il faudrait faire appel à la mécanique ondulatoire pour expliquer ceci, et ce n'est pas la place ici. Nous nous bornerons à indiquer que la fréquence de l'onde associée est $f = E/h$, dans laquelle E représente l'énergie cinétique $1/2 mV^2$ de l'électron et h est la constante de Planck ou constante universelle ($h = 6,554 \cdot 10^{-27}$ erg-seconde), ce qui donne théoriquement pour 100.000 volts un pouvoir séparateur d'environ deux dix-millionièmes de millimètre.

Comme nous savons accélérer les électrons à l'aide des hautes tensions, cette onde associée qui accompagne l'électron dans son voyage peut atteindre des longueurs d'onde aussi courtes que celles des rayons X les plus pénétrants. Voilà bien la lumière qu'il nous faut, et qui nous obéira puisque nous savons gouverner les électrons.

Comme son confrère, le microscope électronique a une source de « lumière électronique » concentrée par un « condensateur », un « objectif » et un « oculaire ». Mais, ici, on obtient une image réelle sur un écran, au lieu d'observer l'image virtuelle, comme dans le microscope ordinaire (fig. 14).

Nous voyons, à droite, le schéma du microscope électronique Siemens qui donne déjà des grossissements dépassant 30.000 diamètres, avec un extraordinaire netteté, permettant de voir des corps dont le diamètre ne dépasse pas *un millionième de millimètre*. Cet instrument est évidemment complexe, avec ses pompes à vide et ses redresseurs qui donnent plus de 100.000 volts pour l'accélération des électrons. Disons en passant qu'il utilise des lentilles magnétiques dont la figure 15

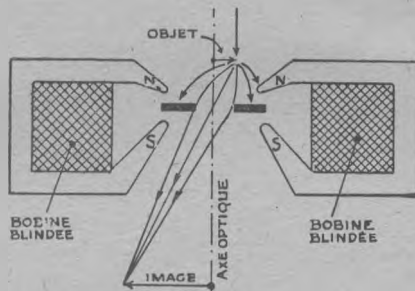


Fig. 15. — Une lentille magnétique montrant la construction de l'image.

donne le schéma. Leur distance focale, dont dépend le grossissement et la mise au point, varie suivant le courant qui les traverse. Mais le pouvoir séparateur maximum ne sera atteint que lorsqu'on aura réussi à corriger les aberrations des lentilles électroniques.

Le télescope électronique.

Grâce à l'optique électronique, voici la « lunette à voir l'invisible ». On sait que la brume arrête la lumière, et principalement les radiations à courte longueur d'onde, telles que le bleu et le violet. Par contre, les rayons rouges, et surtout infra-rouges, la traversent aisément. Ces rayons infra-rouges, nous les connaissons tous : ce sont les rayons calorifiques. Un fer à repasser, par exemple, émet des rayons infra-rouges. Si nos yeux pouvaient voir l'infra-rouge, nous percevions la nuit les objets d'autant plus « éclairés » qu'ils sont plus chauds, et le brouillard deviendrait transparent.

Malheureusement, si nous savons réduire la fréquence des rayons ultra-violets pour les rendre visibles, à l'aide des substances fluorescentes, nous ne connaissons pas encore de corps capable d'augmenter la fréquence des rayons infra-rouges. Mais ils obéissent aux lois de l'optique, tout comme la lumière visible. A l'aide d'un objectif, nous pouvons donc projeter sur un écran les rayons infra-rouges qui ont traversé le brouillard, exactement comme dans un appareil photographique — seulement, l'image de la scène ainsi reçue sera invisible.

Cet écran peut être une plaque transparente dont l'envers est recouvert d'une couche translucide d'argent oxydé porteuse d'une couche mono-atomique de césium — autrement dit une *cathode photo-émettrice* —, qui émet des électrons quand elle est frappée par les rayons infra-rouges : l'image infra-rouge est donc transformée par la cathode en une « image électronique » qu'il suffit d'accélérer par une anode et de projeter sur un écran fluorescent pour obtenir une image visible de la scène invisible.

Pour projeter l'image électronique sur l'écran, nous pouvons enrouler autour du tube une bobine parcourue par un courant continu, suivant le principe de la figure 8. En réglant le champ, les électrons sont transportés parallèlement à eux-mêmes. Mais on préfère utiliser des lentilles électroniques, qui permettent de faire varier le grossissement en modifiant les tensions des électrodes.

La figure 16 représente le schéma d'une telle « lunette à sonder

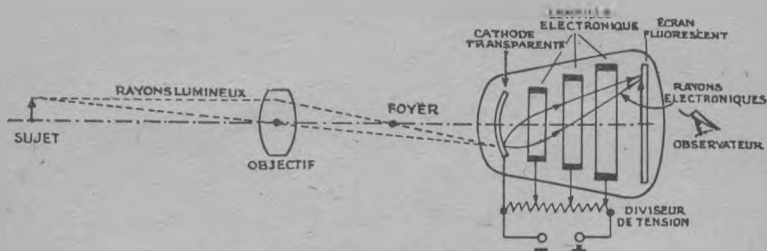


Fig. 16. — Télescope électronique.

l'invisible », où les lentilles sont électrostatiques. Mais on peut les remplacer par des lentilles magnétiques, formées d'aimants courts, de forme annulaire, en alliages spéciaux, comme ceux qui équipent les haut-parleurs dynamiques modernes à aimant permanent.

L'icônoscopé et le dissector.

Pour la prise de vue de télévision, on utilise soit l'icônoscopé de Zworykin, soit le dissector de Farnsworth. Nous décrirons rapidement ces deux appareils extrêmement intéressants, qu'un radiotechnicien ne doit pas ignorer.

Tout le monde connaît le principe général de la télévision : l'image de la scène formée par un objectif est explorée en zigzag très serré, de manière à visiter successivement chacun de ses points élémentaires, plus ou moins lumineux. La lumière diffusée par ces points est captée et transformée en un courant qui varie suivant les différences d'éclairement et sert à moduler l'onde entretenue de l'émetteur. Toute la scène est explorée en moins de 1/10 de seconde.

À la réception, on fait l'inverse : l'onde détectée livre sa modulation qui est projetée en zigzag sur un écran au même rythme qu'à l'émission et transformée en lumière. On reçoit donc une image complète tous les dixièmes de seconde au moins, et la persistance rétinienne donne l'impression de continuité, comme au cinéma. La transformation de la modulation en image est habituellement faite par le tube cathodique.

● L'icônoscopé est essentiellement formé d'une « rétine » sur laquelle un objectif projette l'image de la scène. Cette rétine consiste en une lame de mica argentée d'un côté et couverte de l'autre de minuscules granules d'argent isolés les uns des autres et revêtus d'une couche photosensible de césium : c'est cette mosaïque qui reçoit l'image (fig. 17). Chaque granule, perdant des électrons suivant son éclaircissement, devient

plus ou moins positif et forme, avec la couche d'argent qui lui fait face, un condensateur qui se charge plus ou moins.

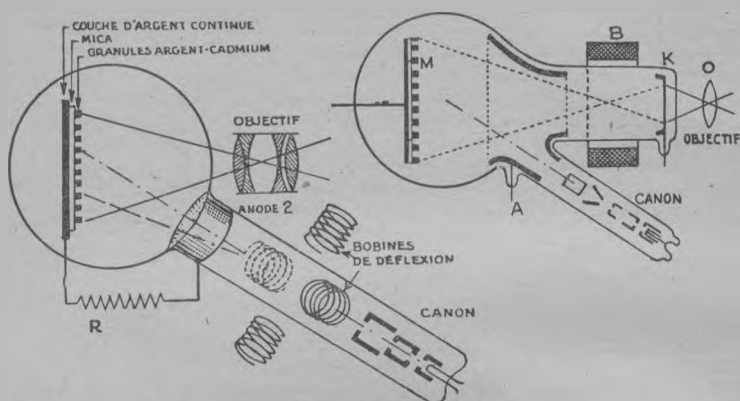


Fig. 17. — L'iconoscope et le super-iconoscope.

Pour explorer l'image, on la balaye en zigzag serré par un rayon cathodique lancé par le canon à électrons décrit plus haut (voir fig. 13) et dévié par deux paires de plaques ou deux paires de bobines alimentées par des oscillateurs de fréquence appropriée. Ce rayon restitué aux granules les électrons qu'ils avaient perdus, il décharge donc les petits condensateurs, et les courants élémentaires produits par ces décharges successives passent dans la résistance R, où ils créent une chute de tension qui sert à moduler l'onde porteuse.

L'iconoscope est très sensible, car les condensateurs élémentaires de sa rétine ne cessent d'accumuler les charges produites par la photo-émission entre deux balayages. Cette sensibilité a encore été considérablement augmentée dans le « super-iconoscope », où un objectif O projette l'image optique sur une cathode photo-sensible transparente K qui la transforme en une « image électrique », projetée à son tour sur la mosaïque M par la lentille magnétique B.

● Le dissector de Farnsworth est totalement différent. Comme dans le télescope électronique, un objectif projette la scène sur une cathode transparente qui émet à son tour des électrons proportionnellement à l'éclairement que reçoit chacun de ses points : il se forme, en quelque sorte, une « image électronique », dont la densité en électrons de chaque point représente la densité lumineuse. Tous ces électrons sont attirés par l'anode qui se trouve à l'autre bout du tube ; mais, comme ils tendent à s'écarter les uns des autres, on les oblige à se déplacer parallèlement à l'axe, tout simplement en disposant autour du tube une bobine parcourue par un courant continu. De ce fait, l'image électronique tout entière se déplace sans déformations et atteint le bout du tube où se trouve l'anode tubulaire (fig. 18).

Juste devant cette anode, il y a une plaque percée au centre d'un trou minuscule, par lequel passe un pinceau délié des électrons venus de la cathode. Si donc nous arrivons à faire défilé tous les points de l'image électronique devant ce trou, nous aurons analysé l'image, exactement comme dans l'iconoscope. Pour faire défilé les points, ce n'est pas

difficile : quatre bobines. tout comme dans l'icône, se chargeront de faire danser l'ensemble des électrons suivant un rythme commandé

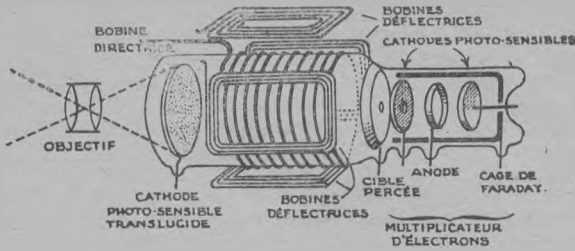


Fig. 18 — Le dissector de Farnsworth.

Le multiplicateur est également entouré d'une bobine directrice, non représentée pour plus de clarté.

par des oscillateurs, si bien que le courant anodique oscillera exactement suivant la lumière reçue par chaque point de la cathode.

Mais ce courant anodique est excessivement faible, car il passe bien peu d'électrons par le trou minuscule... guère plus de 3.000 électrons pour un demi-lumen qui tombe sur la cathode, ce qui correspond à *un demi-milliardième d'ampère* ! Comme il n'est guère possible d'amplifier des courants aussi microscopiques par les méthodes habituelles, il a bien fallu trouver autre chose.

Et on a inventé les multiplicateurs d'électrons, qui vont peut-être révolutionner la technique de l'amplification en T. S. F. Aussi méritent-ils que nous nous y arrêtons un instant.

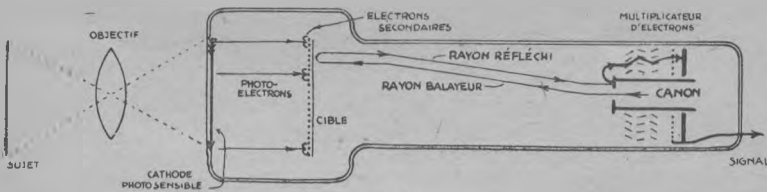


Fig. 19.

L'Orthicon. — C'est le tout dernier téléviseur, cent fois plus sensible que ses frères aînés, grâce au multiplicateur d'électrons qu'il comporte. Voici, dans les grandes lignes, comment il fonctionne.

L'image du sujet, projetée par un objectif, est reçue par une cathode photosensible qui forme le fond du tube et dont les myriades de granules émettent des électrons proportionnellement à la lumière qui les frappe. Ces électrons sont projetés parallèlement sur une cible ou cathode secondaire, où chacun en libère plusieurs autres (par le phénomène de l'émission secondaire), laissant ainsi sur la cible une image formée de *charges positives* proportionnelles à l'éclairement de l'image *optique* fournie par l'objectif.

À l'autre bout du tube se trouve un « canon à électrons », comme dans un tube cathodique, et ce canon envoie un rayon cathodique qui balaye la cible en déposant assez d'électrons sur chaque point pour neutraliser la charge positive. Le reste du rayon est réfléchi comme le montre le dessin, puis dirigé dans un multiplicateur d'électrons entourant le canon et fonctionnant à peu près comme le multiplicateur de Weiss décrit un peu plus loin.

Les multiplicateurs d'électrons.

Ces merveilleux instruments, dont on est encore bien loin d'avoir exploité les riches possibilités, ont été inventés — comme tant d'autres choses — sous la poussée de la nécessité. Il s'agissait en effet d'amplifier énormément les courants microscopiques donnés par les cellules photo-électriques et surtout les tubes de télévision, iconoscope ou dissecteur. Or, si on cherche à amplifier un *courant* avec des lampes, il faut d'abord transformer ce courant en une *tension* synchrone qu'on peut appliquer aux grilles : donc, il faut faire passer ce courant dans une résistance de charge, aux extrémités de laquelle on recueille la chute de tension.

Mais il y a des inconvénients à ce procédé si simple : une grande amplification s'accompagne d'un souffle gênant dû à la nature granulaire de l'émission des cathodes (effet Schottky) et surtout au « souffle thermique » de la R de charge. En outre, on est obligé d'utiliser une R de charge de faible valeur quand il s'agit d'amplifier de larges bandes de fréquences, afin de réduire les pertes par capacité : par conséquent, les tensions recueillies sont faibles, il faut prévoir des étages supplémentaires, et on entre dans un joli cercle vicieux qui a tôt fait de limiter le gain. Même avec les pentodes modernes, il n'est guère possible de monter bien haut, car leur coefficient d'amplification est égal au produit de leur pente S par leur résistance interne ρ . Si ρ est petit, il faut que S soit grand.

Or, pour augmenter la pente d'une lampe, il faut rapprocher la grille de la cathode ou augmenter la surface de celle-ci, et on retombe dans l'inconvénient de la capacité cathode-grille qui réduit la bande de fréquences.

Ces inconvénients sont évités avec le multiplicateur d'électrons, qui amplifie directement les courants sans les traduire d'abord en tensions.

● La multiplication d'électrons est basée sur le phénomène de l'émission secondaire, qu'on a réussi à domestiquer à force de le combattre dans les lampes de T. S. F.

Quand un électron frappe une électrode, il est absorbé, il est réfléchi, il arrache d'autres électrons à l'électrode, ou bien il engendre des rayons X. Tout dépend de sa vitesse et de la surface qu'il frappe. Avec une électrode en argent oxydé recouverte d'une couche mono-atomique de césium, chaque électron peut arracher plusieurs électrons, jusqu'à 10 et plus quand la tension accélératrice est suffisante. Il suffit donc de répéter l'opération, en accélérant ces électrons secondaires, pour atteindre des amplifications théoriquement illimitées : par exemple avec 10 étages multipliant chacun par 5, nous aurons $5^{10} = 50$ milliards de fois le courant initial !...

Bien entendu, les électrons secondaires sont émis dans des directions divergentes au point frappé, un peu comme les éclats d'un obus qui explose au sol. Zworykin réussit le premier à les discipliner et à les conduire à l'électrode suivante, en appliquant les lois de l'optique électronique.

● **Le multiplicateur de Zworykin.** — Il comprend essentiellement (fig. 20) une photo-cathode K, en face de laquelle se trouve l'anode A portée à un potentiel plus élevé. Cette anode est réunie à la cathode secondaire suivante, placée à côté de la première, et cette cathode secondaire est munie, elle aussi, d'une anode qui lui fait face et dont le potentiel est encore plus élevé. La même disposition se répète, et aboutit finalement à l'anode réceptrice. Tout l'ensemble se trouve dans un champ

magnétique perpendiculaire au plan de la figure, donc créé par deux bobines placées l'une derrière, l'autre devant. Voyons ce qui se passe.

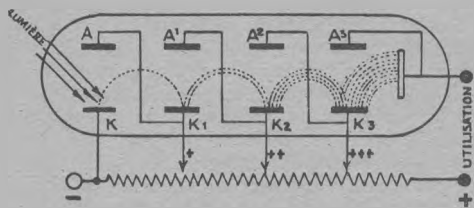


Fig. 20. — Multiplicateur magnétique de Zworykln.

La cathode photo-émettrice K, frappée par une radiation appropriée (lumière visible ou invisible), émet des électrons qui sont attirés par l'anode A et déviés vers la droite par le champ magnétique. Mais ils subissent alors l'attraction de la cathode K₁, qui est au même potentiel que l'anode A : en réglant judicieusement les tensions et le champ, les électrons décrivent une trajectoire cycloïdale et tombent sur la cathode K₁, où ils libèrent des électrons secondaires.

Ceux-ci sont attirés à leur tour par l'anode A₁, déviés par le champ, attirés par K₂, où ils libèrent de nouveaux électrons secondaires, et ainsi de suite jusqu'à l'anode réceptrice finale. Avec une dizaine d'étages et une tension totale de 1.200 volts, on arrive ainsi à une amplification totale de 50.000 environ.

Le multiplicateur de Weiss. — Ici, il n'y a pas de champ magnétique. Les électrons émis par la cathode transparente K (fig. 21)

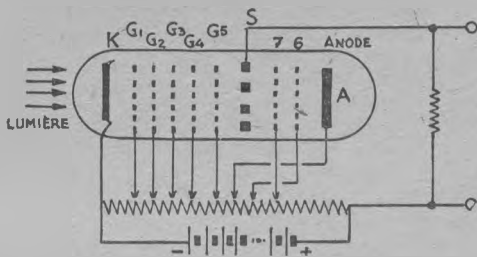


Fig. 21. — Multiplicateur statique de Weiss.

sont attirés par des grilles successives de plus en plus positives. Ces grilles sont recouvertes de césium, l'impact des électrons sur leurs mailles libère des électrons secondaires qui sont attirés par la grille suivante, et ainsi de suite. Évidemment, ces grilles freinent les électrons, et les chocs se produisent au petit bonheur, si bien que le rendement n'est pas élevé. Mais, comme la construction est simple, on peut multiplier aisément les grilles. On arrive malgré tout, en profilant judicieusement les grilles, à obtenir que 50 p. 100 des électrons secondaires libérés par le choc tombent sur la grille suivante (Voir l'orthicon).

Après avoir traversé les grilles de choc G 1 à G 5, les électrons frappent l'anode A, lui arrachent des électrons secondaires, et le flot rebrousse chemin vers les grilles de choc 6 et 7, pour atteindre finalement l'électrode réceptrice S.

Le multiplicateur de Farnsworth. — Ce « multiplicateur pendulaire » fort curieux fait suite au dissecteur du même inventeur, et on peut voir son principe sur la figure 19. Les électrons qui ont traversé la cible percée pénètrent dans le multiplicateur, formé de l'anode annulaire centrale et de deux cathodes photo-sensibles aux deux bouts. Ces deux cathodes, sous la commande d'un oscillateur, deviennent alternativement positive et négative cinquante millions de fois par seconde. Dès lors, les électrons sont attirés par la cathode positive qu'ils frappent, ils en libèrent des électrons secondaires, puis tous ensemble se ruent sur l'autre cathode à l'alternance suivante ; il naît de nouveaux électrons, et ainsi de suite *ad infinitum*... Finalement, les électrons en surnombre sont happés par l'anode A. La multiplication est énorme, mais l'appareil a une forte tendance aux oscillations parasites.

La pentode à émission secondaire. — Mais revenons à la radio.

Nous avons vu qu'on ne peut augmenter la pente d'une pentode qu'en réduisant la distance cathode-grille (ce qui est gênant pour les O. C. ou les grandes bandes de fréquence) ou en augmentant l'émission cathodique (ce qui implique une cathode plus grande, donc une lampe plus grosse et des capacités nuisibles). On est vite limité dans cette voie. Si nous pouvions multiplier les électrons qui, après avoir subi le contrôle de la grille, se dirigent vers la plaque, nous recevriions un multiple du courant contrôlé par la grille, et la pente se trouverait multipliée par le même coefficient : soit n fois la pente pour n fois plus de courant (puisque I_p se trouverait multiplié par n avec le même V_p).

Il suffira donc, en principe, de disposer un multiplicateur d'électrons entre la grille-écran de la pentode et sa plaque pour augmenter la pente dans de grandes proportions. Malheureusement, la composante continue du courant plaque augmente aussi. Il faut donc partir d'une pentode à forte pente initiale, au coude inférieur de la caractéristique I_p/V_g , mais on ne peut guère dépasser en pratique une pente de 1 mA/V par millimètre. Comme le courant plaque moyen ne peut pas dépasser

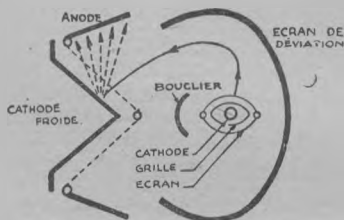


Fig. 22. — Pentode à émission secondaire.

les valeurs admissibles, on est limité à une pente de 14 mA/V environ.

La figure 22 représente la coupe d'une telle lampe : on reconnaît l'ensemble habituel cathode chaude et grille-écran. Les électrons, attirés par l'anode, sont déviés par un écran négatif, ils tombent sur une cathode froide activée, qui émet des électrons secondaires, lesquels sont captés par l'anode. Mais on sait que la cathode chaude a la fâcheuse habitude de vaporiser son baryum sur l'anode, par « transport cathodique », si bien que la cathode froide se recouvre assez rapidement d'une couche microscopique de baryum qui lui enlève toute efficacité. Pour réduire cet inconvénient, un bouclier est interposé pour supprimer le rayonnement direct de la cathode chaude vers la cathode froide.

Le magnétron.

Très utilisé pendant la guerre comme générateur d'hyperfréquences pour les radars, le magnétron est en principe une diode dont les plaques, entourant la cathode et réunies au $+ HT$, sont reliées à un circuit oscillant et deviennent donc alternativement positive et négative à chaque cycle par rapport à $+ HT$. Un champ magnétique puissant dirigé suivant l'axe de la cathode et des plaques oblige les électrons à tourner en spirale et à passer devant les plaques avant de tomber sur l'une d'elles (fig. 23).

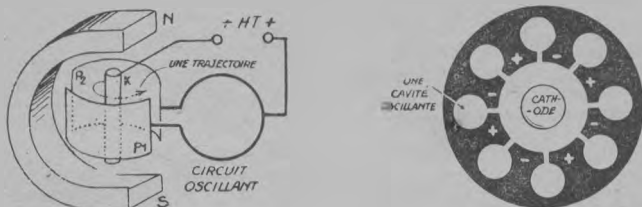


Fig. 23. — A gauche : Principe du magnétron. — A droite : Coupe transversale de l'anode à fentes et cavités.

Si un électron, passant devant une fente de l'anode, est accéléré par une plaque momentanément positive pendant que l'autre plaque momentanément négative le refoule dans le même sens, il absorbe un peu d'énergie au circuit oscillant et retourne à la cathode suivant une trajectoire circulaire, en libérant d'autres électrons par émission secondaire. Au contraire, un électron passant devant une fente où le champ est retardateur ralentit en cédant son énergie au circuit oscillant et finit par tomber sur l'une des plaques.

Dans les magnétrons modernes, il y a plusieurs paires de plaques autour de la cathode, formées par un seul bloc à fentes radiales pour séparer les plaques, et les circuits oscillants qui les réunissent sont de simples cavités terminant ces fentes, chaque cavité constituant une self d'une seule spire accordée par la capacité répartie.

Les lampes à vitesse modulée.

Nous ne pouvons déceimment quitter l'optique électronique sans dire deux mots des lampes du dernier bateau, dont les clystrons sont les types les plus curieux. Ce sont des lampes spéciales pour les ondes ultra-courtes qui envahissent petit à petit la technique et nous réservent bien des prodiges. Or on sait qu'en ondes centimétriques les lampes et les montages normaux ont un rendement désastreux parce que les pertes de toutes sortes (capacité, effet pelliculaire, etc...) sont telles que la commande de la grille finit par demander plus d'énergie que la lampe n'en peut donner.

Cette réduction de l'impédance des électrodes est surtout due aux variations de la densité du flux d'électrons entre la grille et l'anode et à la durée de traversée de l'espace qui les sépare. Cette durée n'est pas négligeable aux très hautes fréquences : par exemple, l'onde de 30 centimètres a une période d'un milliardième de seconde, c'est-à-dire moins de temps qu'il n'en faut aux électrons pour aller de la cathode à l'anode. Résultat : il existe entre les électrodes un déphasage inadmis-

sible. On ne peut réduire à l'extrême l'écartement des électrodes, car la capacité augmenterait parallèlement et il faudrait réduire la tension, donc allonger la durée du parcours. Et, si l'on augmentait la tension pour accélérer les électrons, il faudrait écarter les électrodes... C'est le cercle vicieux.

On a donc eu l'idée de moduler la *vitesse* d'un flot continu d'électrons partant d'une cathode, puis de regrouper un peu plus loin les électrons ainsi accélérés ou retardés pour faire apparaître au bon endroit une variation de *densité* qui induit des oscillations de courant dans un circuit de sortie. On arrive ainsi à recueillir d'importantes oscillations d'intensité, alors que le courant consommé par les électrodes de modulation reste très réduit.

Mais ce n'est pas tout. On sait qu'aux très hautes fréquences les connexions doivent être réduites à leur plus simple expression, et que les circuits oscillants ont une self et une capacité des plus faibles. On les fait d'une simple boucle conductrice dont la self propre et la capacité répartie déterminent la longueur d'onde suivant la formule de Thomson.

Mieux encore : la boucle résonnante (2, fig. 24), en tournant autour

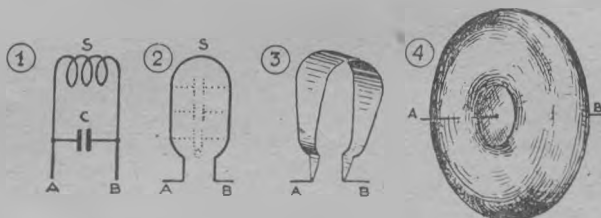


Fig. 24. — Les transformations successives d'un circuit oscillant pour aboutir au tore.

1. Circuit normal. — 2. La boucle : Self S, capacité répartie C en pointillé. — 3. La boucle devient bande. — 4. La bande se prolonge pour faire le tour entier et devient tore.

de AB, devient la génératrice d'un tore qui rappelle une roue d'auto et constitue un circuit oscillant creux, clos de toutes parts, blindé par lui-même, équivalent à plusieurs boucles en parallèle. Ce circuit oscillant, qui est en même temps un blindage, peut contenir d'autres organes — par exemple la lampe ou une de ses parties, et un autre circuit couplé avec lui : c'est un *rumbatron* (1). Tout ce « rouet magique » travaille dans le vide, qui est évidemment le diélectrique idéal.

Voyons maintenant comment cela fonctionne (fig. 25).

Nous avons d'abord une cathode K avec son wehnelt W (tout comme dans un tube à rayons cathodiques) pour donner un faisceau d'électrons dirigé vers les grilles 1, 2, 3 et la plaque P, toutes quatre portées à un potentiel *positif* d'un millier de volts par rapport à la cathode : l'ensemble

(1) A l'inverse de certains auteurs étrangers, nous écrivons *clystron* avec un *c*, exactement comme « clystère », parce que tous deux viennent du grec κλυστρον.

Et nous écrivons *rumbatron* et non rhumbatron, bien que ce mot dérive du grec ρυμβος (rouet magique), pour la même raison que nous écrivons *pentode* et non penthode. On nous dira que le *ro* et l'*omicron* de l'un et l'autre prennent l'esprit rude, ce qui justifierait le *h*... Je réponds à ces puristes que, pour la même raison, il faudrait aussi écrire trihode, octhode, anhode, hexhode, comme l'exigerait l'éthymologie. Le *h* de penthode sera abandonné, comme l'a été celui de « rythme », malgré l'esprit rude de sa racine. Mais, comme il convient de ne pas être trop sectaire, nous accordons un sursis à « cathode », à cause de son droit d'aïnesse...

joue donc le rôle d'une anode complexe. La distance entre les grilles 1, 2 et 3, P est faible, afin que les électrons traversent les espaces *b* et *d*

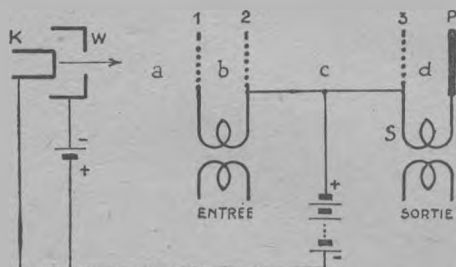


Fig. 25. — Schéma de principe d'une lampe à vitesse modulée.

en une fraction négligeable de la période. Les grilles 2 et 3 sont plus écartées.

Appliquons entre 1 et 2 une faible tension oscillante à haute fréquence qui se superpose à la tension anodique continue. Que vont faire les électrons partis de K ? Ils vont d'abord naviguer bien sagement à vitesse constante dans l'espace *a* compris entre K et la grille 1 ; mais, arrivés dans l'espace *b*, ils sont soumis au champ oscillant : par conséquent, la grille 2 les attire pendant que la grille 1 les repousse, ou *vice versa* suivant la phase, ils se trouvent donc accélérés ou ralentis, si bien que leur vitesse initiale (qui est gouvernée par la tension continue anodique) est modulée suivant les oscillations appliquées entre 1 et 2.

Les électrons continuent leur route dans l'espace *c* compris entre les grilles 2 et 3, où il n'y a aucun champ oscillant pour les perturber. Les électrons rapides vont bientôt rattraper les électrons lents, et l'on comprend sans calculs qu'ils forment bientôt un train où l'on note des condensations suivies de raréfactions d'électrons : la modulation de vitesse se transforme en modulation de densité électronique. Maintenant, ces condensations et raréfactions vont traverser l'espace *d* compris entre la grille 3 et la plaque P. Comme un faisceau d'électrons n'est autre chose qu'un courant sans support matériel, le circuit S se trouve fermé par un courant d'électrons d'intensité variable qui induit un courant alternatif de même fréquence dans S, et de là dans le secondaire de sortie.

Où est l'avantage ? dira-t-on. Il est considérable.

D'abord, les grilles ne captent pas d'électrons, pour des raisons qui seraient trop longues à expliquer. Les électrons fortement accélérés ont une faible densité de charge qui n'entraîne que des pertes négligeables. La modulation de densité est d'autant plus profonde — donc la pente plus élevée — que l'espace *c* est plus long, mais il y a une limite : si les électrons se massent trop, ils se repoussent bientôt et tendent à niveler la modulation de densité. Le temps de parcours de cathode à plaque ne limite plus la fréquence comme dans les lampes courantes.

Ceci vu, nous examinerons l'architecture simplifiée d'un clystron amplificateur qui n'est guère autre chose que la figure 25, dans laquelle circuits et grilles sont remplacés par deux rumbatrons réunis par un tunnel (fig. 26). Nous retrouvons la cathode K, le wehnelt W, suivi d'une grille polarisée positivement et pouvant en outre recevoir un potentiel oscillant pour moduler à une fréquence quelconque. Les grilles 1 et 2 sont pratiquées au centre du rumbatron d'entrée R_1 qui, nous le savons, constitue un circuit oscillant entre les grilles 1 et 2. L'injection du signal

se fait par une boucle de couplage, orientable pour donner un couplage variable : l'ensemble du rumbatron et de sa boucle de couplage constitue donc un autotransfo à secondaire accordé. Le tunnel T réunit ce rumbatron d'entrée au rumbatron de sortie, qui constitue lui aussi un transfor-

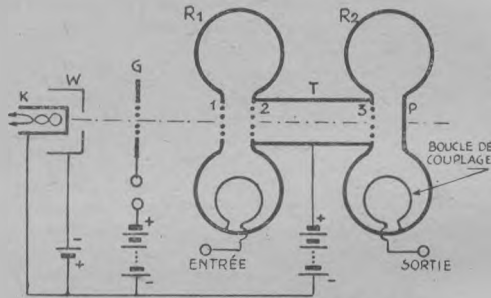


Fig. 26. — Un clystron amplificateur.

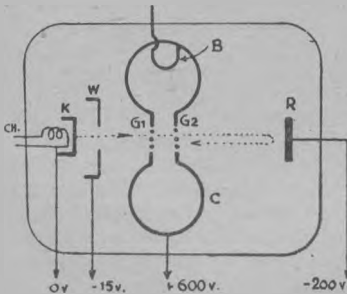
mateur accordé sur la même fréquence, avec secondaire formé d'une boucle de couplage orientable pour la sortie.

Tous les phénomènes oscillatoires à haute fréquence ayant lieu à l'intérieur de résonateurs fermés de toutes parts, les pertes sont faibles et le rendement excellent.

... En lisant la description du clystron, n'avez-vous pas invinciblement pensé à l'antique lampe Lœwe, vous savez bien, celle qui contenait presque tout un récepteur dans une même ampoule, pour éviter les connexions extérieures et les pertes ? Il n'y a rien de nouveau sous le soleil, disait l'Ecclésiaste, neuf cent cinquante ans avant Jésus-Christ...

Fig. 27.

Klystron oscillateur reflex.



Les électrons contrôlés par le wehnelt W traversent les grilles G_1 et G_2 , d'une cavité résonnante C, qui oscille au premier passage, de même que le potentiel de G_1 et G_2 . Les électrons, accélérés et retardés, poursuivent leur route en produisant des concentrations et des raréfactions, sont réfléchis par l'électrode négative R et rentrent dans l'intervalle G_1 - G_2 juste quand son potentiel oscillant retarde le flux au maximum : les électrons abandonnent au résonateur C une partie de leur énergie cinétique, renforçant les oscillations qu'on soutire par la boucle de couplage B.

LES PREMIERS PAS

Tous les lecteurs du MEMENTO ne sont pas forcément des dépanneurs laurés et chevronnés à qui du reste nous n'avons pas grand chose à enseigner — au contraire ! Par contre, il en est plusieurs qui désirent le devenir, et c'est à eux que ce chapitre s'adresse.

Donc, nous sommes plein de bonne volonté, nous avons appris l'a b c de la radio, nous avons même monté ou démonté un ou deux récepteurs, et nous aspirons maintenant au noble titre de docteur-dépanneur, de service-man, de radiotechnicien, ou tout ce que vous voudrez. Que faut-il faire ?

Il faut d'abord éviter deux erreurs opposées : celle du monsieur qui croit que tout se trouve dans les livres, et celle de son voisin qui méprise la théorie et ne jure que par l'expérience. Sans doute, le dépannage s'apprend surtout à coups de tournevis et de fer à souder. Mais, si les meilleurs livres sont impuissants à vous faire mettre le doigt du premier coup sur toutes les pannes qui peuvent se présenter, ils facilitent les premiers pas et réduisent énormément la période des tâtonnements... et des « bouzillages ».

Il faut aussi se rappeler qu'on commence par être carabin avant d'être autorisé par la loi à ouvrir le ventre de ses contemporains. De même, avant d'être dépanneur professionnel et de pratiquer la haute chirurgie radiophonique, il est prudent de se faire la main et le jugement sur des cas courants, faciles à repérer, en laissant provisoirement de côté les pannes trapues qui demandent des interventions dangereuses pour la vie du malade.

Ceci dit, voici un guide simpliste pour les premiers pas du futur champion.

1^{re} règle. — La panne qui se produit sous vos yeux, au cours d'une audition, est la seule vraie panne. Il n'existe pas de poste qui se couche bien portant et qui se réveille-mort. Le poste qui a marché la veille ne peut avoir qu'une fausse panne. Cherchez en dehors du poste : l'antenne est-elle bien isolée, bien branchée dans sa douille, et la terre dans la sienne ? Le courant arrive-t-il au poste, dans le bon sens si c'est un tous courants ? Questionnez le propriétaire : a-t-il retouché, déplacé, transformé quelque chose ? Si oui, la cause est là, neuf fois sur dix.

2^e règle. — La panne est très rarement brutale, elle prévient et s'installe progressivement, et on la reconnaît à l'affaiblissement ou à la modification du son. D'où le principe : mieux vaut prévenir que guérir, et changer un organe défaillant que mort.

3^e règle. — Le poste parle une langue qu'il faut apprendre, et il dit neuf fois sur dix le nom de sa maladie dans son jargon. Exemple : grincement sur T. S. F. et pas sur phono ? Voilà la HF incriminée. Écoute G. O. correcte et P. O. incorrecte ? Voilà les bobinages P. O. inculpés. L'écoute est cracheuse et variable quand on touche au commutateur ? Il faut nettoyer les contacts. Le contrôle de volume donne à toute puissance et arrête brutalement en un point de sa course ? Il avoue être coupé.

4^e règle. — L'avis du client est le plus souvent sans valeur, et

ses affirmations sont parfois sujettes à caution. Il vous cachera le plus longtemps possible qu'il a voulu intervenir lui-même et qu'il n'a fait qu'aggraver le mal, il ne se vantera guère d'avoir confié son poste à un cafouilleux. Par contre, il vous dira qu'il marche mieux le soir que le matin, ou qu'à son avis les lampes devraient être blindées ou montées sur supports élastiques, etc. Écoutez tout ce qu'il dit, tâchez de connaître la vérité sur l'installation de la panne, et vérifiez si son histoire est vraisemblable.

Ces quelques règles simples sont en somme évidentes et ne font qu'exhorter à l'observation, au calme méthodique et surtout au bon sens, qui sont les qualités dominantes du bon dépanneur.

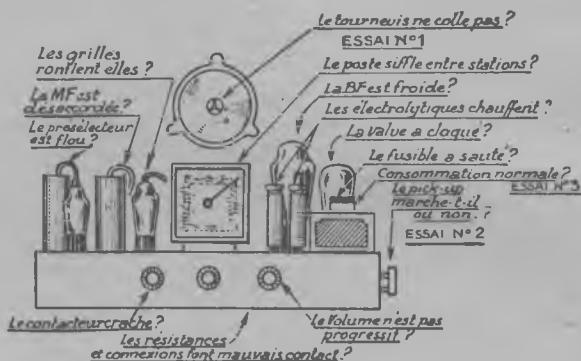


Fig. 1. — Première enquête.

La panne brutale et totale, arrivant en une seconde, est due à la mort de la lampe de sortie (du type direct) ou du fusible du poste, plus rarement de la valve. Si elle se produit à la suite d'un choc ou d'un ébranlement (fermeture d'une porte), c'est probablement une connexion cassée, parfois dans une lampe. Cette panne s'annonce souvent par des crachements quand on touche à l'appareil, et vous savez qu'on repère le point malade en tapotant les divers organes avec un tout petit marteau de caoutchouc et en poussant et tirant prudemment sur toutes les soudures et tous les contacts avec une tige isolante.

Si la panne se produit tout doucement, en quinze secondes, c'est la mort d'une lampe, que vous reconnaîtrez à ceci : lorsque l'appareil est muet en phono, c'est l'avant-dernière, sinon c'est une lampe HF. Dans ce cas, laissez refroidir une demi-heure et remettez en route sur T. S. F. Au bout de cinq minutes, la lampe morte présente la froideur cadavérique.

Si la panne s'est produite en une demi-heure, ou même moins, avec un ronflement de plus en plus fort couvrant la musique de plus en plus faible, c'est l'alimentation qui est en cause : un condensateur de filtrage a rendu l'âme et il chauffe comme un four crématoire, le transfo ne tarde pas à en faire autant et la valve est en danger de mort. C'est la « sale panne », celle qui coûte le plus cher...

Enfin, la baisse très très lente, qui met des jours et des semaines avant d'arriver à l'inaudibilité, est l'indice du vieillissement d'une lampe. Il suffit de tâter en changeant quelques-unes pour savoir celle qui demande une remplaçante — à moins qu'on puisse les mesurer sur un pont. Un autre essai sommaire consiste à toucher les grilles avec l'index mouillé pour découvrir celle qui ne souffle plus ou ne répond plus par un « toc ».

Lorsque la panne ne présente aucun de ces caractères typiques et qu'on se trouve en face d'une panne muette survenue plus ou moins rapidement, la première chose à faire est de voir s'il y a du courant redressé : on présente avec précaution la lame d'un tournevis à la culasse du haut-parleur ou à la self de filtrage, elle est attirée vigoureusement si le courant passe. Pas de courant ? L'alimentation s'accuse. Y a-t-il du courant ? On cherche s'il arrive bien à toutes les plaques, soit en voltant entre douilles de plaques et châssis, soit en touchant d'une main le châssis et de l'autre la douille plaque des lampes, ou mieux la broche même. Si on est sensible, on tâte par l'intermédiaire d'une résistance de 2 à 3.000 ohms. Et le circuit plaque est suivi jusqu'à l'endroit douteux ou l'organe malade.

Le second essai est l'écoute sur pick-up. Si le poste est muet en T. S. F. alors qu'il marche en pick-up, la panne est dans la HF ou la MF. S'il est muet en pick-up, la panne intéresse la BF. Faute d'un disque et d'un pick-up, court-circuitez avec l'index et le majeur humectés les deux douilles de la prise de pick-up : si la BF est en ordre, vous entendrez un coup sourd dans le haut-parleur, accompagné d'un ronflement.

Le troisième essai consiste à mesurer la consommation totale du poste, en intercalant un ampèremètre dans un des fils qui l'alimentent ou encore en le mettant à la place du fusible. Un poste courant à 4 ou 5 lampes consomme un peu moins d'un demi-ampère. Si vous trouvez beaucoup moins — par exemple 0,25 ampère — vérifiez si la valve n'est pas usée, si une lampe n'est pas morte, si les condensateurs de filtrage ne sont pas secs, si les tensions de la dernière lampe sont correctes, et si sa résistance de polarisation est bonne. Au contraire, une consommation exagérée accuse un court-circuit dans l'alimentation, ou dans un condensateur de filtrage, ou dans la résistance de polarisation de la lampe finale, ou encore dans le câblage haute ou basse tension.

Pour reconnaître une panne au son, quelque peu d'expérience devient déjà nécessaire.

● Le poste faible d'un bout d'une gamme à l'autre, ou encore qui est faible à un bout et qui accroche à l'autre, a sa commande unique déréglée et demande un alignement.

● Celui qui siffle et accroche violemment entre stations a ses découplages mal faits, un condensateur coupé, son antifading déréglé — ou bien encore on a remplacé une vieille lampe par une nouvelle, nerveuse et sensible, et le poste est tout désorienté devant la jeune mariée... Une révision du câblage et une amélioration des blindages s'imposent.

● Celui qui fait un bruit de teuf-teuf plus ou moins rapide, plus ou moins aigu, a presque toujours une grille en l'air, isolée de la masse. On repère aisément la lampe en tâtant toutes les grilles successivement avec l'index, le pouce de la même main appuyant sur le châssis — ou encore en mettant la grille à la masse par l'intermédiaire d'une résistance d'un demi-mégohm.

● Le récepteur, surtout s'il est d'ancien modèle, sujet à produire un sifflement lourd qui s'amorce comme la sirène d'un paquebot et n'en finit plus est dit en terme de métier faire de l'« effet Larsen ». On y obvie en changeant la détectrice, en l'empaquetant dans de l'ouate ou encore en glissant un petit coussin à l'intérieur du poste pour séparer le récepteur de son haut-parleur.

Les pannes d'ordre purement radio-électrique sont plus rares. Il y a peu de probabilité qu'un poste acheté en bon état se mette tout d'un coup à être déréglé. Aussi avons-nous écarté, dans nos précédents diagnostics, le désaccord des transfos MF, les condensateurs décalés, les présélecteurs malades, la changeuse de fréquence qui n'oscille pas, etc.

Le crachement de mauvais contact, le sifflement de couplage parasite, l'accrochage du découplage imparfait, le ronflement du filtrage insuffisant ou du chauffage mis à la masse, etc., sont choses que l'oreille apprend vite à repérer. Au contraire, le gargouillement de stations et de sifflements dus au désaccord de l'oscillateur, la modulation kaléidoscopique, la crossmodulation due aux mauvais potentiels des lampes, le manque de sélectivité général dû à l'alignement défectueux, etc., sont choses qui constituent la panne grave et les soins d'un authentique spécialiste.

Aussi ne conseillons-nous pas au futur as du dépannage de se lancer tête baissée dans ces pannes avant de les bien connaître. D'ailleurs, les défauts radio-électriques sont presque à coup sûr d'origine technique et ne peuvent guère se produire fortuitement. Un poste né bien accordé meurt accordé, ou alors il y a eu intervention maladroite.

Après avoir maîtrisé ces essais simples, nous allons maintenant passer à des exercices de plus en plus violents.

Provoquons les pannes.

Pour étudier tout à leur aise les pannes du corps humain, les médecins ont imaginé une bien belle méthode : ils « collent » nos maladies à de malheureux cobayes, et ils regardent ce qui se passe. C'est inhumain, mais assez pratique...

Vous qui voulez devenir dépanneur, faites comme les morticoles. Prenez un poste qui marche, fichez-lui toutes les infirmités, toutes les maladies d'un poste en panne, et observez. Rien de tel pour apprendre le dépannage et devenir rapidement un as. Vous commencez par poser votre diagnostic, infailible puisqu'il est fait d'avance, et vous le vérifiez sur le cobaye. Quand vous avez une bonne fois constaté les troubles provoqués par une panne volontaire, vous les aurez gravés dans votre mémoire, et vous les reconnaîtrez à coup sûr quand ils se représenteront. Pour vous former le jugement et les réflexes, une heure d'essais de ce genre vaut mieux qu'un mois de recherches dans des postes en panne « pour de vrai ».

Martyrisons d'abord l'alimentation.

La figure 2 représente une alimentation normale — quoique la self

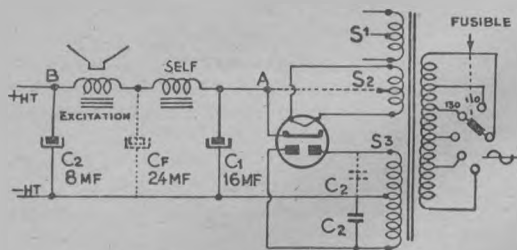


Fig. 2. — Redresseur et filtre.

manque souvent. Quand la valve n'a pas de cathode, le point A est réuni au centre de S_2 , comme l'indique le pointillé. Bon.

Maintenant, je fouille dans la caisse à vieilleries, et j'en sors des électrolytiques secs comme des momies, une valve borgne d'une plaque et des résistances archi-fausse, tout ce qu'il faut pour estropier provisoirement mon beau poste qui marche si bien.

● Pour commencer, je remplace la valve par la borgne, qui ne vit qu'avec une seule plaque. D'abord, on dirait qu'il ne se passe rien, le poste chante comme autrefois. Mais posez votre main sur le châssis : il vibre. Cependant la HT manque de nerf, le ronflement s'est accentué, il y a du souffle, et de la déformation. Si je ne savais pas, je bouleverserais le châssis et je ne trouverais rien. Car le poste peut marcher longtemps ainsi, avec une valve biplaque qui n'est que mono, en ronflant, soufflant, déformant et vibrant sans arrêt. Mais je sais, et j'arrête le mal en remettant une bonne valve. J'aurais eu à peu près les mêmes symptômes en remplaçant l'un des C_2 , qui réunissent les plaques à la masse, par un claqué... Seulement, gare : si la valve ne saute pas, c'est la moitié du secondaire du transfo qui risque sa peau.

Et nous passons au Grand Œuvre.

● Cette fois, je branche un ampèremètre à la place du fusible : il m'indique la consommation du poste, soit 500 millis environ pour 4 lampes + 1 valve et 100/120 millis de plus par lampe supplémentaire. Ceci vu, je prends un chimique de 16 MF 500 volts, franchement claqué, et je le mets à la place de C_1 , avec un voltmètre à ses bornes. Et j'observe attentivement, prêt à couper le courant. Alors, cela va vite : *les plaques de la valve commencent à rougir, avec des lueurs bleues et vertes*. La HT est nulle, mais l'ampèremètre s'emballe ! Avec ses 5 lampes + 1 valve, mon poste devrait consommer quelque chose comme 650 millis : il en consomme le double, puis le triple... Si je le laissais faire, il monterait plus haut encore, et la valve claquerait, à moins que ce ne soit le secondaire du transfo. Je coupe donc le « jus », non sans avoir noté que tout chauffe, chimique, valve et transfo, et que tout ronfle.

Un dépanneur peu au courant dirait « c'est la valve », et il changerait la valve. La nouvelle claquerait, sa remplaçante aussi, et le transfo se rôtirait tout doucement. D'où la conclusion : *ne changez jamais une valve sans avoir sonné C_1* .

● Pour changer, je remplace maintenant C_1 par un électrolytique de même valeur, mais en cours de claquage, pas tout à fait mort. A peine reçoit-il le courant qu'il se met à bouillir, parce que sa pellicule de diélectrique est morte par endroits. Alors, on entend dans le haut-parleur une grêle intense, à moins que ce ne soit le grésillement d'une mouche à viande en train de se faire assassiner par une araignée.

Attention, car la catastrophe est imminente : le lytique peut exploser, mais surtout il peut claquer, en tuant la valve et le transfo. Gravez bien ce grésillement dans votre mémoire, et sacrifiez impitoyablement le lytique qui bout.

● Maintenant, je branche avec des fils terminés par des pinces crocodile un C_2 en court-circuit à la place du bon C_2 . Et je constate qu'il n'y a plus de HT dans le poste — ce qu'il était facile de prévoir — tandis qu'au point A j'ai 100-150 volts au lieu de 350.

Je pourrais continuer ainsi mes expériences pour constater :

— que si je coupe en A la bobine d'excitation, tout se passe comme si cette bobine avait une coupure interne : le voltmètre branché entre A et la masse indique 450 volts au lieu de 350 ;

— que si je court-circuite la HT en provoquant un contact sournois avec la masse (par exemple, en remplaçant un condensateur découplant une plaque par un condensateur claqué), la tension de la ligne HT tombe à 30-50 volts, avec 100-150 volts en A. Ce qu'on pouvait aussi prévoir.

En résumé, quand il n'y a pas de HT à la cathode de la valve, en A ou en B :

1. C_1 en court-circuit (Indice : plaques de valves rouges, lueurs).

2. Valve morte (Indice : tension nulle en A).
3. Transfo coupé (Indice : tension nulle entre bornes secondaire et masse).
4. C_2 en court-circuit (Indice : HT nulle en B, faible en A).
5. Bobine d'excitation ou self coupée (Indice : trop de tension en A, nulle en B).
6. Coupures, mauvaises soudures, cordon HP coupé (tensions faibles partout, étincelles dans l'obscurité).

● Pour terminer, nous allons relever le schéma de l'alimentation de notre poste, en suivant les fils et en négligeant tout le reste. C'est un excellent exercice qui se présente souvent dans la pratique, quand on a affaire à un poste inconnu et embrouillé dont on ignore le schéma : il s'agit de le reconstituer et de voir apparaître le schéma de principe derrière le fouillis.

Et nous allons mettre des capacités incapables et des résistances qui ont capitulé.

— D'abord, remplaçons la capa de plaque C_p par une claquée :

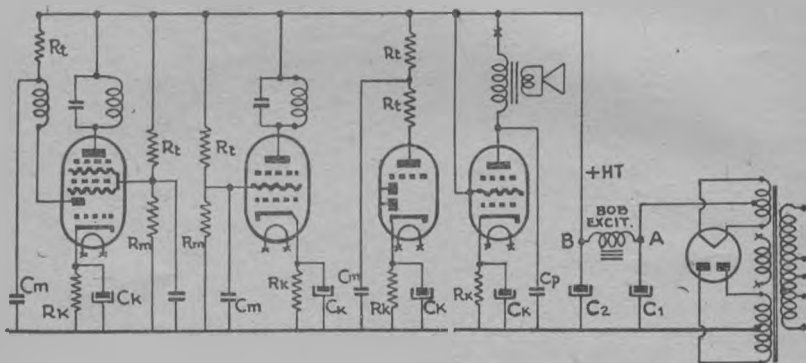


Fig. 3. — L'alimentation mise en relief.

tout s'arrête, la tension plaque est nulle, elle est très faible en A. Remettons C_p en ordre et coupons le circuit plaque, comme le ferait une mauvaise soudure, une broche plaque sans contact avec sa douille, un bobinage coupé : nous voyons rougir l'écran de la dernière lampe, en même temps que monte la HT avant comme après filtrage. Il faut éteindre aussitôt, car la lampe risque sa vie.

— En continuant nos expériences, il nous sera impossible d'oublier les constatations que nous aurons faites avec nos yeux et nos oreilles.

Nous apprendrons ainsi à reconnaître les symptômes suivants :

- a) Une résistance de cathode R trop élevée = trop de tension à la cathode.
- b) R_k coupé, ou C_k en court-circuit = pas de tension à la cathode.
- c) R_t en court-circuit ou R_m coupé = trop de tension à l'écran.
- d) R_t coupé ou grillé ou C_m claqué = pas de tension à l'écran.
= pas de tension à la plaque.

Et, pour conclure, un bon conseil : quand on vous apporte un poste vieux de trois ans, changez les deux condensateurs de filtrage et la valve. Si vous ne le faites pas, un autre le fera, votre client se dérangera deux fois au lieu d'une et décrètera que vous ne connaissez pas votre métier.

Torturons la basse fréquence.

● Puisque la basse fréquence est la conclusion du récepteur, l'endroit où la radio est devenue musique, c'est là qu'instinctivement le dépanneur se penche quand il y a distorsion... que nous allons du reste provoquer. Et nous commencerons par l'impédance de sortie, vous allez voir pourquoi.

Mon poste se termine par une 6 F 6, qui demande une impédance de charge de 7.000 ohms. Je vais remplacer son haut-parleur par un

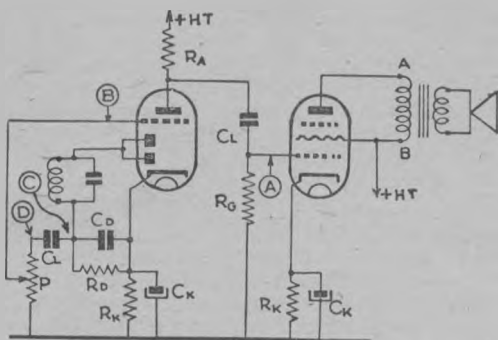


Fig. 4. — Détection et basse fréquence classiques.

« universel », c'est-à-dire un haut-parleur à aimant permanent muni d'un transfo à prises multiples au primaire (fig. 5) : c'est lui qui va se brancher aux points A et B (fig. 4), à la place de celui dessiné. Et variant la position de la fiche A, je charge plus ou moins ma lampe de sortie.

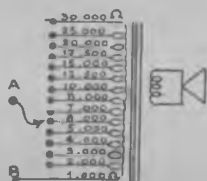


Fig. 5. — Haut-parleur universel à impédance variable.

Pour commencer, je lui mets 30.000 ohms. Alors, le haut-parleur se met à nasiller, il fêle les trompettes, fait racler les violons, m'écorche les oreilles. Saisi d'horreur, je descends à 20.000, puis à 15.000 ohms. Cela va mieux, mais la distorsion subsiste, quoique affaiblie. Je descends derechef jusqu'à 7.000 ohms, le poste me remercie en chantant de sa voix la plus suave, jusqu'au moment où je descends plus bas, à 5.000, puis 3.000 et 2.000 ohms, où les incongruités recommencent.

Rappelez-vous bien ceci : un poste qui déforme souffre souvent de l'impédance. Si elle est différente de celle qui est indiquée par le constructeur de lampes, tous vos efforts seront inutiles tant que vous n'aurez pas changé le haut-parleur, ou tout au moins le transfo de sortie. En le plus simple, pour éclaircir votre religion, est encore de faire l'essai décrit sur le poste douteux, en munissant votre haut-parleur d'atelier d'un transfo à rapports multiples si vous n'avez pas de haut-parleur universel.

● Nous allons maintenant travailler sur la résistance de fuite R_f de la dernière lampe. Dessoudons-la, et, au lieu de 500.000 ohms, mettons-en seulement 50.000. Le haut-parleur souffle, s'enroue un peu et parle comme un malade. Et si je supprime la résistance de fuite en dessoudant un de ses bouts ? J'aurai une « résistance infinie », qui se manifeste par des claquements périodiques et une audition faible avec souffle. C'est le coup de la « grille en l'air », que vous diagnostiquerez en touchant la grille avec le doigt : les claquements s'arrêtent, ou tout au moins leur cadence se modifie. Ce bruit de crécelle, vous le retrouverez chaque fois que, dans une lampe, R_f est coupée, brûlée, dessoudée, ou mal soudée.

● Pendant que j'y suis, je vais « vieillir » la résistance de cathode R_k de la dernière lampe (fig. 4), tout simplement en la remplaçant : de 400 ohms, je la porte à 1.500 ohms. Le haut-parleur devient fou : il ronfle autant qu'il peut, nasille, déforme, souffle, et le bruit de crécelle couvre l'audition faible. On détecte cela en mesurant la tension entre la cathode et la plaque, puis entre plaque et masse : la différence doit être égale à la polarisation indiquée par le constructeur — ici, au lieu de 16 volts réglementaires, j'ai des valeurs vertigineuses.

● Je mets maintenant un pick-up entre la grille de la lampe finale et la masse. Pas de distorsion ? La faute est donc plus haut, dans la préamplificatrice, et les causes seront les mêmes : impédance de charge R_a mal choisie, R_k ou R_f défectueuses.

Si vous avez un condensateur à perdre, essayez, pour voir, de remplacer R_k par une résistance coupée ou mal soudée. La réception devient très faible, couverte par une forte vibration. Que se passe-t-il ? Ceci : la tension aux bornes de C_k a bondi de 15 à 250 volts, et naturellement le malheureux condenso a claqué.

● Soumettons un peu à la question le condensateur C_L qui précède la finale. Je le remplace par un autre, claqué, en surveillant un milli branché dans le circuit anodique. Résultat : au lieu de 34 millis, j'en lis 55 à 60, soit le double. Ma lampe surchargée chauffe, elle rendra bientôt l'âme si j'insiste : car mon C_k claqué est un court-circuit qui applique à la grille de la finale une tension positive d'environ 50 volts.

Donc, chaque fois que vous changerez une lampe finale claquée, vous n'oublierez pas de vérifier son condensateur de liaison, qui doit être très sérieusement isolé, car il supporte une tension réelle de près de 100 volts, à laquelle se superposent les chocs de la tension alternative téléphonique.

Au contraire, si C_L était bien isolé, mais de capacité trop faible, il ne laisserait passer que les aiguës. On a basé là-dessus un contrôle de

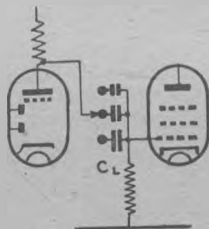


Fig. 6. — Contrôle de tonalité par variation de C_L .

tonalité schématisé par la figure 6, qui convient très bien aux postes à « son de tonneau ».

Un mauvais sujet : le potentiomètre.

Les pannes de potentiomètre ne sont pas toujours faciles à repérer : vous pouvez changer un tas de pièces et ne le soupçonner qu'en dernier lieu. Sans doute, un potentiomètre coupé ne laisse rien passer à la grille : on le détecte en touchant en B la grille qui dit « toc », tandis qu'on n'entend rien en touchant C (fig. 4). Et, si le potentiomètre n'est pas réuni à la masse, la grille ne hurle pas quand on la touche, il y a du souffle, la réception est faiblarde et la crécelle s'amorce : c'est le coup classique de la grille en l'air. Mais voici autre chose.

Je débranche le potentiomètre de mon poste et je le remplace par un mauvais sujet que je garde dans mes archives. La réception est faible, faible... mais rien de plus. Si je branche un pick-up en A, en C ou en D, toujours la même faiblesse. Branché directement à la grille, en B, en enlevant le chapeau de la lampe pour l'isoler du potentiomètre, il se fait puissamment entendre. Dans un cas pareil, vous devez soupçonner n'importe quel potentiomètre, même s'il porte la marque du Saint-Père en personne. Dans le cas qui nous occupe, le curseur a une fuite directe à la masse : alors, tout se passe comme si une résistance de quelques ohms était constamment branchée entre grille et masse.

● Voulez-vous du ronflement ? Isolons de la masse les deux gaines blindées qui partent du potentiomètre et vont à la grille et à C. Le ronflement s'arrête quand on met B à la masse, mais il continue quand c'est D qui est à la masse. Les gaines blindées jouent encore d'autres tours : ainsi, un léger contact de l'une d'elles avec la cosse du curseur ou du point D et tout se tait. Il faut regarder à la loupe pour trouver le défaut, mais la grille se trouve bel et bien à la masse.

La détection sert de cobaye.

● Je supprime la résistance de détection R_D , exactement comme le ferait une soudure acide, collante ou décollée. D'abord, rien de changé, puis survient une rafale de souffle. Je touche le point B (fig. 7) : le souffle

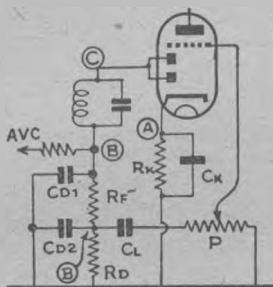


Fig. 7. — Détection et antifading.

disparaît, la réception est presque normale. J'enlève le doigt : cela continue à marcher pendant quelques secondes, puis de nouveau des rafales, et disparition du chant. Cette panne est très caractéristique.

● Je remplace C_k par un autre en court-circuit : le poste s'évanouit presque, fait de la distorsion, change de ton, devient aigu. Ces condensateurs chimiques de 2 à 10 MF 50 volts sont la cause d'une panne sur trois

dans les doubles diodes-triodes ou pentodes, et les symptômes sont les mêmes quand R_v est coupée ou dessoudée : vous avez deviné que, dans les deux cas, la polarisation du tube est défectueuse.

● La figure 7 représente un montage assez répandu, où $R_v = 50.000 \Omega$ et $CD 2 = 150$ centimètres mica constituent une sorte de filtre. Le rôle des condensateurs est connu : ce sont les totaliseurs d'impulsions qui intègrent les demi-ondes détectées et débitent la basse fréquence. Si je les remplace par des condensateurs défectueux, le poste marche quand même, mais il ferraille et accroche quand on tourne le contrôle de volume, et tout le relief musical disparaît. Le son est trop aigu. Quand j'enlève $CD 2$, la détectrice se sature et finalement le poste se déchaîne en un hurlement si le contrôle de volume est à fond. Au contraire, un claquage de ces condensateurs arrête tout, en mettant le point B à la masse (plus de détection) ou le point B' (plus de transfert à la grille). Seules, les émissions très puissantes et rapprochées s'entendent très loin, comme si elles étaient dans la planète Mars. Et l'œil magique est paralysé, de même que toutes les grilles du poste, à cause de la ligne antifading.

● Cela va ronfler à nouveau, car je vais m'occuper du blindage ou « gaine paradisée » de la connexion qui va du bobinage MF à la grille de liaison.

Si j'enlève le blindage, cela ronfle évidemment. Mais je me contente de le dessouder de la masse : cela ronfle tout autant. Bon. Maintenant, je remplace le câble blindé par un autre, mais avec une âme en gros fil : *le poste devient très grave et s'affaiblit*. La capacité du câble a tout bonnement avalé les aiguës : donc, vérifiez toujours si les connexions blindées ont une âme *mince* dans une gaine *large et soudée à la masse* sans toucher à l'âme, ni aux cosses.

● Pour finir, voici deux « tuyaux » :

— Vous avez toujours intérêt à remplacer les C_r de faible capacité (2 MF ou plus) par de fortes capacités (50 MF, 25 volts). Vous constaterez un changement appréciable dans la qualité et la puissance.

— Le plus souvent, les faiblesses proviennent de la détection. Donc, quand vous constatez une faiblesse avec distorsion, absence d'aiguës, souffle, accusez d'abord la détection avant de chercher ailleurs.

*
*
*

Si vous le voulez bien, nous laisserons là nos tenailles rougies et nos instruments de torture pour conclure. Maintenant que la voie est tracée, vous n'avez qu'à continuer avec l'antifading, la moyenne fréquence et cette forêt vierge qu'est le changement de fréquence, en notant soigneusement sur un cahier les symptômes constatés. En une demi-journée d'essais passionnants, vous aurez augmenté votre bagage d'expérience plus que par la lecture de vingt bouquins de description de pannes... tout autant que si vous aviez assassiné une douzaine de postes de clients, comme l'ont fait en leur temps tous les bons dépanneurs chevronnés...



LES MESURES ET LE BON SENS

Pour dépanner un poste moderne, il faut plus de méthode et moins de science qu'il y a quinze ans. Car la technique s'est stabilisée, les montages biscornus ont à peu près disparu, on ne construit plus guère que des supers qui sont tous coulés dans le même moule, à part certains phénomènes assez discutables.

Qu'il y ait un présélecteur ou un étage HF, une octode ou une triode-hexode, une double diode en parallèle ou une diode séparée pour l'anti-fading, une pentode finale ou un push-pull à déphaseuse, cela ne change rien à l'ossature et les pannes restent les mêmes. Par conséquent, il ne faut ni flair ni haute science pour guérir le malade, mais simplement du calme, un esprit ordonné et logique. Avec cela, un bon appareil de contrôle, genre polymètre, suffira neuf fois sur dix.

Nous avons décrit, dans le tome II du *Memento*, différentes méthodes de diagnostic, dont une brutale, procédant par substitution, et une autre basée sur les symptômes catalogués. Nous en examinerons rapidement une troisième : celle des mesures systématiques.

Mais, avant de faire du *point to point analysis* avec des machines à dépanner qui vous criblent un poste depuis la queue jusqu'à la tête (à moins que ce ne soit le contraire), parlons un peu de la méthode du gros bon sens qui cherche les raccourcis et vous met en huit minutes le doigt sur des pannes qui demanderaient huit heures d'« analysis » aux jeunes gens bourrés de théorie... en admettant qu'ils les découvrent jamais.

Avec du bon sens et un peu d'esprit d'observation, vous ne perdrez pas votre temps à dessouder des tas de connexions pour trouver un défaut d'interrupteur, vous ne vérifierez pas toute l'alimentation avant la haute fréquence, comme il est dit dans les bouquins, lorsque le poste est faible sur certains points du cadran. Remarquez que les bouquins ont raison en indiquant les méthodes générales : mais deux minutes d'observation réfléchie court-circuitent souvent la panne ou restreignent tout au moins le champ des contrôles, qu'on fait ensuite par les procédés classiques.

Malheureusement, le bon sens est un don qui ne s'apprend pas à l'école. Nous ne pouvons donner ici l'exposé complet de la marche à suivre pour tout dépanner en cinq minutes par la seule puissance du raisonnement. Nous nous bornerons à planter quelques jalons et à donner quelques exemples.

Pensons aux choses les plus simples.

● La première chose à faire, avant de foncer tête baissée dans l'abdomen du poste, c'est d'interroger le client. Qu'a-t-il remarqué ? Comment la panne s'est-elle installée ?

Le poste qui s'est affaibli tout doucement a probablement une lampe malade ou un chimique de filtrage souffrant, car ce sont les seules pièces sujettes à vieillissement. Celui qui s'arrête brutalement doit avoir

quelque chose de sauté, et voilà les recherches circonscrites aux pièces susceptibles de le faire : filament d'une lampe, fusible, cordon chauffant, etc.

Quand un poste bien élevé se met tout à coup à grogner comme un porc dès qu'on le touche, c'est évidemment parce qu'il présente un contact intermittent qu'on repère en isolant l'étage délinquant. Le poste qui faiblit après les premières minutes est en train de cuire quelque chose à petit feu : donc, pas la peine de mesurer les circuits d'accord, cela se passe dans le domaine du courant alternatif ou redressé. Et le poste qui marche par intermittences, s'arrêtant et repartant périodiquement, joue évidemment au thermostat : il doit avoir quelque part un contact qui chauffe et se rompt, puis se rétablit par refroidissement. Où... Sûrement à un endroit où passe le courant : et nous voilà guidés vers les filaments des lampes, les transfos et l'excitation, sans oublier les résistances bobinées, en nous rappelant que plus les périodes sont longues, plus la pièce est lente à se refroidir, donc plus elle est volumineuse.

Pendant que nous y sommes, nous demanderons au client :

1. S'il n'a pas fait une blague ;
2. Si quelque amateur ne s'est pas amusé à changer quelque chose ;
3. Quelles ont été ses maladies de jeunesse (du poste, bien sûr).

● Nous entendrons souvent des choses intéressantes. Par exemple, on a emporté l'appareil dans une campagne alimentée par triphasé 380 volts, soit 220 volts entre phase et neutre. Naturellement, le fusible a sauté, on l'a remplacé par n'importe quoi et on a coupé le courant quand

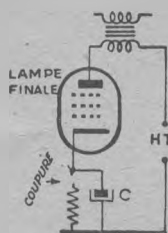


Fig. 1. — Une résistance de polarisation coupée applique toute la HT au condensateur C.

on a vu que cela marchait mal. Il n'est nul besoin d'être fakir birman pour deviner que toute l'alimentation en a pris un bon coup, sans excepter une ou deux lampes qui n'aiment pas les surtensions de ce goût. Une autre fois, vous apprenez que le client a branché le courant dans la prise de pick-up : il a donc grillé le potentiomètre. Ou encore, il a un jour, sur le conseil d'un ami, essayé une 6L6 à la place de la 6V6, à moins que ce ne soit une 6V6 à la place de sa 6F6. Réfléchissons : courant plaque très supérieur, donc échauffement encore plus grand de la résistance de polarisation, suivant la loi du carré — donc, cette résistance est cuite, elle met en danger son condensateur de découplage. Et nous voilà conduit, avant même d'avoir vu l'appareil, à vérifier cette R et cette C, plus la valve qui a pu être surmenée (fig. 1).

Quant aux pannes qui ont précédé celle-ci, il importe de les connaître et de savoir ce qu'on a remplacé, même si la réparation a été faite par un as. Car il arrive souvent qu'une panne en prépare une autre, qui ne se manifestera que plus tard. Exemple : Voici un poste dont on a remplacé le transfo d'alimentation et les deux chimiques. Vous en déduisez qu'il y a eu un court-circuit ou une surcharge, donc l'enroulement d'excitation du haut-parleur a été surchauffé et la valve est probablement « pompée ». Et, si le client vous dit que son poste réparé par votre prédécesseur ne marchait plus aussi bien qu'avant, vous voilà fixé : avant de faire du

dépannage méthodique, il faut voir comment l'appareil a été assassiné, découvrir les sabotages inconscients, supprimer les « améliorations » navrantes. Sans compter que des interventions chirurgicales pas maladroites du tout ont pu quand même modifier la balance du poste en introduisant des résistances et des capacités nouvelles, ou des couplages qui se traduisent en ronflements et en sifflements.

Nous n'en finirions pas de décrire tout ce qu'on peut tirer de la confession du client. A-t-il fait vérifier ses lampes en laissant le poste à la maison ? Il faudra donc vérifier s'il les a bien enfoncées, s'il n'a pas omis le clip de grille, s'il ne s'est pas trompé en remettant par exemple une EF 6 à pente fixe dans le support de la EF 5 à pente variable. Le poste a-t-il fonctionné dans une pièce humide ? Tous les contacts non soudés sont donc suspects, et la membrane du haut-parleur s'est peut-être déformée. Le client a-t-il voulu nettoyer son poste ? Alors, gare aux lames mobiles des condensateurs ! Et ainsi de suite.

● Avant de chercher la petite bête, il faut toujours s'assurer qu'il ne s'agit pas d'une de ces pannes grossières, évidentes, « idiotes », comme on les qualifie lorsqu'on les a péniblement trouvées (mais est-ce bien la panne qui est idiote ?), et se demander d'abord où se trouve la plus grande probabilité de dérangement. Il faut penser au cordon d'alimentation avant d'accuser le transfo, aux prises de masse défectueuses avant d'inculper les découplages. Lorsqu'une panne varie quand je tourne le bouton du volume, elle concerne d'abord le circuit de grille de la pré-amplificatrice, donc inutile d'aller la chercher ailleurs avant d'avoir vérifié cela, même s'il y a d'autres symptômes plus sympathiques. A classer dans la même catégorie le coup du poste qui ronfle et crachote sans donner aucun émetteur quand on tourne le bouton d'accord, alors que tout est en ordre. Réfléchissons : une panne aussi gigantesque ne peut avoir qu'une cause colossale — et le bon sens indique qu'il faut d'abord vérifier tout ce qui tient au bouton d'accord — ce qui fait découvrir que le démultiplicateur n'entraîne pas le rotor des variables, la vis pointeau étant desserrée.

Autre exemple : ce poste fort bien monté marche à ravir, sauf en O. C. Cela souffle, cela chahute, avec quelques vagues émetteurs loin, très loin... C'est le moment de faire marcher sa comprenotte et de se dire : « Avec ces bobinages qui sont excellents et cette lampe qui oscille parfaitement, je devrais avoir les O. C. comme les G. O. Donc, c'est que les O. C. n'arrivent pas à la grille de la convertisseuse. Pourquoi ? Parce

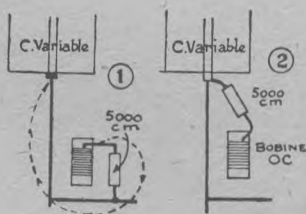


Fig. 2. — Raccourcissement du retour de l'oscillatrice O. C. En pointillé : le chemin primitif. 1, avant transformation ; 2, après transformation.

qu'elles ont fui par une capacité ou qu'elles sont escamotées par une résistance.» Après ce puissant raisonnement, ce n'est plus qu'un jeu d'enfant de découvrir le blindage capacitif qu'il faut enlever ou le retour douteux de la grille oscillatrice à la masse : il suffit souvent d'une soudure directe au rotor du bloc variable pour transformer l'appareil (fig. 2).

● Toujours avant de faire la première mesure, il est de bonne politique d'étudier la topographie de l'appareil, de le « photographier », comme on dit en argot de métier, afin de s'habituer à son aspect et de découvrir ce qui est anormal. Vous verrez ainsi :

- des résistances qui ont changé de couleur et qui doivent être remplacées ;
- des condensateurs qui ont perdu leur paraffine ou bavé leur électrolyte par un bout qui a changé de teinte ;
- des bobinages d'antenne grillés, parce que le client s'est servi du secteur comme antenne ;
- des prises de masse douteuses, responsables d'instabilité et d'accrochages ;
- des traces d'interventions maladroites ;
- des soudures qui lâchent, des blindages qui jouent, des fils mal isolés ;
- des connexions blindées qui touchent leur armure ;
- des transfos roussis, des supports de lampe défectueux, des fusibles mal placés sur leur distributeur, des cordons d'alimentation coupés, des fiches desserrées — bref, les trois quarts des pannes dites « idiotes » qui résistent le mieux à l'analyse.

Cette mise en observation se continue en « donnant le jus ». Laissez mijoter deux minutes. La valve reste-t-elle normale ? Le transfo ne s'échauffe-t-il pas outre mesure ? Et la culasse du haut-parleur ? Ne voyez-vous rien fumer quelque part ? En tapotant dans l'ombre, ne voyez-vous pas des étincelles dans un coin ? En tâtant les résistances, n'en sentez-vous pas une qui chauffe ? Toutes les lampes sont-elles chaudes, et tous les bobinages froids ? N'entendez-vous pas bouillir un lytique ? Ne sentez-vous pas une odeur de roussi ? Autant de questions qui vous feront souvent découvrir le lièvre au gîte. On termine en percutant le châssis pour l'inviter à cracher s'il en a envie, puis on tire des deux condensateurs de filtrage une étincelle avec le tournevis : suivant son claquement, on a déjà jugé sans mesures s'ils sont bons, secs ou en court-circuit larvé (fig. 3). *Mais il ne faut jamais faire cet essai sur un « tous courants ».*



Fig. 3. — Essai d'un condensateur de filtrage avec le tournevis.

● Nous terminerons en raisonnant un cas : voici un poste qui crache. Nous constatons qu'il ne crache pas en pick-up, mais seulement quand on tourne l'accord. Le bloc est blindé, ce n'est donc pas la poussière. Les crachements se produisent sur toute la course, donc ce n'est pas un court-circuit entre lames. Il est fort probable que le rotor n'a pas de connexion sérieuse avec la masse.

Et s'il crachait sur toutes les gammes, même sans rien toucher ? Avant de tout vérifier, nous isolerons l'étage malade en remontant de la détectrice jusqu'à l'antenne : enlevons le clip de grille de la dernière lampe et mettons sa grille à la masse, puis percutons avec le marteau de caoutchouc. Pas de crachements ? Remettons tout en ordre et recommençons avec la lampe précédente. Quand les crachements se font entendre de nouveau, ils sont évidemment dans l'étage qui suit, et il faut vérifier la lampe, les contacts, les soudures, les gaines blindées.

Neuf fois sur dix, les pannes sont bêtes, et il vaut la peine de réfléchir deux minutes afin d'éviter si possible de passer des heures dans la forêt des étages qui sè portent bien et que nous pouvons ignorer totalement.

● Si le bon sens ne suffit pas, la première opération à faire est de diviser mentalement le poste en sections indépendantes correspondant à une fonction : alimentation, basse fréquence, moyenne fréquence, conversion. Une mesure de tension sur le second chimique et un essai d'adhérence du tournevis à la culasse contrôlent en gros l'alimentation. Un essai de pick-up nous montre si la BF se porte bien. Un essai de ronflement avec le doigt sur la grille de la MF nous dira si cet étage est mort ou vif. Il est du reste facile d'éliminer l'étage MF en connectant le secondaire du premier transfo MF à la place du secondaire du deuxième transfo MF. Quant à l'antifading, on l'élimine en mettant les retours de grilles contrôlées à la masse. Pour l'étage convertisseur, on ne l'accuse qu'après élimination des autres, et on verra, en tâtant l'une puis l'autre des deux grilles de contrôle, si on a signe de vie. Enfin, l'interprétation des symptômes, des bruits, les anomalies sur le cadran nous indiqueront si la panne est une question d'accrochage ou de désalignement. En manœuvrant le contacteur, on contrôle si toutes les gammes sont nettes. Enfin, l'étage HF ou le présélecteur, s'ils existent, s'éliminent en mettant directement l'antenne à la grille de contrôle de la convertisseuse, qu'on réunit provisoirement à la masse avec deux doigts de la main ou une résistance de 100 à 200.000 ohms montée sur souple à deux crocodiles.

● Une fois le premier cloisonnement de la panne effectué, on passe à l'analyse du montage de la partie incriminée afin d'en comprendre le fonctionnement et voir les organes qui le composent. Ce travail est évidemment simplifié si on en possède le schéma. Dans le cas contraire, un esprit un peu entraîné voit de suite apparaître derrière les fils qu'il palpe la schématisation du circuit, et s'il pensait tout haut on l'entendrait décrire le schéma de façon suffisante pour qu'un auditeur puisse le dessiner.

Au cours de cette lecture du circuit, le dépanneur trouve les points que nous nommerons « repères anatomiques » du poste, c'est-à-dire ceux où l'on pourra, par une mesure simple de tension, de résistance ou d'intensité, contrôler un organe précis ou un ensemble bien délimité et poser ensuite un diagnostic de panne avec le minimum d'ambiguïté. Ceci exposé, nous allons prendre un montage prototypique bien classique desuper à 4 lampes plus valve (fig. 4), et nous allons décrire le schéma dans ses quatre parties (HF, MF, BF, alimentation), exactement comme le verrait et décrirait un dépanneur au cours de son exploration. Nous donnerons à titre accessoire les valeurs pour servir de renseignement sur l'ordre de grandeur et des variantes de montage (fig. 5, 6, 7, 8, 9).

Analyse du schéma.

Couplage d'antenne *via* C1 au circuit d'accord à trois gammes d'ondes alignées par les ajustables et attaque directe de la convertisseuse, qui est ici une triode-hexode. Remarquer que l'antifading, agissant *via* R1, est inopérant en O. C. Bobinages d'oscillation accordés par trimmers individuels, comme ceux d'entrée. Noter l'alimentation de l'écran par un pont formé de R2 et R3 avec by-pass par C3, ce même pont alimentant aussi l'écran de la lampe MF. Remarquer aussi la résistance R7 pour stabiliser en O. C. Notons aussi les transfo MF à fer, qu'on reconnaît à première vue pour du 465 kilocycles environ.

La détection a lieu par double diode-triode, dont l'une des diodes redresse la composante musicale à partir d'une prise abaisseuse sur le

secondaire du transfo MF. Cette résistance à baisseuse RF, combinée avec CF, arrête la composante MF. Charge en série R10 avec sa capacité accumulative d'impulsion C10. La musique naissant au sommet de R10 est envoyée *via* C12 au potentiomètre R11 et de là sur la grille de la

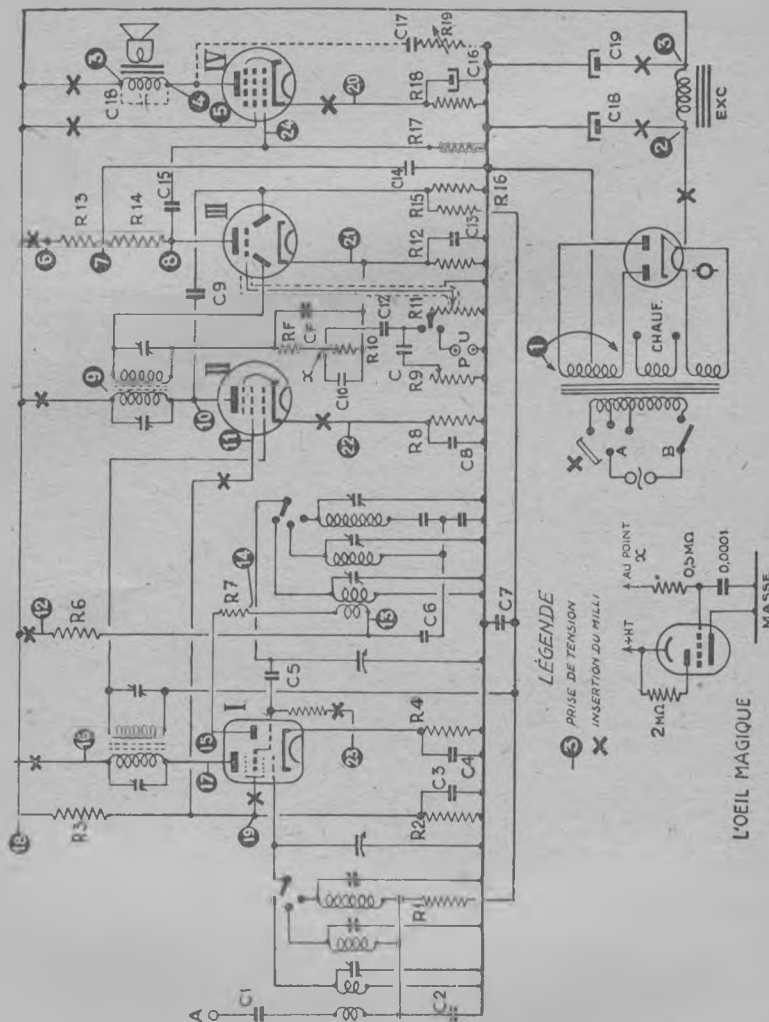


Fig. 4. — Les points d'auscultation.

triode par la connexion blindée. Noter la prise de pick-up en shunt sur le potentiomètre, et le « tone-control » R9-C11 (qui ne contrôle guère que les aiguës). La composante continue d'antifading est obtenue sur l'autre diode à partir du primaire du transfo MF *via* C9. Charge de la diode en shunt constituée par R16, R15 et R1, donc à deux prises de

tension étagées, la plus forte agissant sur la convertisseuse (et éventuellement l'œil), la plus faible sur la MF.

La triode est chargée par R14, que complète le découplage R13 + C14. Montage normal de la pentode de sortie et alimentation classique à filtrage sur le plus. En pointillé : une variante courante de réglage de la puissance. C'est en somme un poste très courant.

Résistances.	Ohms.
1. Charge antifading L1.....	500.000
2. Partie pont écran L1.....	15.000
3. — — L1.....	20.000
4. Polarisation L1.....	200
5. Fuite grille oscillatrice.....	50.000
6. Chutrice anode oscillatrice.....	50.000
7. Amortissement anode oscillatrice.....	100
8. Polarisation L2.....	500
9. Contrôle tonalité.....	500.000
10. Charge diode détectrice.....	500.000
RF. Filtre de MF.....	50.000
11. Contrôle de puissance.....	500.000
12. Polarisation L3.....	1.500
13. Découplage anode L3.....	100.000
14. Charge anode L3.....	250.000
15. Charge diode antifading.....	500.000
16. Découplage antifading.....	500.000
17. Fuite grille L4.....	250.000
18. Polarisation L4.....	400

Capacités.	μ F.
1. Couplage d'antenne.....	0,0005
2. Découplage antifading.....	0,005
3. Découplage écran L1.....	0,1
4. Shunt polarisation.....	0,1
5. Couplage de grille oscillatrice.....	0,00005
6. Alimentation oscillatrice.....	0,005
7. Découplage antifading L2.....	0,1
8. Shunt polarisation L2.....	0,1
9. Couplage antifading.....	0,00005
10. Couplage de détection.....	0,005
CF. Filtre de MF.....	0,0015
11. Contrôle tonalité.....	0,003
12. Couplage BF.....	0,02
13. Shunt polarisation L3.....	25
14. Découplage anode L3.....	2
15. Couplage grille L4.....	0,02
16. Shunt polarisation L4.....	25
17. Shunt anode L4.....	0,001
18. Premier chimique filtrage.....	16
19. Second chimique filtrage.....	8

Ces valeurs ne sont évidemment données qu'à titre d'exemple, elles varient d'un poste à l'autre, suivant les lampes utilisées, mais on peut les considérer comme de bonnes moyennes.

(1) Voir aussi les tables de condensateurs et de résistances, p. 431 et 432 du *Memento* t. II.

En passant, disons qu'il est souvent avantageux, lorsqu'on se trouve devant un poste inconnu et compliqué, de passer un quart d'heure à relever le schéma de la partie douteuse et d'y noter les valeurs trouvées et les mesures faites. C'est souvent la meilleure manière de gagner du temps, sans compter qu'on est tout aise de retrouver ce schéma lorsqu'un poste semblable vient plus tard se faire dépanner.

Mesures et vérification.

Les mesures statiques sont de quatre sortes :

— Continuité ou coupure, qui se font à la sonnette ou, mieux, à l'ohmmètre ;

— Mesures de tension, qui se prennent en général entre un point de repère donné et la masse : c'est ce qu'on appelle mesurer la tension « en ce point » ;

— Mesures d'intensité, qui exigent de couper (ou dessouder) en un point un conducteur pour y insérer dans le bon sens un milliampère-mètre. Toutefois, cette coupure peut souvent être évitée par l'emploi d'un analyseur, ou plus simplement d'intercepts qui se placent entre le support des lampes et leur culot, et permettent d'insérer le milli dans les connexions interrompues de la cathode, de l'écran ou de l'anode. On

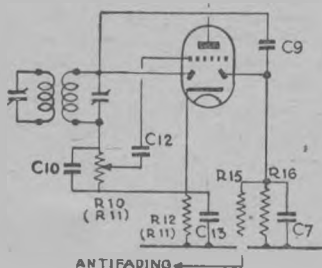


Fig. 5.

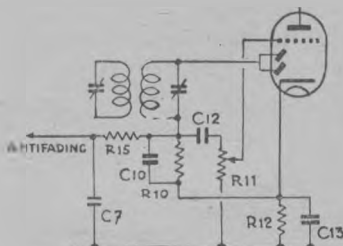


Fig. 6.

Variantes de détection et antifading par double diode, triode ou pentode. (Les indices des pièces correspondent à ceux de la figure 4.)

peut du reste les bricoler soi-même avec un support de lampe monté sur un culot de la lampe qui lui correspond, les broches étant réunies aux douilles. Il en faut évidemment un par type de brochage ;

— Mesures de résistances, qui se font à l'ohmmètre.

Les mesures de tension et d'intensité se font poste allumé, avec l'antenne à la terre, tandis que les mesures de résistances se font toujours *poste débranché*. Se souvenir que l'insertion d'un milli ne trouble pas les réglages, tandis qu'au contraire l'imposition d'un voltmètre, surtout s'il est de faible qualité et de faible résistance, peut fausser la répartition d'un potentiel, notamment quand l'organe alimenté par ledit potentiel consomme peu (cas d'un écran de lampe HF alimentée par simple résistance abaissée). Tout dépanneur qui se respecte devrait avoir un voltmètre d'au moins 2.000 ohms par volt — un instrument de 300 ohms par volt est le minimum *minimorum* et ne convient déjà plus pour la mesure directe des tensions d'écran (à moins d'appliquer les formules de correction indiquées au tome II du *Memento*).

Ceci posé, la lecture du schéma est assez explicite. On mesure généralement les tensions aux points indiqués par des cercles noirs numérotés et dans l'ordre. On complète par quelques mesures d'intensité aux points

marqués, et par la mesure de quelques résistances critiques. Voici quelques valeurs s'appliquant au schéma de la figure 4 :

En 2.....	350 volts.	En 10.....	235 volts.
3.....	250 —	11.....	70 —
4.....	235 —	15.....	135 —
5.....	250 —	17.....	235 —
8.....	100 —	19.....	70 —

On ne saurait trop recommander la sage habitude de relever les tensions principales et les autres constantes des postes que l'on dépanne : ces fiches, jointes à la collection de schémas de postes commerciaux que tout dépanneur doit posséder et mettre à jour, constituent une mine de renseignements précieux permettant de dépister rapidement et sûrement les pannes actuelles et celles qui se préparent.

*
*
*

Et, maintenant, l'interprétation des résultats est aisée. La grande règle est la suivante : *A une grande tension d'une électrode doit correspondre une grande intensité* si tout est en ordre dans son circuit.

● Beaucoup de volts et peu de millis dans une anode indiquent : une lampe épuisée, un chauffage insuffisant, une polarisation trop forte par résistance de cathode trop élevée, ou, si c'est une pentode, une tension d'écran trop faible.

● Peu de volts et beaucoup de millis font penser à une polarisation trop faible ou à la grille devenue plus ou moins positive par mauvais

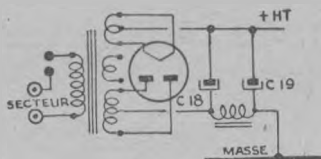


Fig. 7. — Filtrage par le moins.

isolement du condensateur de liaison avec la lampe précédente (fig. 10). Ce condensateur doit être obligatoirement de très bonne qualité, car son court-circuit même partiel, en rendant la grille positive, détermine un courant anodique intense dans la lampe finale, qui est en danger de mort ainsi que la valve. On le vérifie en mettant la grille à la masse : si les mesures redeviennent normales, ce condensateur est à changer.

● Si une tension d'électrode est trop forte, c'est que, parmi les éléments qui créent, utilisent ou découplent ladite tension, il y a :

- a) Court-circuit de la résistance abaisseuse ;
- b) Coupure ou carbonisation de la résistance formant partie inférieure du diviseur de tension ;
- c) Consommation insuffisante de l'électrode par polarisation trop forte ou contact résistant quelque part.

● Une tension trop faible indique l'inverse : abaisseuse brûlée, condensateur de découplage claqué, consommation trop forte ou polarisation trop faible.

● La tension anodique d'une lampe doit toujours être plus faible que la tension filtrée (sauf dans le cas de la détectrice par courbure de caractéristique plaque, où elle lui est sensiblement égale). Sinon, il faut vérifier

s'il n'y a pas un court-circuit dans le circuit anodique ou une coupure de la résistance de cathode.

- Une intensité d'électrode anormale est souvent le signe d'une polarisation incorrecte de la grille de contrôle ou d'une mauvaise tension d'une autre électrode : par exemple, un dérèglement de la tension d'écran change le courant anodique, et réciproquement un circuit plaque coupé entraîne une tension anodique nulle et par suite un courant d'écran anormal. On juge le courant d'écran par différence entre les courants cathodique et anodique.

- Les courants de G1 et G2 de l'octode (ou grille et anode oscillatrice de la triode-hexode) sont une garantie de bonne oscillation : donc l'absence de courant dans la résistance de fuite R5 affirme la non-oscillation. A noter que, lorsqu'on fait des mesures sur la partie HF (convertisseuse comprise), il est sage de toujours manœuvrer le commutateur pour vérifier s'il n'y a pas de coupure ou de désamorçage d'oscillations dans les bobinages ou les contacts d'une bande.

- Si les tensions et les intensités sont généralement faibles, il faut soupçonner une valve malade, ou un condensateur de filtrage en train de rendre l'âme, ou encore une tension de secteur trop faible. Ce n'est qu'après ces vérifications qu'il convient de sonder le transfo et la self de filtrage.

- La préamplificatrice BF demande une mention spéciale. Peu de volts et de millis dans son anode font soupçonner un circuit anodique trop

*La résistance
entre l. valve et
la lampe est
ind. d. f. cathode-
filament*

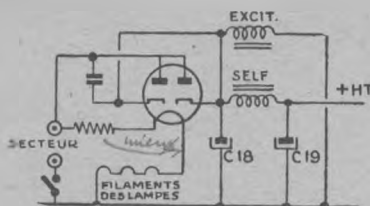


Fig. 8. — Allimentation tous courants.

résistant ou coupé, ou une fuite de la capacité avec la lampe finale, ou une fuite de la capacité de découplage C14.

- Dans les pentodes, la tension d'écran influe beaucoup plus sur le courant anodique que la tension anodique elle-même : d'où la nécessité de mesurer la tension d'écran avec un voltmètre très résistant (5.000 ohms par volt, et encore !) ou mieux de la déduire par la loi d'Ohm d'une lecture d'intensité (voir *Memento*, t. II).

- Il faut toujours faire les mesures, surtout en haute fréquence et moyenne fréquence, avec le poste désaccordé et le bouton de puissance tourné au maximum, afin d'éviter l'intervention de l'antifading qui fausserait les lectures.

- Notons aussi l'importance considérable des mesures de résistances. Non seulement l'ohmmètre indique sûrement et rapidement les mauvais contacts, les coupures de circuits, les courts-circuits entre spires, les isolements défectueux, les prises de masse imparfaites, les fuites dans les condensateurs, les imperfections des contacts glissants et des potentiomètres, les soudures qui lâchent, les circuits trop résistants, etc., mais il permet de mettre rapidement le doigt sur des pannes qui resteraient inaperçues par de simples mesures de tension ou d'intensité. Et, ce qui

ne gête rien, ces mesures se font *poste débranché*, sans danger pour le transfo ou la valve en cas de court-circuit d'alimentation.

Par exemple, une self de filtrage en court-circuit partiel ne sera pas découverte par une mesure de tension, mais une mesure de résistance la dévoilera. Un contact défectueux en haute fréquence, si désastreux en ondes courtes, n'échappera pas à l'ohmmètre. De même, la valeur exacte d'une tension de polarisation s'obtiendra en multipliant les ohms de la résistance de cathode par l'intensité en ampères (et non en millis !) du courant anodique, bien plus rigoureusement que par une mesure avec

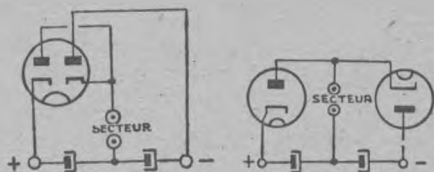


Fig. 9. — Doubleurs de tension, à valve biplaque et deux valves mono.

un voltmètre résistant, surtout quand il s'agit d'une lampe à faible courant plaque (détectrice par courbure de plaque, par exemple).

Quand on fait une mesure de résistance, il faut toujours bien s'assurer qu'une autre résistance n'est pas en parallèle avec elle, parfois en un point éloigné du circuit : donc, bien étudier le câblage et dessouder s'il y a lieu.

Voici quelques valeurs courantes de résistances de bobinages :

CIRCUIT	RÉSISTANCES en ohms.
Bobines d'accord ou oscillatrices	
Grandes ondes.....	5 à 50
Petites ondes.....	1 à 5
Ondes courtes.....	0,02 à 0,5
Transformateurs MF	5 à 100
Transformateurs BF :	
Primaire.....	500 à 2.000
Secondaire	2.000 à 20.000
Push-pull secondaire	4.000 à 40.000
Transformateurs de sortie :	
Primaire.....	200 à 500
Secondaire	0,05 à 20
Transformateurs d'alimentation :	
Primaire.....	20 à 150
Secondaire HT	100 à 500
Bobines de choc HF	200 à 1.000
— O. C.	20 à 80
Self de filtrage	200 à 1.000
Excitation haut-parleur :	
En série	1.000 à 2.500
En parallèle	2.500 à 8.000

● On pourra compléter par la vérification des capacités de liaison haute fréquence et basse fréquence et celles de découplage, mais neuf fois sur

dix avec 7 ou 8 mesures de tension et d'intensité, la panne est étroitement circonscrite. D'ailleurs, l'examen et l'interprétation du câblage durent plus longtemps que les mesures elles-mêmes.

Les mesures systématiques.

Petit à petit, nous avons quitté la voie du gros bon sens qui vous décortique les trois quarts des pannes en deux coups de cuiller à pot pour empiéter dans le domaine aride des mesures. C'est qu'il existe malheureusement pas mal de pannes sournoises et réfractaires qui ne se laissent pas terrasser par la seule force de l'intuition et du syllogisme. Avec celles-là, pas de pitié : il faut se résoudre à ratisser tout le poste depuis la queue jusqu'à la tête en mesurant tout pour ne rien omettre. C'est la méthode de choix quand on a affaire à un de ces postes qui ont été dépannés au petit bonheur, et qu'on soupçonne plusieurs pannes accumulées par des interventions maladroites. Dans des cas semblables, il est bien évident que le raisonnement pur ou quelques mesures orientées ne suffiront pas : alors, sans perdre de temps, nous le soumettrons à la question de *a* à *z*.

Voici, en gros, la marche à suivre, *mutatis mutandis*.

1. Mesurer la tension du secteur à l'arrivée, avant distributeur, le matin et le soir. Modifier en conséquence la position du fusible.
Trop faible : transfo chauffe réception faible, tensions du poste incorrectes.
Trop forte : ronflement, danger.
2. Mesurer la résistance du primaire du transfo d'alimentation. Normalement : 20 à 50 ohms.
Trop faible : spires en court-circuit.
Trop forte : coupure qui se prépare.
3. Mesurer la résistance entre primaire et masse. *Idem* pour secondaires.
Si pas infini, court-circuit interne, souvent avec écran électrostatique.
4. Enlever toutes les lampes, même d'éclairage de cadran, et mesurer le courant primaire (courant à vide) avec le milli branché à la place du fusible.
Normalement : 80 à 100 millis.
Si plus de 150 millis : mauvais isolement interne. Mauvais transfo, trop peu de fer, de mauvaise qualité.
5. Mesurer la tension alternative depuis le milieu du secondaire jusqu'à chaque anode, valve enlevée.
Les lectures doivent être très semblables, sinon court-circuit dans une section, ou court-circuit extérieur.
6. Mesurer la tension de chauffage aux pieds de la valve chaude.
Si trop faible, court-circuit ou mauvais contact.
7. Mesurer la haute tension depuis cathode de valve (ou centre filament) et la masse, en percutant la valve avec une gomme à effacer emmanchée d'un bowden de vélo.
Si variations de tension, court-circuit intermittent entre anode et cathode : changer la valve qui met le transfo en danger et peut produire un bruit de friture.
La tension doit être environ celle de l'essai 5. Si trop faible : valve pompée, condensateur de filtrage malade.

8. Mesurer la haute tension redressée avant filtrage (env. 350 v.) et après filtrage (env. 250 v.)
- Si trop grande différence, le second condensateur de filtrage est en court-circuit pendant que la tension après filtrage est nulle ou trop basse. Si cette tension est trop élevée, court-circuit spires de filtrage.
- Si cette tension est trop faible :
- Deuxième condensateur de filtrage claqué.
 - Court-circuit entre spires et masse de la self de filtrage.
 - Lampe finale débite trop (polarisation défectueuse).
 - C17 claqué.
9. Mesurer la résistance des condensateurs de filtrage :
- pour 8 MF : env. 30.000 ohms ;
 - pour 16 MF : env. 15.000 ohms.
- Nulle ou presque : claquage.
- Trop faible : court-circuit se prépare.
- Trop forte : à sec, capacité insuffisante, faible tension redressée, ronflement. Changer ou doubler avec un autre.
10. Mesurer la tension de l'anode de la lampe de sortie et de son écran, aux broches mêmes.
- Nulle à la plaque : transfo de sortie coupé (l'écran rougit), ou C17 en court-circuit.
- Égale à la tension filtrée : primaire du transfo de sortie en court-circuit, C18 claqué, R18 coupée.
- Trop faible : polarisation fausse, C16 claqué, mesurer courant anodique.
11. Mesurer les tensions de polarisation (tensions cathodiques) en 20, 21, 22, 23, etc.
- Doivent correspondre aux indications du catalogue de lampes.
- Trop faibles : résistance polarisation insuffisante, condensateur polarisation qui fuit ou en court-circuit.
- Trop fortes : résistance polarisation coupée ou trop forte. Le condensateur de polarisation est menacé si c'est un chimique. Vérifier.
12. Vérifier si le secondaire du transfo de sortie et la bobine mobile sont en bon état (en cas de silence en pick-up).
- On doit entendre un claquement quand on touche la grille de la lampe de sortie avec un tournevis pris à pleine main. Sinon, coupure.
13. Mesurer la haute tension à l'anode même de la préamplificatrice (en 8).
- Si égale à la haute tension filtrée : R12 coupé.
- Si c'est une double diode-pentode, vérifier le circuit d'écran avec son diviseur de

tension et sa capacité de découplage.

Tension nulle : coupure R13 ou R14. Condensateur C14 en court-circuit.

14. Vérifier le circuit de grille de la préamplificatrice, en mesurant à l'ohmmètre la résistance de charge (souvent constituée par un potentiomètre), la capacité accumulatrice C16, le tone-control R9-C11, et surtout la capacité de liaison et la connexion blindée.
15. Mesurer les tensions anodique et d'écran des autres lampes.

Trop faibles : mauvais contact, résistance abaisseuse trop forte, fuite dans ajustables des primaires de transfos MF, partie inférieure du diviseur de tension en court-circuit.
Trop fortes : court-circuit dans bobinages ou leurs ajustables, résistance en court-circuit, coupure de partie inférieure du diviseur.
16. Mesurer la tension de chauffage aux broches des lampes.

Trop faible : câbles trop minces.
Doublé par seconde torsade.
17. Vérifier à l'ohmmètre les condensateurs de liaison de plaque à grille de la lampe suivante (Ex. : C15).

La moindre fuite déséquilibre la lampe suivante.
Coupée : son criard, sans basses.
18. Vérifier la résistance des bobinages des transfos MF. (Normalement : 10 à 35 ohms.)

Infinie : coupure.
Nulle : ajustables en court-circuit. Connexions blindées à la masse par blindage.
19. Injecter de la moyenne fréquence modulée dans la grille de la lampe MF avec un indicateur de résonance (par exemple, voltmètre résistant aux bornes de la résistance de polarisation d'une lampe contrôlée par antifading) ou, mieux, un outputmètre de sortie. Régler atténuateur d'hétérodyne très bas pour éviter que l'antifading ne fausse les lectures.

En tournant légèrement à droite et à gauche les trimmers de moyenne fréquence, au secondaire puis au primaire, on doit avoir une pointe nette de résonance sur l'accord, sinon :
— Alignement à refaire.
— Fil divisé en partie coupé aux cosses.
— Isolement défectueux.
20. Vérifier l'antifading. Mettre voltmètre à haute résistance en parallèle sur résistance de charge (R16) et augmenter le débit de l'hétérodyne : la tension doit monter à un certain moment.

Sinon, vérifier résistance et condensateur d'antifading à l'ohmmètre.
Si tension trop forte, paralysie des lampes contrôlées, sensibilité nulle.

21. Répéter sur le premier transfo MF l'essai n° 19. Mêmes conclusions.
22. Vérifier à l'ohmmètre l'isolement des condensateurs variables du bloc d'accord en tournant le bouton sur toute la course. Si l'aiguille bouge, limailles, poussières, contacts entre lames.
23. Injecter du 1.500 kilocycles dans l'antenne, avec l'atténuateur réglé bas. Mettre combinateur sur P. O., vérifier si trimmers accord et oscillatrice sont bien réglés, en accordant le poste et en balançant légèrement les trimmers de droite et de gauche. L'indicateur de résonance doit marquer un maximum net. Sinon, réaligner.
- S'il est impossible de recevoir le signal, injecter directement à la grille de contrôle de l'oscillatrice réunie à la masse par 100.000 ohms. Signal reçu : vérifier circuit d'accord (court-circuit trimmer, coupure bobinage, combinateur sale).
24. Si l'essai 23 est négatif (pas de réponse), vérifier l'oscillatrice :
 a) Mesurer la tension continue entre anode oscillatrice et châssis, en court-circuitant la bobine de grille oscillatrice. Si la tension ne monte pas quand on est sur l'accord, changer la lampe.
 b) Mesurer le courant de grille oscillatrice en intercalant un milliampèremètre sensible entre la cathode et la résistance de grille oscillatrice R5. Normalement : 0,3 milli ou davantage. Si le milli indique moins, l'oscillatrice est à changer. Vérifier cependant si l'arrêt d'oscillation n'est pas dû à une résistance ou une capacité parasites. Profiter du montage pour vérifier l'oscillation sur toutes les gammes (fig. 11).
25. Terminer s'il y a lieu par l'étage HF ou le présélecteur, suivant les indications données au chapitre *L'Alignement des récepteurs*.

Bien que la méthode ci-dessus s'applique à un poste courant alimenté par courant alternatif seul, il n'est pas bien difficile de l'adapter aux postes tous courants et aux postes hors série.

Les postes tous courants, en effet, ne se distinguent guère des postes normaux que par trois particularités :

a) Tous les filaments sont en série avec une résistance ballast contenue soit dans un tube séparé, soit dans le cordon d'alimentation chauffant. Ce dernier demande parfois une vérification : additionnons les volts de chauffage de toutes les lampes. (Ex. : CK 1, CF 3, CBC 1, CL 2 et CY 2 = 13 + 13 + 13 + 24 + 30 = 93 volts). La résistance ballast devra donc perdre $110 - 93 = 17$ volts sous 0,2 ampère, sa résistance sera $17 : 0,2 = 85$ ohms et sa dissipation sera 3,4 watts.

b) L'excitation du haut-parleur se fait souvent en parallèle (fig. 8).
 c) Les tensions en HT seront évidemment plus basses, même quand la valve est montée en doubleuse (fig. 9).

Quant aux postes hors série, à boutons, à moteur, à syntoniseur, à sortie en push, à astuces diverses, sans compter les récepteurs très ordinaires que leurs constructeurs ont compliqués à plaisir en tassant et superposant tout..., quand on ne les connaît pas très bien, il faut d'abord

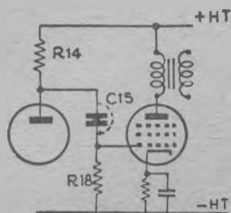


Fig. 10. — Si C15 fuit, R14 et R18 forment diviseur de tension : la grille devient positive.

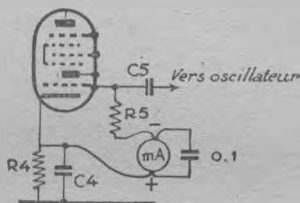


Fig. 11. — Vérification de l'oscillation d'une octode. Le milli ne doit pas être inséré entre la grille et R5.

s'armer de patience et relever le schéma des coins difficiles avant de leur déplacer les entrailles...

Est-ce à dire qu'après le criblage ci-dessus le poste marchera comme un petit ange ? Peut-être. Mais, comme disait l'ami Seignette, la radio n'est simple que pour les génies et les imbéciles. Il existe de ces pannes ténébreuses et agaçantes qui résistent longtemps aux interrogatoires les mieux conduits. Témoin la « panne intermittente », dont il sera question plus loin.

LA CHASSE AUX RONFLEMENTS

*« Ils ont des oreilles,
ils n'entendent point. »*
LA SAINTE BIBLE.

De toutes les incongruités que peut se permettre un poste mal élevé, la plus odieuse est peut-être le ronflement. Allez donc goûter les finesses de la musique avec un poste qui ronfle comme un goret ! Alors, on pousse la puissance pour submerger l'énervant gêneur, et c'est ainsi que le solo de violon devient un récital d'orgue de Barbarie.

Le ronflement est une maladie qui peut affecter les meilleurs postes, comme nous l'allons voir, mais le plus souvent c'est un défaut congénital : cela ronfle parce que c'est construit pour ronfler, le constructeur ayant adopté des solutions bon marché ou s'étant révélé incapable de faire un poste qui ne ronfle pas.

Le bacille de la maladie est évidemment l'ondulation du courant du secteur, qui atteint le haut-parleur par un chemin plus ou moins tortueux. Un poste à batteries fonctionnant dans une localité non électrifiée ne ronflera jamais. Par conséquent, la chasse au ronflement se résume à rechercher les points d'injection de la fréquence indésirable, ce qui semble être une lapalissade, mais ne l'est pas tant que cela : n'avons-nous pas vu des dépanneurs qui s'obstinaient à rechercher d'in vraisemblables battements d'interférence ou des résonances mécaniques dans le haut-parleur ou l'ébénisterie, là où il n'y avait qu'un ronflement de modulation ?

Les causes de ronflement se divisent en quatre classes :

- Filtrage insuffisant ;
 - Déséquilibre électrique ;
 - Couplage inductif ;
 - Ronflement de modulation ;
- que nous allons examiner sommairement.

Le filtrage insuffisant. — C'est la cause la plus fréquente du ronflement continu dans les postes courants. Le premier condensateur de filtrage, trop faible, laisse subsister environ 10 p. 100 de tension alternative, parfois plus, qui sont appliqués à l'enroulement d'excitation du haut-parleur servant de self. Si ce haut-parleur n'a pas de bague anti-ronfleur ou de bobine de compensation, comme c'est généralement le cas, on entendra le ronflement. Et, si le deuxième condensateur n'absorbe pas toute l'ondulation qui a traversé la self, le poste sera alimenté en courant ondulé.

Le remède consiste évidemment à améliorer le filtrage. On commence d'abord par vérifier, puis par augmenter les capacités de filtrage, surtout la première. Mais le remède de choix consiste à ajouter une cellule complète de filtrage formée d'une self de 8 henrys et d'un chimique de

8 microfarads *avant* le filtrage actuel du poste (fig. 1, traits épais). Il faut naturellement que la self soit assez peu résistante pour ne pas faire tomber la tension redressée. Si l'on ne dispose que d'une self trop

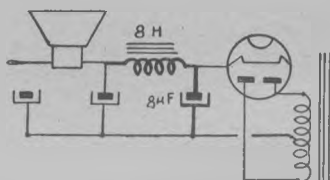


Fig. 1. — Cellule de filtrage supplémentaire.

résistante, on pourra essayer de l'utiliser, comme le montre la figure 2, en disposant la cellule juste avant la lampe finale, ce qui filtre le courant destiné aux autres lampes.

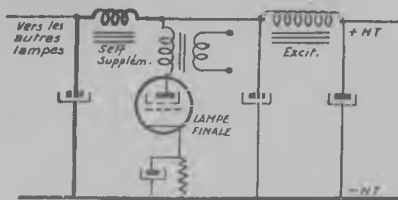


Fig. 2. — Cellule de filtrage additionnelle avant la lampe finale (traits gras).

Le déséquilibre électrique. — Cette cause peut prendre de multiples aspects. Par exemple, la lampe finale mal polarisée consomme énormément de courant, et le poste ronfle. Ou bien le point milieu de l'enroulement secondaire haute tension n'est pas au milieu, si bien que les lampes sont alimentées par du courant ondulé. Ou encore la valve travaille en monoplaque, parce qu'il y a résistance ou coupure dans le circuit d'une de ses plaques. Nous en reparlerons.

Le couplage inductif. — Le transfo d'alimentation, surtout s'il n'est pas blindé, arrose littéralement son voisinage de ronflement et peut induire l'indésirable fréquence dans le transfo de sortie ou tout autre bobinage. De même, une connexion de chauffage voisine du circuit de grille de la première basse fréquence induit le ronflement du secteur dans celle-ci. Il n'est pas jusqu'au flux électronique des lampes qui ne puisse être secoué en cadence par le champ baladeur du transfo, du haut-parleur excité ou de la self de filtrage ! Et le châssis lui-même, qu'on décrète par définition « au potentiel zéro », subit, comme tout conducteur placé dans un champ magnétique alternatif, les lois de l'induction et devient le siège de courants induits tourbillonnaires ou courants de Foucault : ce qui signifie qu'entre deux points même assez voisins du châssis il peut exister une différence de potentiel ronflée assez faible, mais suffisante pour se faire sentir si l'espace compris entre ces deux points fait partie du circuit d'une grille sensible.

Citons encore le voisinage de l'interrupteur général avec le potentiomètre qui se trouve justement dans le circuit grille de la préamplificatrice, le blindage défectueux de ce circuit grille, le moteur du phono

mal blindé ou mal mis à la terre, etc. Le ronflement d'induction est l'un des plus difficiles à faire disparaître entièrement, à cause justement des nombreux points d'injection possibles. Comme l'induction à faible couplage se fait d'autant mieux que la fréquence est plus élevée, ce sont surtout les harmoniques véhiculés par le secteur qui « bénéficient » du couplage, ce qui fait que le ronflement inductif se reconnaît souvent à la note relativement élevée.

Le ronflement de modulation. — Ce ronflement est assez curieux : on ne l'entend guère que lorsque le poste est accordé sur certaines stations puissantes, si bien qu'on attribue souvent ce défaut au poste émetteur lui-même. Il est dû, le plus souvent, à la présence, dans le courant du secteur, de haute fréquence provenant justement d'une puissante station locale, cette fréquence étant modulée par le 50 périodes du secteur. Il suffit alors d'un très faible couplage entre le secteur et les circuits haute fréquence du poste pour amplifier, puis détecter le ronflement.

Le même phénomène se produit aussi quand la fréquence du secteur peut entrer dans une lampe à pente variable commandée par l'antifading. Quand on écoute une station puissante, l'antifading fait travailler la lampe dans une zone de forte courbure, et la fréquence du secteur présente ne se superpose pas simplement à l'onde porteuse, mais elle la module exactement comme le ferait la musique du studio (1) et devient inséparable de celle-ci : c'est le phénomène appelé « transmodulation ».

Ici encore, les points d'injection sont nombreux : antenne dans le champ des fils du secteur, chemin commun pour le courant du secteur et les courants haute fréquence dans les postes sans prise de terre comme les tous courants, mauvais câblage de la haute fréquence, trop proche du secteur dans le poste, transfo d'alimentation sans écran électrostatique, blindages insuffisants, etc.

Après cette courte revue des causes, passons aux remèdes.

D'ABORD LES CHOSES SIMPLES

La première chose à faire est d'essayer l'appareil sur une station éloignée pour voir s'il ne s'agit pas du ronflement de modulation, que nous étudierons plus loin. Mais le poste ronfle toujours, même désaccordé. Localisons rapidement :

1. Court-circuitons la prise de pick-up et mettons le commutateur sur la position PHONO. Si le ronflement cesse, la partie basse fréquence est absoute. S'il ronfle encore, le mal est dans la basse fréquence *et peut être ailleurs aussi*.

2. Mettons la grille de la lampe finale à la masse. Si le poste ronfle, il faut voir l'alimentation, la lampe finale, le haut-parleur, les découplages. Sinon, le ronflement se trouve avant la lampe finale.

Les causes les plus probables — à vérifier les premières — sont :

● Un condensateur de filtrage douteux ou insuffisant (2). S'il est bien isolé, le plus simple est de doubler l'un, puis l'autre, avec 4 ou 8 MF, pour voir ce qui se passe.

(1) Voir *Memento Tungstram*, t. II, p. 31.

(2) Pour comparer rapidement un condensateur inconnu C_x avec une capacité connue C , on peut procéder comme suit (fig. 3). Les deux condensateurs sont montés en série sur un secondaire HT et on mesure successivement avec un voltmètre alternatif la tension V aux bornes de C , la tension V_x aux bornes de C_x . Dès lors :

$$C_x = C \times \frac{V}{V_x}, \text{ approximativement.}$$

- Un court-circuit entre spires de la self de filtrage ou du transfo d'alimentation.
- Une lampe dont le filament touche la cathode, à chaud.

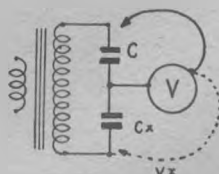


Fig. 3. — Comparaison de deux condensateurs.

- La masse du transfo mal mise à la terre par une connexion douteuse.
- Le desserrage des tôles.
- Dans un vieux poste, le déplacement du curseur qui détermine le point milieu du chauffage.
- La valve qui fonctionne en monoplaque, par mauvaise connexion à un demi-secondaire haute tension.
- Une connexion blindée qui touche son blindage, ou dont tous les brins du blindage ne sont pas réunis à la masse.
- Une tension trop élevée au primaire du transfo d'alimentation.

Ceci vu, si le ronflement persiste, ou encore si le poste a toujours ronflé, il faudra bien se résoudre à la recherche systématique que nous allons décrire. Comme pour le dépannage, on commence par le haut-parleur et on finit par l'antenne.

LE HAUT-PARLEUR

Vérification. — Déconnectons la plaque de la lampe finale et réunissons-la directement à + HT. A sa place, mettons en shunt sur le primaire du transfo de sortie une R égale à la résistance interne ρ de la lampe. Le montage A est devenu B (fig. 4).

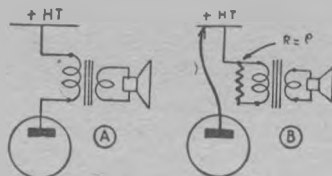


Fig. 4. — Essai de ronflement du haut-parleur.

Si le ronflement cesse, il faut chercher la cause plus haut. S'il persiste :

- Améliorer le filtrage avant le haut-parleur, car la cause la plus probable est un courant d'excitation très ondulé.
- Remplacer la valve gazeuze ou malade.
- Inverser les connexions d'excitation aux bornes du haut-parleur
- Déplacer le transfo de sortie ou l'orienter autrement, car il peut « recevoir » le ronflement émis par le champ du transfo d'alimentation.
- Resserrer les tôles des transfos ou selfs.

Le *filtrage insuffisant*, avons-nous dit, est la cause la plus probable. Pour vérifier si le haut-parleur est alimenté avec un courant trop ondulé, on peut mesurer la tension aux bornes du premier chimique avec un voltmètre alternatif muni d'une capacité de 2 MF en série, essayée à 1.500 volts. On ne doit pas trouver plus de 10 volts alternatif. Sinon, il faut remplacer ce chimique par une capacité plus forte, ou le doubler. Mais le remède de choix consiste à disposer, entre ce premier chimique et la valve, une cellule de filtrage supplémentaire formée d'une self de 8 henrys environ (à faible résistance pour éviter les fortes chutes de tension) et d'une capacité de 8 MF (fig. 1).

Dans les vieux postes à excitation séparée à bas voltage, on ne peut évidemment mettre une self, dont la résistance serait prohibitive. On se contente de mettre de fortes capacités à bas voltage, de 100 à 200 MF, dans le genre des chimiques qui servent à découpler les résistances des cathodes finales.

Lorsque le filtrage se fait par le négatif (ordinairement reconnaissable aux quatre fils qui aboutissent au haut-parleur et au premier chimique isolé de la masse), la cellule supplémentaire sera ajoutée dans l'autre fil (fig. 5).

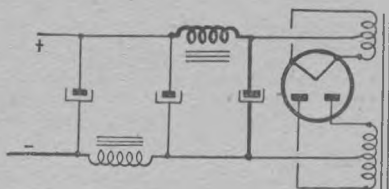


Fig. 5. — Cellule de filtrage additionnelle dans le + d'un filtrage par le négatif.

Si la haute tension déjà faible ne permet pas de mettre une nouvelle self, il reste la ressource de remplacer le haut-parleur par un modèle muni d'une bague antironfleuse, qui absorbe ce qui reste de courant alternatif, ou d'une bobine compensatrice en série avec la bobine mobile, qui lui oppose une tension égale en opposition de phase.

La lampe finale.

Vérifions d'abord si le courant haute tension qui l'alimente est bien filtré. Pour cela, après avoir enlevé la lampe, remplaçons-la par une résistance capable de supporter le courant anodique de la lampe. Cette résistance sera branchée entre la masse et la douille d'anode, sa valeur sera celle de la lampe en courant continu, soit la tension plaque divisée par le courant anodique (fig. 6). Par exemple, pour une 6 F 6, 250 v. : $0,034 \text{ a.} = 7.350 \text{ ohms}$. Nous mettrons 7.000 ohms, dissipation 10 watts. Si le filtrage est suffisant, on ne doit pas entendre de ronflement.

Remettons la lampe et réunissons sa grille à la masse.

Si le ronflement réapparaît, il faut :

— Vérifier le condensateur C_k qui découple la résistance de cathode et au besoin le renforcer.

— Découpler l'écran (fig. 7) par $R = 5.000 \text{ ohms}$ et $C = 4 \text{ à } 8 \text{ MF}$.

La résistance sera avantageusement remplacée par une bobine de choc BF qui peut être le primaire d'un vieux transfo BF, afin de ne pas avoir une forte chute de tension d'écran.

— Vérifier si la polarisation est correcte (C_k qui fuit).

— Vérifier si le filament ne touche pas la cathode et si le circuit de chauffage n'est pas à la masse.

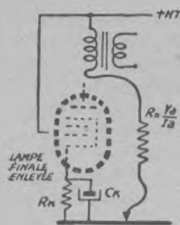


Fig. 6.

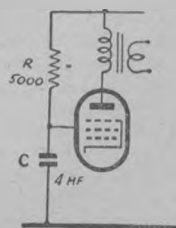


Fig. 7. — Découplage de l'écran.

— Si la lampe est à chauffage direct, il arrive que le point milieu de l'enroulement de chauffage ne soit pas exactement au milieu. Comme la résistance de polarisation et sa capacité de découplage se trouvent souvent entre ce point et la masse, la différence de tension alternative se trouvera appliquée à la grille et amplifiée, d'où ronflement. Pour y remédier, le mieux est de disposer un petit potentiomètre antironfleur entre les deux fils de chauffage, et de mettre la résistance et le condensateur de polarisation entre le curseur et la masse (fig. 8), puis de régler le potentiomètre au point de ronflement minimum. Remarquons que la résistance de polarisation est augmentée de la moitié de celle du potentiomètre.

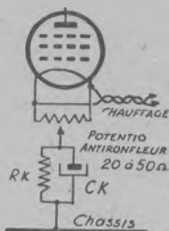


Fig. 8. — Point milieu du filament de la finale sur potentiomètre.

Le silence obtenu, nous enlevons la connexion volante qui réunissait la grille finale à la masse, et nous vérifions si le poste ronfle toujours.

LA LAMPE PRÉAMPLIFICATRICE

Elle est ordinairement couplée avec la finale par résistance-capacité.

- Enlevons-la et déconnectons la capacité de liaison C_x (fig. 9).

Le ronflement a cessé :

- Le filtrage HT est insuffisant pour la lampe enlevée.
- Ses découplages sont insuffisants (vérifier C_R et C_D (fig. 9) et augmenter leur valeur au besoin, ainsi que celle de R_d).

On peut augmenter le filtrage, comme l'indique la figure 2, en disposant une cellule avant la lampe finale.

Le ronflement persiste :

— Le circuit de grille de la lampe finale, placé dans le champ alternatif, est le siège d'un courant ronflé induit. Raccourcir les connexions si possible, les blinder, ainsi que la lampe si c'est nécessaire.

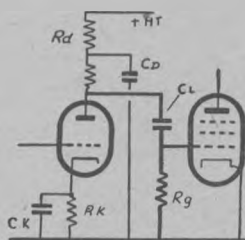


Fig. 9. — Ronflement par liaison à résistance-capacité. A blinder : trait épais.

- Vérifier si la connexion blindée ne touche pas son blindage.
- Réduire la résistance de fuite de grille et augmenter la capacité C_L .

● Dans certains postes, la liaison est faite par transformateur. Enlevons la préamplificatrice et mettons, en shunt sur le primaire (fig. 10), une résistance égale à celle de la lampe enlevée (on la calcule en divisant la tension anodique par le courant anodique). Si le ronflement persiste,

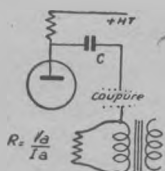


Fig. 10.

même quand on court-circuite le secondaire avec un tournevis, c'est que le transfo capte le ronflement du secteur, le plus souvent par magnétisme. Il faut dévisser le transfo, le raccorder avec des fils souples et l'orienter ou le déplacer jusqu'au minimum de ronflement. Ceci obtenu, nous enlevons la résistance qui shunte le primaire et nous faisons des connexions aussi courtes que possible.

● Remettons la préamplificatrice sur son support et réunissons sa grille à la masse. Si le ronflement reparait :

- Le découplage de cathode est insuffisant, il faut vérifier le C_K de découplage et au besoin le doubler.
- Le découplage d'anode est insuffisant.
- Si le ronflement varie, la lampe est à changer.

Le silence obtenu, enlevons le court-circuit entre grille et masse et mettons le poste en position de pick-up. Si le ronflement reparait, il est évident qu'il est injecté dans le circuit de grille par une induction quelconque :

— Le retour de la grille à la masse est trop éloigné du retour de cathode à la masse, les deux doivent se faire au même point : ceci est très important.

- Les blindages des connexions sont défectueux ou mal mis à la masse.
- L'interrupteur induit le ronflement dans le potentiomètre monté dans le même boîtier, il faut remplacer la pièce.
- Le circuit grille longe le circuit de chauffage.
- S'il s'agit d'un phono-radio combiné, le moteur doit être mis à la masse, ainsi que le bras du pick-up, par des connexions directes et vérifiées à l'ohmmètre. Peut-être faudra-t-il blinder le moteur.

HAUTE FRÉQUENCE ET MOYENNE FRÉQUENCE

Notre poste ne ronfle plus en pick-up, mais il ronfle toujours en radio. Deux cas peuvent se présenter :

● Le ronflement ne varie pas avec l'accord.

Il s'agit, ici encore, d'un couplage, ce qui nous conduit à vérifier les découplages (capacités coupées ou trop faibles) et les blindages (insuffisants ou mal réunis à la masse).

● Le ronflement varie avec l'accord.

Il n'apparaît qu'avec une puissante émission rapprochée.

Nous avons vu qu'il s'agit du ronflement de modulation.

Le mal peut entrer par l'antenne, qui se trouve dans le champ du secteur, ou par le secteur, qui se trouve dans le champ d'une émission puissante. Donc :

— Il faut éloigner l'antenne et sa descente des câbles du secteur et utiliser une descente blindée ou compensée.

— Nous pouvons aussi remplacer la lampe d'entrée, haute fréquence ou convertisseuse, par une plus moderne, qui n'est pas aussi sujette à la transmodulation.

— Si l'appareil n'est pas protégé du côté du secteur par un écran électrostatique entre primaire et secondaire du transfo d'alimentation, nous disposerons un filtre antironfleur formé de deux capacités en série à l'entrée du transfo, avec point milieu à la masse (fig. 11).

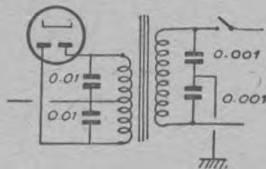


Fig. 11. — Ronflement de modulation au transfo d'alimentation.

— De même, deux capacités à haut isolement entre les extrémités du secondaire haute tension et le point milieu aideront à vaincre les restes de ronflement (fig. 11).

— Enfin, le poste lui-même sera, autant que possible, éloigné des fils électriques de l'installation.

Nous n'empêcherons cependant pas un poste sensible et puissant de révéler sa présence pendant les silences par un chuintement plus ou moins ronflé... C'est l'inévitable effet « Schottky », ou émission irrégulière d'électrons par la cathode chaude, un peu comme l'eau bouillante émet la vapeur par bulles, aggravé encore par l'effet « Johnson », ou agitation thermique des électrons dans le circuit de grille des amplificatrices,

LE BRUIT DE FOND

Quand un récepteur sensible est accordé entre deux stations émettrices et qu'on enlève l'antenne et la terre, on ne devrait rien entendre du tout. Or chacun sait que le haut-parleur émet un chuintement qui peut devenir intolérable pour peu qu'on pousse le contrôle de volume : c'est le « souffle » ou « bruit de fond », positivement inacceptable avec un récepteur sensible au dixième de microvolt.

On l'a longtemps attribué au changement de fréquence, parce que justement les supers, étant plus sensibles à l'époque que les postes à amplification directe, lui payaient un tribut plus lourd. Sans doute, le changement de fréquence n'est pas toujours absolument innocent à l'égard du bruit de fond, mais on sait aujourd'hui qu'il faut surtout l'attribuer à deux phénomènes bien définis : l'effet Johnson et l'effet Schottky.

L'effet Johnson ou agitation thermique.

On sait que dans tout conducteur il y a des électrons libres qui sautent d'un atome à l'autre à une vitesse énorme (près de 1.000 kilomètres par seconde), même en l'absence de courant. Du reste, le courant ne fait que déplacer l'ensemble de ces électrons à raison de quelques centimètres par seconde, ce qui ne laisse pas d'être assez curieux. Le grouillement des électrons dans le corps conducteur se fait dans le plus parfait désordre, dans tous les sens, et il s'accroît avec la chaleur.

Considérons une tranche très mince du conducteur. Elle sera traversée par des électrons dans un sens et des électrons dans l'autre. En un vingt-millième de seconde, il passera par exemple 100 électrons allant de gauche à droite et 113 électrons allant de droite à gauche : cet excédent de 13 électrons constitue, nous le savons, un courant électrique, qui ira par conséquent de droite à gauche dans le conducteur. Mais, au vingt-millième de seconde suivant, il est fort probable que nous n'aurons plus affaire au même excédent de 13 électrons dans le même sens : ce seront peut-être 98 électrons excédentaires en sens inverse, ou n'importe quoi, et le courant passant dans le conducteur ne sera plus le même du tout. Du fait de cette agitation thermique, il naît dans le conducteur un courant variable qui n'obéit à aucune loi, faible mais terriblement complexe, dans lequel on retrouve toutes les fréquences possibles. C'est ce qu'on appelle un *spectre continu de fréquences d'amplitude constante*, comparable au spectre lumineux continu émis par un corps incandescent.

Mais voyons ce qui se passe dans le circuit oscillant qui se trouve dans la grille de la première lampe amplificatrice. Ce spectre de fréquences engendré par l'agitation thermique circulera dans le circuit en même temps que le signal reçu de l'antenne, et il excitera la résonance du circuit en produisant des oscillations pour toutes les fréquences qui se trouvent dans la bande passante du circuit. Par conséquent, cette bande du spectre va se trouver renforcée par la lampe, et le haut-parleur fera entendre un mélange de fréquences sonores qui dépendra de la sélectivité de l'appareil et de sa fidélité ; c'est le « souffle » qui se superpose à l'audition des émetteurs et des parasites atmosphériques ou industriels.

On démontre que l'intensité du souffle dû à l'agitation thermique est proportionnelle :

- 1° A la température absolue T du circuit composant l'impédance Z qui se trouve entre grille et cathode de la première lampe amplificatrice ;
- 2° A la valeur de cette impédance ;
- 3° A la racine carrée de la largeur de la bande passante déterminée par la sélectivité du récepteur et la fidélité de sa partie basse fréquence.

En somme, l'agitation thermique se comporte comme un petit émetteur qui injecte dans la grille de la lampe une certaine « tension de souffle » dont il est intéressant de connaître la valeur efficace, nous verrons pourquoi tout à l'heure. Sans nous arrêter aux formules et aux mesures qui permettent de calculer cette tension, nous pouvons lire sur le graphique

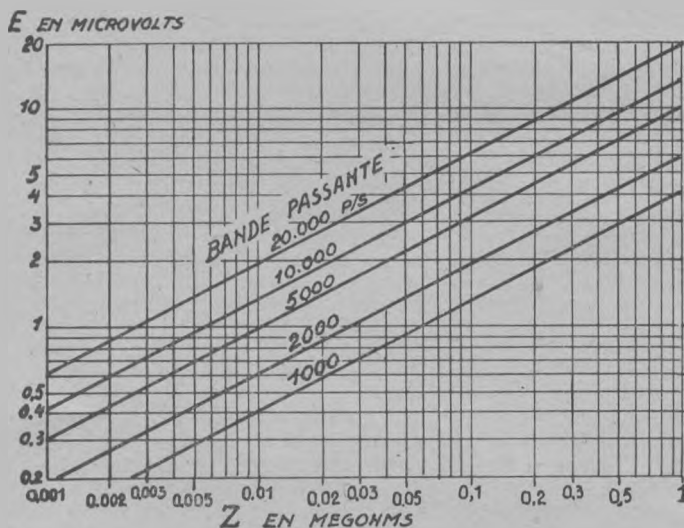


Fig. 1. — Tension de souffle thermique.

de la figure 1 cette valeur efficace en microvolts, pour une température de 20° centigrades.

Comme l'effet Johnson augmente avec l'impédance du circuit de grille accordé et que l'impédance augmente avec la fréquence, la tension de souffle n'est pas constante pour un même circuit. Elle est plus élevée en haut de la gamme qu'en bas. Elle est beaucoup plus faible en ondes courtes qu'en ondes moyennes ou longues, parce que l'impédance du circuit accordé se trouve considérablement réduite par l'amortissement apporté par la charge de l'antenne.

L'effet Schottky.

C'est l'allié du précédent, il concourt au même effet, quoique n'ayant pas la même cause.

Une cathode chaude émet ses électrons un peu comme l'eau bouillante émet ses bulles de vapeur : la quantité d'électrons qui s'échappe en un cent-millième de seconde, par exemple, n'est pas forcément égale

à celle du cent-millième de seconde suivant ou précédent, si bien que le courant qui passe de cathode à grille est légèrement « modulé » par le débit vibré de la cathode. Ce flot irrégulier qui passe dans le circuit accordé ou le transformateur de plaque va s'y comporter exactement comme l'agitation thermique de l'effet Johnson : il y introduit un spectre continu de fréquences, et le bruit de fond résultant sera proportionnel à la largeur de la bande passante et à la fidélité de l'ampli BF. En effet, un amplificateur qui reproduit mal les notes graves et coupe tout ce qui dépasse 3.000 périodes par seconde supprimera des fréquences audibles du bruit de fond et, par conséquent, le réduira. Le bruit de fond est la rançon des récepteurs sensibles et fidèles tout comme le bruit d'aiguille est celle des bons phonographes (nous ne disons pas des bons disques !).

Le souffle Schottky dépend beaucoup de la lampe. Certaines cathodes sont particulièrement crépitantes, la qualité du vide et l'échauffement des électrodes jouent aussi leur rôle. Les pentodes HF y sont particulièrement sujettes, et ce d'autant plus que leur courant d'écran est plus élevé. On a donc cherché à réduire le phénomène en diminuant autant que possible le courant d'écran, ce qui a conduit aux pentodes dites « sans souffle » dont le type est la EF 8 (voir page 12). Comme le souffle Schottky est aussi proportionnel à l'intensité anodique et inversement proportionnel à la racine carrée de la pente, il faudrait réaliser des lampes à forte pente et faible courant plaque, ce qui est contradictoire. Nous avons vu que les multiplicateurs d'électrons (page 20) apportent une bonne solution à ce problème.

Pour exprimer en chiffres l'effet Schottky, il est intéressant de considérer la tension efficace de souffle qui, appliquée à la grille, produirait le même effet. Cette tension de souffle par effet Schottky ne dépend que de la lampe, elle est indépendante de la fréquence. Elle s'ajoute à celle de l'effet Johnson. On peut l'évaluer à l'aide du graphique de la figure 2, pour les lampes courantes, en supposant que la bande passante du récepteur

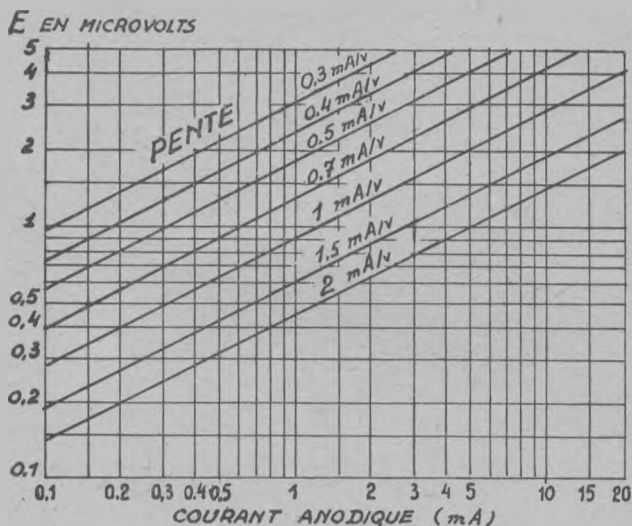


Fig. 2. — Tension de souffle Schottky.

est de 10 kilocycles. Si la bande passante est différente, il faut multiplier la centième partie de la tension efficace de souffle relevée sur le graphique par la racine carrée de la bande passante de l'appareil. Pour une changeuse de fréquence, prendre la pente de conversion.

Remarquons que c'est la première lampe amplificatrice qui est la grande responsable du bruit de fond, avec son circuit de grille. Les étages suivants peuvent être mis hors de cause, parce que le bruit de fond qu'ils peuvent produire est négligeable si on le compare à celui de la première lampe. Et ceci se comprend aisément : le souffle produit par la première lampe a déjà subi l'amplification d'un étage quand il reçoit l'affluent du souffle produit par la seconde amplificatrice. Donc, le rôle des étages ultérieurs est surtout d'amplifier le souffle créé par la première amplificatrice. Dans un super, par exemple, où la changeuse de fréquence n'a qu'un rôle amplificateur assez restreint, c'est la première lampe MF qu'il faut considérer, même s'il y a une lampe HF, puisque cette dernière est généralement inopérante en ondes courtes.

Il résulte de tout ceci que, si l'on désire une audition peu troublée par le souffle, *il faut injecter dans la première lampe amplificatrice un signal de cinq à dix fois plus fort que la tension de souffle qu'elle produit par les deux effets ci-dessus.*

Disons pour terminer que l'agitation thermique est prépondérante en ondes moyennes et longues, parce que l'impédance de grille est élevée, tandis que l'effet Schottky est prépondérant en ondes courtes.

LES OSCILLATIONS PARASITES

Voilà un mal au multiple visage : c'est tantôt lent comme le tic tac d'une vieille horloge, tantôt sifflement ultra-sonore, avec toute la gamme des sons audibles entre ces deux pôles. Cela peut imiter l'aloiement, le hoquet, le moustique, la cigale ou la sirène de défense passive. Cela prend naissance n'importe où dans le poste, depuis l'antenne jusqu'à la prise de courant, et même des organes fort éloignés s'unissent parfois par de mystérieux liens pour enfanter l'oscillation-maison.

Bien entendu, on a catalogué ces phénomènes en apparence si dissemblables. On distingue donc, suivant la cadence et la constance :

— Le *motor-boating*, qui est, paraît-il, le seul nom français qu'on ait trouvé pour désigner le bruit de teuf-teuf ou de canot à moteur ;

— L'effet Larsen, qui est un son de hauteur moyenne d'abord très doux, mais qui s'enfle en quelques secondes pour devenir un épouvantable hurlement ;

— L'accrochage, sifflement de note constante, aux multiples causes ;

— Le sifflement d'interférence, dû à la réception simultanée de deux stations voisines ou de leurs harmoniques. Sa hauteur est constante, mais son intensité varie rapidement avec l'accord ;

— Le sifflement-image des supers, qui varie de hauteur et d'intensité quand on modifie l'accord (*piou...ouit*) ;

.. sans compter d'autres seigneurs de moindre importance.

Le teuf-teuf ou « motor-boating ».

Cette pulsation à très basse fréquence est fort reconnaissable, elle dépasse rarement 30 périodes par seconde, mais son amplitude est telle qu'elle surcharge dangereusement la lampe finale et le haut-parleur.

● Elle peut être due à une « grille en l'air », c'est-à-dire isolée de la masse par la coupure ou le vieillissement de sa résistance de fuite ou de la résistance qui la réunit à la ligne d'antifading. Dans ces conditions, les électrons s'accumulent sur la grille et s'en échappent par saccades, produisant une série de *tocs* dont la fréquence dépend du degré d'isolement de la grille.

● La cause la plus fréquente du *motor-boating* est la réaction en basse fréquence due au couplage de deux circuits anodiques. En figure 1, nous voyons que les circuits plaques des deux lampes ont une partie commune ABCD (en traits gras) comprenant une impédance commune, celle de la source de haute tension. Si cette impédance n'est pas négligeable — par exemple si le deuxième chimique de filtrage a une capacité insuffisante, donc une forte capacitance —, la réaction peut se produire. Pour l'éviter, il faut découpler les circuits, en mettant au point M un véritable filtre formé d'une résistance qui prend la place de la croix et d'une capacité formant by-pass (en pointillé). L'efficacité de ce découplage dépend de l'importance du produit $R \times C$, donc C sera d'autant plus grand qu'on devra faire R plus petit pour éviter les trop fortes chutes de tension. On

pourrait du reste remplacer R par une self à fer, qui freine moins le courant, mais coûte plus cher. En pratique, on se contente de faire le produit $R \times C$ égal à peu près à 50.000 entre le dernier étage et l'avant-dernier, soit par exemple $C = 0,5 \mu\text{F}$ et $R = 100.000 \Omega$, mais il est préférable de découpler davantage. Le découplage doit être d'autant plus grand que le gain est plus élevé.

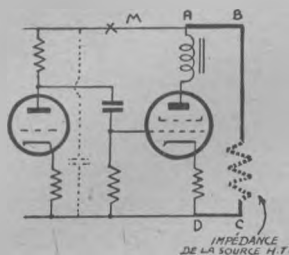


Fig. 1. — La source HT constitue une impédance commune aux deux lampes.

En passant, nous noterons que la capacité qui découple la résistance de polarisation insérée dans le retour de cathode doit être aussi élevée que possible, si l'on tient à conserver les basses. En effet, les variations du courant anodique, qui parcourt la résistance de cathode, engendrent à ses bornes des variations de tension et, par conséquent, font varier la polarisation de la grille *en phase* avec le courant anodique : c'est une réaction *négative* qui réduit la puissance. Pour limiter ses effets, il faut donc court-circuiter ces variations de tension aux bornes de la résistance, à l'aide d'un condensateur dont la réactance doit être aussi faible que possible aux plus basses fréquences qu'on désire respecter.

● Une autre cause du *motor-boating* est l'instabilité en haute fréquence. Mais comment, dira-t-on, l'amorçage d'oscillations haute fréquence peut-il se traduire par des oscillations à basse et même très basse fréquence ? C'est ici qu'apparaît la complicité du détecteur et de l'antifading.

Quand elles atteignent le détecteur, les oscillations haute fréquence sont redressées, d'où naissance d'une tension d'antifading qui augmente la polarisation des lampes contrôlées et qui bloque l'oscillation. Ceci fait disparaître la tension d'antifading, l'oscillation haute fréquence se réamorçait, et ainsi de suite : il en résulte une pulsation dont la fréquence dépend de la constante de temps de l'antifading. On reconnaît ce phénomène à l'indice suivant : il disparaît si l'on s'accorde sur une forte émission, car l'antifading agit alors à demeure, et il abrutit suffisamment l'étage instable pour l'empêcher d'osciller. Les remèdes sont évidemment les mêmes que ceux de l'accrochage en haute ou en moyenne fréquence, que nous verrons plus loin.

● Enfin, le *motor-boating* peut être causé par la modulation de la haute fréquence, ou de la moyenne fréquence, par la basse fréquence — ce qu'on reconnaît à ce signe qu'on l'entend seulement sur les fortes émissions, qui sont treublées. C'est encore de la transmodulation par une lampe qui travaille dans une partie courbe de sa caractéristique, comme nous l'avons vu pour le ronflement de modulation. Le remède consiste à soigner le filtrage de la haute tension qui alimente la haute et la moyenne fréquence, par une cellule supplémentaire en amont de la basse fréquence — à soigner les découplages d'anodes et d'écran, en

augmentant les capacités — et surtout à changer la lampe responsable par une plus moderne, qui ne fait pas de transmodulation.

Les sifflements d'accrochage.

L'accrochage ou amorçage d'oscillations parasites qui se traduisent par un sifflement continu, parfois suivi d'un blocage, est toujours dû à un couplage parasite entre les circuits d'étages voisins. Ce couplage indésirable peut être magnétique (entre bobinages ou entre connexions), électrostatique (entre pièces, connexions ou électrodes de lampes), ou par impédance commune (les deux circuits empruntant un même chemin sur un point de leur trajet).

● C'est ordinairement au début du cadran que se produisent les oscillations parasites : la fréquence étant plus élevée, le couplage magnétique ou capacitif est optimum. Les remèdes découlent de source :

— Améliorer les blindages insuffisants qui réduisent le couplage sans l'annuler. Il faut parfois séparer par une plaque d'aluminium les organes des étages voisins, comme on faisait à l'époque du neutrodyne, épaissir les blindages, les réunir soigneusement à la masse, blinder lampes et connexions chatouilleuses.

— Écarter les fils appartenant aux circuits de grille et d'anode, surtout lorsqu'ils appartiennent à des étages différents.

— Éviter de faire embrasser une trop grande surface aux circuits oscillants. Il faut, au contraire, raccourcir les fils, rapprocher les éléments.

— Quand on examine un circuit en vue de découvrir les couplages parasites, il faut surtout penser « haute fréquence » et non « haute tension », comme on y est poussé instinctivement. Considérez par exemple l'étage haute fréquence représenté par la figure 2. Le circuit anodique,

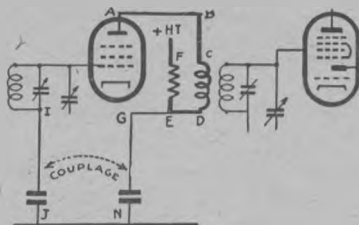


Fig. 2. — Couplage de deux connexions présumées innocentes.

parcouru par la haute tension, est tracé en gras : ABCDEF, et il ne semble pas qu'il soit couplé avec le circuit grille. Mais, en réalité, la haute fréquence suit le chemin ABCDEGH, le segment GH qui comprend le condensateur à la masse a l'air tout à fait innocent : toutefois, pour peu qu'il soit rapproché de IJ, il y aura couplage et probablement amorçage d'oscillations.

● Lorsque les oscillations parasites se produisent au bout du cadran, il est probable qu'il y a quelque part une impédance commune à deux circuits oscillants qui ne peuvent pas se sentir. Nous soupçonnerons en premier lieu la grande impédance commune, qui est la source haute tension, et en particulier la réactance du second chimique de filtrage, qui devrait toujours être doublé d'une capacité de 1 à 2 μF isolée au papier. Le traitement classique consiste à perfectionner les découplages anodiques, en vérifiant les condensateurs de découplage qui peuvent être coupés ou insuffisants. Mais il ne faut pas négliger de suivre dans tout leur parcours

les circuits oscillants soupçonnés : on découvre ainsi des impédances communes comme celle de la figure 3. Ici, le variable triple a son rotor

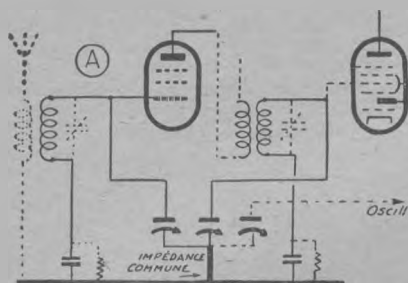


Fig. 3. — Les deux circuits ont une partie commune.

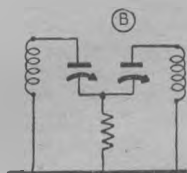


Fig. 3 bis. — Circuit équivalent.

mis à la masse par la cage du bloc. Mais suivez le circuit grille de la lampe HF et le circuit grille d'entrée de l'octode : il y a une partie commune, en trait plein sur la figure, qui est justement formée par la cage du bloc et sa liaison à la masse. Cela ne se voit pas du premier coup d'œil dans le châssis, mais supposez que cette liaison soit défectueuse (par desserrage, huile ou absence de connexion spéciale), et voilà l'impédance de couplage qui se traduira en sifflements.

● Pour découvrir l'étage instable, le procédé le plus expéditif consiste à amortir le poste de telle manière qu'il soit juste à la limite d'accrochage. Cela se fait rapidement, en mettant successivement les grilles à la masse par l'intermédiaire d'une résistance variable d'un demi-mégohm terminée par deux fils souples armés de pinces crocodile. En réglant la résistance, on voit vite quelle est la lampe qui oscille. Il est dès lors facile de voir dans quel sens il convient d'agir, car le moindre déplacement de fil ou de blindage, la moindre modification aux couplages et aux découplages agit sur l'étage qui accroche ou décroche.

● Parmi les causes d'instabilité, nous citerons encore une lampe trop nerveuse, à caractéristiques trop poussées, qu'on assagit en la polarisant

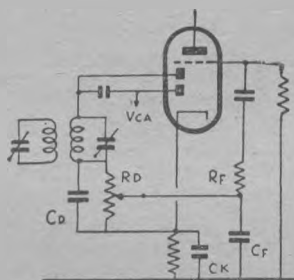


Fig. 4. — Filtre éliminateur de moyenne fréquence.

davantage ou en « saignant » sa grille par réduction de sa résistance de fuite. Du reste, une lampe vieillie, dont la résistance interne s'est accrue, peut aussi se mettre à osciller. On la calme par les mêmes remèdes.

Enfin, les circuits de basse fréquence peuvent réagir sur ceux de

haute et moyenne fréquence, si extraordinaire que ceci paraisse : il suffit, par exemple, que le cordon du haut-parleur s'approche un peu trop des circuits moyenne fréquence pour amorcer des sifflements incoercibles. Cela tient à ce que la détection ne fait que redresser la moyenne fréquence : par conséquent, la moyenne fréquence est encore présente après détection (si l'on ne s'en débarrasse pas) et elle peut fort bien être amplifiée par l'étage basse fréquence pour peu qu'il soit bien conçu. Le remède consiste évidemment à filtrer les restes de moyenne fréquence avant d'admettre la basse fréquence détectée à la grille de la préamplificatrice. C'est l'affaire d'un filtre formé d'une résistance R_r de 30 à 50.000 ohms et d'une petite capacité C_r de 100 à 200 centimètres (fig. 4).

L'effet Larsen.

C'est une des conséquences de la mode qui veut que le haut-parleur soit placé à l'endroit le moins rationnel, c'est-à-dire dans l'ébénisterie même du châssis, tout près des lampes et des organes sensibles. Les vibrations du haut-parleur sont transmises mécaniquement à une lampe dont les électrodes ne sont pas rigides, ou aux lames flexibles d'un condensateur variable qui vibrent à l'unisson. Ces modifications de capacité sont traduites en oscillations électriques par le poste, amplifiées, transformées en vibrations mécaniques par le haut-parleur, et ainsi de suite, *ad infinitum*. Cela fait un son moyen très doux qui s'enfle en deux ou trois secondes, jusqu'à démolir le spider du haut-parleur.

Contre ce mal, il n'est d'autre remède que le remplacement des lampes microphoniques par d'autres plus sérieuses et le montage des condensateurs variables sur caoutchouc mousse. Si l'on est obligé de conserver les lampes coupables, on peut essayer de les matelasser de coton et de les installer sur des supports élastiques. Cela marche, quelquefois...

Nous noterons en passant que les changements de capacité produits par la vibration des lames du condensateur ou des électrodes des lampes, sous l'impulsion du haut-parleur, engendrent d'autant mieux l'effet Larsen que la fréquence est plus élevée : à ce moment, la moindre variation de capacité des circuits oscillants produit une profonde variation de la fréquence. D'où l'absolue nécessité, en ondes très courtes, d'utiliser des condensateurs non microphoniques, à montage « flottant ».

Les sifflements d'interférence.

Théoriquement, les stations d'émission sont séparées d'au moins 9 kilocycles : donc, si mon poste, trop peu sélectif, reçoit deux stations voisines dans l'échelle des longueurs d'onde, la détection fera apparaître non seulement la musique, mais encore la différence des fréquences reçues, soit 9 kilocycles : c'est un sifflement suraigu auquel beaucoup de haut-parleurs sont insensibles et qui ne traverse pas toujours les étages du poste sans se faire absorber. Tout va donc très bien.

Malheureusement, cet écart de 9 kilocycles est théorique : en pratique, les émetteurs empiètent souvent sur l'espace vital de leur voisin. . sans compter qu'ils émettent des harmoniques fort gênants quand le récepteur est près de leur antenne, car leur fréquence est parfois très proche de celle de certains émetteurs éloignés.

Pour fixer les idées, prenons le cas d'un poste rapproché de 1.000 kilocycles et d'un poste lointain de 1.005 kilocycles. Notre poste ne comporte pas d'étage haute fréquence, nous nous accordons sur le poste lointain. Il est évident que le poste rapproché sera pratiquement éliminé, nous n'entendrons guère sa modulation (sauf peut-être quelques siffantes,

reconnaissables surtout quand le speaker bavarde), mais le poste rapproché injectera quand même assez de 1.000 kilocycles pour faire apparaître, après détection, un beau sifflement de 5.000 périodes par seconde (fig. 5).

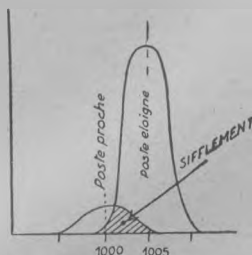


Fig. 5. — Interférence de deux émetteurs.

Le remède est unique : il faut améliorer la sélectivité du récepteur, par exemple en ajoutant un étage haute fréquence ou en améliorant les circuits du changeur de fréquence, ou encore en mettant un présélecteur. Mais, comme il n'y a en général qu'un émetteur rapproché qui arrose les récepteurs voisins de ses débordements et de ses harmoniques, on peut se contenter de mettre une « trappe à ondes » dans l'antenne. Ce n'est autre chose qu'un circuit bouchon qui élimine ou affaiblit la fréquence indésirable; il est constitué par une bobine et un condensateur variable ou ajustable, et il doit avoir un haut facteur Q ($Q = \frac{2\pi fL}{R}$): donc, fil divisé pas trop fin si possible (1).

Le sifflement-image.

Ce genre de sifflement est le monopole des supers et il est bien reconnaissable : c'est ce « pi-iou... ouit ! » qu'on entend sur certains points du cadran lorsqu'on tourne le bouton d'accord. A l'arrêt, cela se stabilise sur une note plus ou moins aiguë, suivant le réglage.

Notre poste a une moyenne fréquence accordée sur 120 kilocycles, par exemple. Cela signifie que, si nous recevons une onde de 1.000 kilocycles par seconde, l'oscillatrice est accordée sur 1.120 kilocycles, puisqu'elle travaille toujours sur le battement supérieur. Supposons qu'une onde arrive en même temps, qui fasse 120 kilocycles *de plus* que l'oscillatrice, soit donc 1.240 kilocycles. Cette onde peut très bien se faufiler dans un circuit d'accord peu sélectif, qui l'amointrira sans l'éliminer totalement. Résultat : à la sortie du changement de fréquence, nous avons deux battements, l'un « supérieur » ou principal, l'autre inférieur ou « image » (2), tous deux de 120 kilocycles, qui seront tous deux admis par l'amplificateur moyenne fréquence et détectés par la diode. Les deux stations seront entendues en même temps.

Maintenant, décalons *légèrement* le bouton d'accord. Comme le circuit d'accord est peu sélectif, cela n'influera guère sur les ondes incidentes, qui conservent leur fréquence. Par contre, l'oscillatrice est déréglée et

(1) Voir tome II, p. 220.

(2) On l'appelle *battement-image* parce qu'il est symétrique au battement principal et de même fréquence, tout comme l'image d'un miroir est symétrique au sujet par rapport à la surface réfléchissante.

oscille, par exemple, sur 1.119 kilocycles seulement. Voulez-vous calculer ce que deviennent les deux battements ? C'est fort simple :

Le battement normal aura $1.119 - 1.000 = 119$ kilocycles;

le battement-image aura $1.240 - 1.119 = 121$ kilocycles.

Ils passeront tous deux dans l'amplificateur moyenne fréquence, et la détection va faire apparaître leur écart, soit 2 kilocycles par seconde, sous la forme d'un superbe sifflement. Remarquez que cette différence de battements qui donne la hauteur du sifflement varie deux fois plus vite que la fréquence de l'oscillatrice; autrement dit, le son varie deux fois plus vite que l'accord : c'est ce qui fait la rapidité du balayage « pi... ouit » qui caractérise le sifflement-image des supers.

● Or l'amplificateur moyenne fréquence admet non pas une fréquence exacte de 120 kilocycles, mais bien une bande de 10 kilocycles, soit de 115 à 125 kilocycles, afin de respecter les aiguës de la musique. Dès lors, il n'est plus nécessaire que l'onde gênante soit exactement distante de 240 kilocycles de l'onde désirée : par exemple, une onde principale de 1.000 kilocycles et une onde gênante de 1.230 kilocycles donneront toujours le sifflement-sirène pour peu que l'oscillatrice soit accordée aux environs de 1.115 kilocycles. De même, une onde gênante de 1.250 kilocycles sifflera avec l'onde principale de 1.000 kilocycles si l'on s'accorde aux environs de 1.125 kilocycles. Et ainsi de suite.

On conçoit que, dans ces conditions, les « pi... ouit » vont se succéder sur le cadran, puisque les émetteurs ne laissent entre eux que 10 kilocycles d'écart et parfois moins... Est-ce tout ? Hélas non ! Car il y a les harmoniques...

● Lorsque l'écart des deux ondes incidentes est non pas le double, mais exactement égal à la fréquence MF, il se produit une fréquence de battement égale à la moitié de la MF quand l'accord de l'oscillatrice est au milieu. Bien entendu, ce battement ne sera pas admis par les transfos MF, mais leur harmonique double le sera, et le moindre écart d'accord fera naître le sifflement caractéristique.

Il en est de même, du reste, lorsque l'onde gênante diffère de la fréquence d'oscillatrice de la moitié ou du tiers de la MF, ou lorsque l'écart des deux ondes incidentes est à peu près la moitié ou le tiers du double de la MF : il se produit des harmoniques seconde ou troisième qui font résonner les transfos MF et produisent un sifflement très rapidement variable.

Quant à l'oscillatrice, surtout si elle est ancienne, elle produit des harmoniques prolifiques en battements siffleurs... Et les émetteurs rapprochés aussi... Et un harmonique supérieur de la moyenne fréquence peut fort bien être renvoyé dans les circuits haute fréquence, avec la complicité d'un couplage parasite, pour interférer avec l'onde incidente et procréer l'indésirable sifflement. Comme on le voit, un super ne manque pas de bonnes raisons quand il veut se mettre à siffler, et du reste les vieux supers ne s'en privaient guère.

Contre ce mal, le remède le plus efficace a été le remplacement de l'ancienne moyenne fréquence de 110 ou 120 kilocycles par la moyenne fréquence moderne d'environ 470 kilocycles. Avec cela, pour que la fréquence-image puisse passer, il faut que l'onde gênante soit distante de l'onde désirée de deux fois 470 kilocycles, soit 940 kilocycles : dès lors, les circuits d'accord, même très ordinaires, sont assez sélectifs pour les séparer. Si, malgré tout, cela continue à siffler, par exemple à proximité des émetteurs locaux ou par le jeu des harmoniques, on songera à remplacer l'ancienne changeuse de fréquence par une plus moderne qui ne produit pas d'harmoniques. Et on augmentera la sélectivité de la haute fréquence du poste, soit en la modernisant (bobinages moins amortis),

soit en mettant une trappe à onde dans l'antenne pour absorber l'onde gênante, qui est ordinairement celle du poste local (fig. 6). Sans doute, la trappe à ondes va réduire beaucoup la puissance de ce poste local, mais

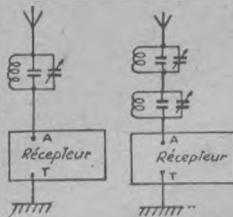


Fig. 6. — Trappes à onde simple et double.

ce sera pour son bien : car il ne surchargera plus les lampes, et la reproduction sera beaucoup plus pure.

La trappe à ondes peut être simplement formée d'un rid d'abeilles avec un condensateur fixe complété par un ajustable : on essaye d'abord la self avec un condensateur variable montés en circuit bouchon et, lorsque le bouchon est accordé sur l'onde à éliminer, on remplace le variable par sa valeur. Si deux ondes doivent être éliminées ou affaiblies, on mettra tout bonnement deux circuits bouchons dans l'antenne.

Bien entendu, les circuits bouchons peuvent trouver leur place à l'intérieur de l'ébénisterie. On aura soin toutefois de les blinder consciencieusement, exactement comme une bobine d'accord, sans omettre de réunir le blindage à la masse.

Voici comment se règle une trappe à ondes doubles. On règle d'abord le récepteur sur l'une des stations troublées par un gêneur, puis on ajuste le condensateur d'une des trappes jusqu'à ce que le gêneur soit pratiquement éliminé. Ce résultat ne sera obtenu qu'au prix d'un léger affaiblissement de la station qu'on désire conserver, mais c'est généralement un avantage, car une onde trop puissante surcharge les lampes et fait travailler dans de mauvaises conditions celles qui sont contrôlées par l'anti-fading.

Le poste est ensuite accordé sur le second émetteur troublé, la seconde trappe est à son tour accordée comme ci-dessus. On termine en recommençant les opérations pour retoucher d'abord le réglage de la première trappe, puis celui de la seconde, car ces deux réglages agissent l'un sur l'autre.

Une fois les trappes bien réglées, il n'y a plus lieu d'y toucher tant que la longueur d'onde des généneurs n'est pas modifiée.

GROGNEMENTS ET SILENCES

Le client, qui appréhende la facture, a bien soin de vous prévenir : « C'est moins que rien. Mon poste est épatant, seulement il s'arrête parfois et il repart tout seul. Vous qui êtes spécialiste, vous aurez arrangé cela en cinq minutes. »

Voire, comme disait Panurge. Les cinq minutes du client sont parfaitement capables de se muer en cinq heures de recherches vaines et de nerfs en pelote, à moins que ce ne soit votre « réparation » qui tienne seulement cinq minutes, pas même le temps de vous faire payer. Car tout est possible, quand il s'agit de pannes intermittentes, même l'échec total. Nous avons vu un poste qui est mort avec une intermittence chronique de plusieurs années, malgré l'intervention de plusieurs as. Il aurait fallu le rebâtir de fond en comble pour le guérir définitivement, et il n'en valait pas la peine.

Neuf fois sur dix, la cause est connue : c'est un mauvais contact. Mais, de même qu'un cuisinier connaît cent manières d'accommoder les œufs, les postes de T. S. F. savent faire beaucoup de choses avec un mauvais contact. Tantôt c'est l'extinction brutale, tantôt l'évanouissement progressif. Dans certains cas, le malade reprend connaissance quand on le secoue; dans d'autres, il suffit de manœuvrer l'interrupteur du poste ou n'importe quel interrupteur de la maison. Celui-ci s'arrête quand on ouvre la fenêtre et repart quand on la ferme; celui-là émet des grognements de goïlle pour peu qu'on le touche, à moins qu'il ne daigne fonctionner pendant cinq minutes, exactement, à partir du moment où on le met en marche.

Il faut s'armer d'une solide dose de patience quand on s'attaque à un contact imparfait, qui est bien la panne la plus agaçante, malgré ses allures bénignes. Car un poste de T. S. F. se compose de milliers de contacts, soudures, sertissages, sans compter les contacts intempestifs, les courts-circuits larvés, les pseudo-coupures dans les bobinages ou les lampes, les courts-circuits à chaud, etc. Pour s'y reconnaître dans cette forêt, il faut évidemment de l'observation, de la méthode et de la persévérance.

Le phénomène varie quand on tourne les boutons.

Avant d'aborder le cas général, occupons-nous d'abord du cas relativement simple où les crachements, les évanouissements ou le silence se modifient quand on manœuvre les commandes du poste.

● Si le mauvais contact apparaît ou disparaît quand on tourne le condensateur variable, il est évident que le défaut se trouve dans le bloc d'accord. Ce seront, par exemple, des lames qui se touchent en un point du parcours, ou un grain de soudure qui se promène, ou des poussières plus ou moins conductrices qui tapissent les lames et provoquent des évanouissements ou des crachements. Ce peut être aussi un défaut de contact entre le rotor et la cage, dû à un balai sali ou mal cambré, à

une queue-de-cochon ou un spiral mal fixé, ou même à l'absence de toute connexion sérieuse.

Le remède découle de source. Si le mal est occasionné par la poussière entre lames et qu'on ne puisse l'enlever aisément — par exemple dans les condensateurs blindés —, le procédé classique consiste à électrocuter le court-circuit : on applique entre rotor et stator la tension du secteur en interposant en série une lampe de 60 watts (fig. 1). Si cela ne suffit pas, on peut appliquer la haute tension du transfo, à la condition que la lampe ne se soit pas allumée de façon permanente, ce qui indiquerait un court-circuit franc entre lames.

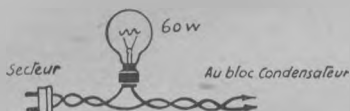


Fig. 1. — Électrocution d'un condensateur.

● Quand les bruits parasites ou le silence varient suivant la position du commutateur de longueurs d'ondes, le défaut est localisé dans la gamme boiteuse, et il convient de vérifier : le commutateur d'abord, puis les bobinages de cette gamme, et enfin la changeuse de fréquence, qui peut être fantasque. Sans changer de gamme, tournons à peine, à droite et à gauche, le bouton du commutateur : si nous entendons des crachements ou des silences, c'est le commutateur qui est en défaut. Il faut nettoyer les contacts par grattage de la couche d'oxyde ou, plus simplement, à l'aide d'un pinceau dur imbibé de tétrachlorure de carbone ou de trichloréthylène (benzine ininflammable) et vérifier la connexion de son axe à la masse.

● Si les bruits parasites ne varient *pas* d'intensité quand on diminue la puissance, c'est évidemment parce que le défaut se trouve en aval du potentiomètre : il est donc dans la basse fréquence. Par contre, si le potentiomètre agit sur l'intensité, c'est la preuve que le trouble se trouve en amont... à moins que les crachements produits en aval par quelque mauvais contact de l'alimentation ou de la basse fréquence ne soient tout simplement reçus, comme tous les autres parasites, par l'antenne ou les circuits haute fréquence. Mais, alors, nous savons déjà que le mauvais contact ne se trouve *pas* dans ceux des organes basse fréquence qui sont parcourus par un courant trop faible pour produire des étincelles.

Par la même occasion, nous vérifierons si la piste du potentiomètre est en bon état, si sa manœuvre ne produit pas de crachements à certains points, si l'interrupteur fonctionne bien. Mais ne nous hâtons pas de triompher, car la légère secousse donnée par la manœuvre de l'interrupteur peut faire varier un mauvais contact très sensible qui se trouve tout autre part, d'où des crachements qui n'indiquent nullement un défaut de l'interrupteur...

Car rien n'est plus sournois qu'un mauvais contact : vous n'êtes vraiment sûr d'avoir mis le doigt dessus que lorsqu'il est pris en flagrant délit, la main dans le sac, c'est-à-dire quand vous le contrôlez positivement, le faisant apparaître et disparaître *en remuant à peine l'organe coupable sans ébranler son voisinage.*

L'EXAMEN SYSTÉMATIQUE

Mais il est probable que nous devons nous résigner à procéder à une enquête approfondie. C'est le moment d'ouvrir les yeux et de suspecter

ter tout, depuis cette soudure qui a l'air si réussie, jusqu'à cette honnête résistance si respectable sous son vernis neuf. Car la soudure peut être collante, et la résistance fêlée.

Nous commencerons, bien entendu, par les organes les plus susceptibles de produire de mauvais contacts, c'est-à-dire ceux qui remuent ou vibrent le plus souvent :

— le cordon d'alimentation, dont un fil peut être coupé ou dénudé et les broches desserrées. Instinctivement, nous l'aurons fait ployer sur tout son parcours, et nous aurons resserré les broches ;

— la descente d'antenne : même traitement, plus vérification de l'antenne, qui peut toucher une terre quelque part ;

— la terre, souvent rompue et souvent mal soudée, ou dont le collier qui serre un tuyau est sale ou desserré ;

— et les lampes, qui ont une fâcheuse tendance à faire des contacts douteux avec leur support, sans compter les coupures internes et les courts-circuits qui ne se montrent qu'à chaud. Pour les sonder, on se sert d'un petit marteau à manche élastique, formé, par exemple, d'une petite gomme souple emmanchée d'un bowden de bicyclette ou d'une baleine de corset (fig. 2). Les percussions doivent être légères, toujours pour éviter de sonder plusieurs organes à la fois, et il est bon de les donner dans plusieurs directions.

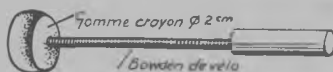


Fig. 2. — Un percuteur.

Certains points sont particulièrement névralgiques. Nous citerons :

— Le condensateur de liaison basse fréquence, qui réunit la plaque de la préamplificatrice à la grille de la finale (fig. 3). Très menacé, ce condensateur est responsable de pas mal d'intermittences.

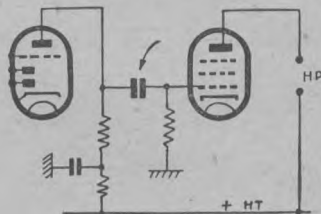


Fig. 3. — Le condensateur de liaison BF, cause fréquente d'intermittences.

— Le fusible, cause fréquente de contacts imparfaits.

— Les gaines blindées, dont l'âme touche parfois le blindage sur son parcours ou à ses bouts.

— Les connexions isolées qui traversent les blindages ou le châssis. Il arrive qu'elles se dénudent au point de traversée et produisent des contacts vagabonds.

— Les entrées et sorties de bobinages, surtout ceux qui sont en fil émaillé : l'émail n'a pas toujours été enlevé avec tout le soin désirable avant de souder la cosse, surtout quand le fil est divisé. D'où contacts très imparfaits et très sensibles.

— Et les prises de masse. Certaines sont soudées, mais il a été fait

usage d'un flux acide et la soudure est oxydée; d'autres sont réalisées par une cosse rivetée, et le rivet branle, à moins que l'oxydation ou l'huile n'ait développé une couche isolante. Nous avons même connu un châssis qui « faisait » de l'intermittence parce qu'il avait reçu, à l'atelier de finissage, un coup de vernis cellulosique destiné à sa carrosserie : un nuage de vernis avait touché une prise de masse sous rivet et l'avait isolée en se glissant dessous par capillarité. Donc, nous accuserons toutes les masses, à charge pour elles de se disculper.

Méfions-nous aussi des blindages de bobinages ou de lampes qui frôlent les connexions, ou dont le contact avec le châssis n'est pas absolument franc, — des jonctions réalisées par rivets ou œillets, comme c'est souvent le cas pour les transfos de sortie, — des lampes de cadran, qui se desserrent avec facilité, — des connexions qui sont trop proches l'une de l'autre et qu'une vibration ou une légère contrainte peut court-circuiter. Et enfin, pour terminer notre enquête, nous nous armerons d'une tige isolante, grosse comme un crayon, et nous tirerons ou pousserons sur toutes les soudures et tous les contacts pendant que le poste est sous pression. Le contact défectueux se révélera, mais il faut avoir soin de déplacer *très peu* les connexions, sous peine de faire répondre un mauvais contact à l'endroit où il ne se trouve pas.

*
* *

Nous résumons ci-dessous les principales causes de mauvais contacts : en cas d'intermittence récalcitrante, il sera bon de vérifier si tout est « oké », comme disent les Américains.

L'antenne.

- Mauvais contact entre l'antenne et sa descente, ou entre les éléments de l'antenne.

- Corrosion ou mise à la masse de l'entrée de poste.

Ceci peut se vérifier chez le client, en branchant un poste éprouvé sur la descente en même temps que le poste du client (mettre un petit condensateur de 50 à 200 centimètres dans la connexion volante). Si le défaut est dans l'antenne ou dans sa descente, les deux postes font simultanément de l'intermittence (fig. 4).

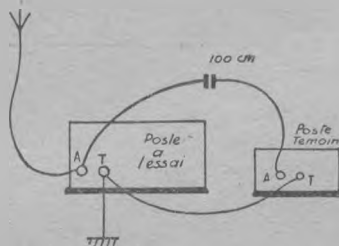


Fig. 4. — Connexions du poste témoin.

- Mauvais contact de la descente avec la fiche d'antenne.
- La fiche d'antenne ou sa borne touchent le châssis.

La terre.

- Fil de terre rompu, les bouts se touchant.
- Contact défectueux avec la masse de terre ou le tuyau.
- Terre prise sur un tuyau mal mis à la terre. (Exemple : tuyau à gaz présentant de nombreux joints isolants.)

Les condensateurs variables.

- Court-circuit entre lames; lames déformées prêtes à se toucher.
On en fait l'essai à la sonnette (le mieux : casque téléphonique avec un élément de pile en série). Manœuvrer le condensateur, le percuter pendant l'essai.
- Rotor mal réuni à la masse (spiral, queue-de-cochon à vérifier, balai détendu, piste oxydée).
- Contact imparfait entre la cage du condensateur et le châssis.

Transfos HF et MF, oscillateur, bobines de choc.

- Trimmers défectueux, ou poussière faisant court-circuit.
- Mauvaise soudure à l'une des cosses, ou cosse mal soudée au fil.
- Rupture imminente ou rupture imparfaite, probablement au début d'un enroulement ou à une prise.
- Court-circuit entre spires. (On arrive parfois à éliminer ce défaut en faisant rouler le bobinage entre les doigts, ce qui brise l'amorce de court-circuit.)

Lampes.

- Mauvais contact avec le support.
- Soudure froide du support. Rupture d'une douille.
- L'ampoule tourne dans son culot, d'où court-circuit possible entre électrodes, fils rompus ou prêts à se rompre, ruptures de connexions internes qui jouent au thermostat.
- Défaut interne : soudure défectueuse, la cathode touche le filament, le filament rompu ne touche qu'à froid, court-circuit interne intermittent, etc.
- Mauvaise modulatrice, qui n'oscille pas sur certains points du cadran. Épreuve : changer les lampes.

Les résistances et les condensateurs.

- Résistances au carbone dont le support est fêlé.
- Résistances bobinées coupées, la coupure pouvant se montrer à chaud seulement.
- Prises terminales défectueuses.
- Condensateur en court-circuit (faire aussi l'essai à chaud).
- Vérifier surtout les condensateurs de polarisation.

Potentiomètre.

- Usure de la piste par le curseur, piste sale, effondrée par endroits.

- Curseur détendu.
- Fil de résistance lâche ou rompu.
- Interrupteur dérangé ou dont les contacts sont oxydés.
- Soudure froide.

Le haut-parleur.

- Contact défectueux aux fils de la bobine mobile.
- La bobine mobile est dénudée par frottement dans l'entrefer.
- Rupture dans le cordon du haut-parleur.
- Rupture de l'enroulement d'excitation. (Vérifier sa résistance à froid, puis à chaud, ou encore vérifier la continuité à la sonnette au casque, en percutant.)
- Fuite entre bobinages du transfo, ou fuite entre un bobinage et la masse (sonnette ou mesure de résistance).
- Jonction imparfaite entre extrémités du bobinage et cosses, ou entre cosses et connexions.

L'alimentation.

- Contacts imparfaits au cordon, aux fiches, au fusible, au diviseur
- Cordon à vérifier d'un bout à l'autre.
- Court-circuit entre enroulements, entre spires, entre enroulement et masse. (Vérifier les résistances à froid et à chaud.)
- Contacts imparfaits aux condensateurs de filtrage.
- Condensateur de filtrage défectueux.

Le commutateur.

Contacts imparfaits, oxydés, salis, détendus, rompus.

DANS LA VOIE DES AVEUX

Mais les intermittences ne se laissent pas toujours vaincre sans lutte. Si le poste qui grogne est relativement facile à traiter, parce qu'on peut toujours le faire grogner jusqu'à ce que soit découverte la cause de sa mauvaise humeur, il n'en est pas de même du poste indépendant qui s'arrête quand cela lui chante et repart sans raison apparente. Celui-là, il s'agit de le prendre pendant qu'il fait son coup, c'est-à-dire pendant une de ses périodes de bouderie : car tous les mauvais contacts que vous pourriez trouver en temps normal ne prouveraient rien. Toute prétention de guérison est douteuse tant qu'on n'est pas maître de produire ou de faire disparaître le silence en agissant directement sur sa cause.

Malheureusement, il arrive qu'on doive attendre assez longtemps avant que le poste fasse des siennes. Nous en avons connu qui marchaient jour après jour sans donner le moindre signe de défaillance. Le dépanneur tout frétilant le rapportait à son client après une vague intervention... et l'appareil n'attendait que cette occasion pour recommencer ses mauvaises plaisanteries.

D'où la méthode des «aveux spontanés», renouvelée des tribunaux de l'Inquisition.

C'est bien simple : vous soumettez d'abord le châssis à la question du feu. Puisque les mauvais contacts se manifestent seulement quand le

poste s'est échauffé, nous allons le mettre en état de grâce. Vous le couvrez d'un journal, voire d'une couverture, et vous le laissez mijoter dans son jus pendant quelque temps, en évitant tout excès qui pourrait faire couler les condensateurs fixes. Dans cette atmosphère de couveuse, il arrive que la panne éclore, ce qu'on n'aurait pas obtenu à froid. Vous avez compris que le châssis a été retiré de sa carrosserie afin de pouvoir intervenir sans tout ébranler quand le silence est obtenu.

Une autre méthode, plus brutale, consiste à appliquer à l'appareil des tensions plus élevées que celles qu'il digère habituellement. Tout comme l'accusé soumis à la question de l'eau, le poste entre parfois dans la voie des aveux, à moins qu'on ne fasse claquer ce qui doit claquer ou ce qui était en train de le faire. Chacun sait qu'un poste mort est bien plus facile à guérir qu'un poste agonisant.

Enfin, il ne faut pas manquer de fausser le châssis pendant que cela marche. Tout doucement, bien entendu. Cela dévoile parfois de mauvais contacts qui existent pendant que le châssis est vissé sous contrainte dans son ébénisterie et qui disparaissent quand on le libère.

Une fois le silence obtenu, il s'agit de faire réapparaître l'émission en poussant ou tirant très prudemment les connexions, tout en évitant de transmettre la poussée aux organes voisins. Si cela ne donne rien, des mesures de résistances pourront, dans la plupart des cas, indiquer l'organe décadé ou la connexion douteuse.

Et, pour terminer, rappelons la bonne vieille méthode des substitutions d'étages. Voilà un poste qui grogne, où se trouve le mauvais contact ? Au lieu de m'abrutir en recherches énervantes, je remplace successivement son alimentation, sa basse fréquence, sa moyenne, et sa conversion par d'autres dont je suis sûr et que je branche avec des connexions volantes et des pincés croco (voir *Memento*, t. II, p. 103 : « Le Dépannage chirurgical »). Quand les grognements s'arrêtent, il est évident que l'organe remplacé est le coupable. Il ne reste plus qu'à le confesser dans tous les recoins de sa conscience avant de procéder à son autopsie.

L'ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS

Un poste de T. S. F. est comme un piano, il a besoin d'être minutieusement « accordé » avant de jouer correctement. Or tout le monde sait que le réglage des postes populaires est souvent bâclé par les fabricants, qui n'ont pas de temps à perdre, et qui mettent du reste le moins de trimmers possible. Quant aux postes sérieux, ils se dérèglent quand même plus ou moins rapidement, sous l'influence des chocs, de la chaleur des lampes, des vibrations du haut-parleur, du travail moléculaire, etc. D'où la conclusion : tout poste, quelle qu'en soit la marque, demande à être périodiquement accordé — ou aligné, comme on dit en jargon de métier. L'alignement est une opération fort simple quand on en a bien saisi la technique.

D'abord, comprendre ce qu'on fait.

Aligner un poste, c'est régler les caractéristiques de ses différents circuits oscillants afin qu'ils se maintiennent tous à l'accord optimum pour chaque longueur d'onde, tous les condensateurs variables étant bloqués sur le même axe.

● Dans les postes à amplification directe qui étaient à la mode il y a quelques années (superinductance et assimilés), tous les circuits doivent

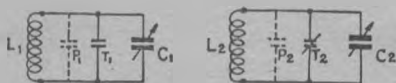


Fig. 1. — Principe de l'alignement haute fréquence.

L_1 et L_2 sont les selfs des deux circuits, C_1 et C_2 leurs condensateurs variables, T_1 et T_2 leurs trimmers, P_1 et P_2 leurs capacités parasites.

Avec des circuits peu amortis, le produit de la self par la capacité totale doit être le même pour tous les circuits. Donc, si L_1 est plus grand que L_2 , par défaut d'étalonnage, ou P_2 plus grand que P_1 , c'est par la variation des trimmers qu'on pourra rétablir l'égalité, puisque C_2 est toujours égal à C_1 .

osciller à l'unisson sur l'onde à recevoir. L'alignement consiste donc à égaliser les caractéristiques des circuits oscillants, et en particulier les capacités parasites (1).

● Dans un superhétérodyne, les choses se compliquent, car nous avons affaire à trois fréquences avant d'atteindre l'étage de détection. Il y a d'abord les circuits de haute fréquence, qui s'étagent depuis l'antenne jusqu'à la grille de contrôle de la convertisseuse : tous ces circuits doivent être exactement accordés sur l'onde à recevoir, donc ils doivent avoir même self et même capacité résiduelle.

Il y a ensuite le circuit de l'oscillateur local, dont la fréquence doit

(1) Puisque la période T de chaque circuit est égale à $2\pi\sqrt{LC}$, où C représente la somme de toutes les capacités, celle du variable et celles parasites.

suivre la fréquence d'accord, mais en présentant une différence constante avec elle. Il y a enfin les circuits de moyenne fréquence, qui sont justement accordés sur cette différence de fréquence. Autrefois, les constructeurs réglait leur moyenne fréquence aux environs de 130 kilocycles par seconde, avec des variations d'une fabrication à l'autre (par exemple, les Anglais avaient un faible pour 110 kilocycles, tandis que les Américains préféraient 175 kilocycles). Avec une moyenne fréquence aussi basse, le même émetteur se retrouvait en deux points rapprochés du cadran et, pour se débarrasser de l'encombrante « fréquence-image » (1), on était contraint de filtrer soigneusement l'émission à l'aide de filtres de bande, afin de n'admettre qu'une seule fréquence. Cet inconvénient fut magistralement écarté, tout au moins en G. O. et en P. O., par l'adoption d'une moyenne fréquence plus élevée, de l'ordre de 460 kilocycles par seconde, qui rejette la fréquence-image ou second battement hors de la gamme reçue, donc hors du cadran.

L'alignement d'un super consistera :

1° A égaliser les caractéristiques des circuits de moyenne fréquence, afin de les faire résonner sur la moyenne fréquence choisie. Ceci s'obtient en réglant les capacités ajustables qui accordent ces circuits (trimmers), ou encore en faisant varier la self des bobines (par exemple, par vissage d'un noyau de fer divisé qui l'augmente, ou par interposition d'un corps conducteur dans le champ, qui la diminue). Éventuellement, on modifie le couplage entre primaire et secondaire des transfo moyenne fréquence, pour obtenir l'effet de filtre passe-bande et mieux respecter les aiguës, qui sont rognées par une sélectivité trop poussée.

2° A maintenir une différence de fréquence rigoureusement constante entre le circuit oscillateur et les circuits haute fréquence, quel que soit l'émetteur reçu. Ceci s'obtient de deux façons différentes :

● La première, théoriquement parfaite, consiste à utiliser dans le circuit oscillateur un condensateur variable dont les lames sont spécialement profilées pour maintenir constante la différence de fréquence sur toute leur course. Cette solution, qu'on rencontre encore sur quelques postes d'origine américaine, a dû être abandonnée, parce qu'elle est trop coûteuse, qu'elle ne permet pas de rattraper les tolérances des bobinages et des lampes, et surtout parce qu'il faut un condensateur spécial pour chaque gamme !

● La seconde solution, universellement adoptée, utilise tout simplement pour l'oscillateur un condensateur identique à ceux des circuits haute fréquence. Pour créer la moyenne fréquence, il faut évidemment que la fréquence de l'oscillateur présente une différence constante avec la fréquence des circuits d'accord haute fréquence. On commence donc par mettre moins de spires à la bobine oscillatrice qu'aux bobines d'accord, afin de diminuer la self et d'augmenter la fréquence. Voyons ce qui se passe sur la figure 2.

Nous pouvons tracer, en trait fin, la courbe de variation de la fréquence des circuits d'accord haute fréquence quand on tourne le condensateur ; mais, si nous traçons de même en trait épais la courbe de fréquence de l'oscillateur, nous voyons qu'elle n'est pas parallèle à la première,

(1) Par exemple, une émission dont la fréquence est 1.130 kilocycles par seconde présente toujours une différence de 130 kilocycles avec l'oscillateur réglé sur 1.000 ou 1.260 kilocycles. Par conséquent, on retrouvera cette émission sur ces deux réglages de l'oscillateur, tous deux dans la gamme P. O.

Il en sera de même pour deux émissions arrivant ensemble à la grille de la changeuse de fréquence. Si l'une fait 870 kilocycles et l'autre 1.130 kilocycles, par exemple, on les entendra ensemble si l'oscillateur est réglé sur 1.000 kilocycles, car la différence de fréquences est toujours de 130 kilocycles dans les deux cas.

parce que sa self est plus faible. Elle s'en éloigne au début, quand le condensateur variable a peu de capacité; elle s'en rapproche à la fin, quand le variable a beaucoup de capacité. Toutefois, par un choix judicieux de la self d'oscillateur, nous pouvons nous arranger pour qu'au milieu de la

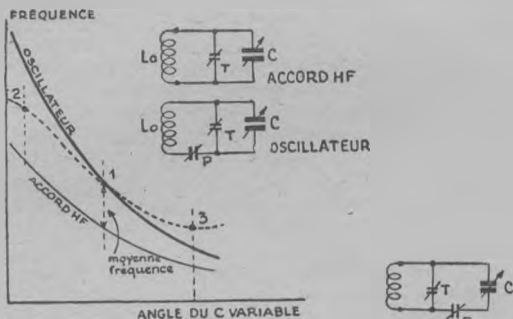


Fig. 2. — Principe de l'alignement de l'oscillateur.

gamme l'écart de fréquence entre accord et oscillateur soit justement égal à la moyenne fréquence cherchée : c'est le point 1, pour lequel l'alignement est correct.

Que faut-il pour que cet écart devienne constant, quel que soit l'angle du variable ? Puisque la fréquence est trop grande au début de la gamme, nous allons la réduire, tout simplement en augmentant la capacité initiale : c'est l'affaire du trimmer en parallèle T, dont l'effet est prépondérant quand C est ouvert, mais s'amortit quand C se ferme parce qu'il ne représente plus alors qu'une fraction négligeable de la capacité totale. Nous arrivons ainsi à modifier la courbe de l'oscillateur suivant le pointillé de 2 à 1, et nous obtenons le second point correct 2, pour lequel la différence de fréquence a la valeur voulue.

Reste à augmenter la fréquence de l'oscillateur quand le condensateur variable s'engage à fond. Pour cela, il faut évidemment réduire la capacité totale : c'est ce que fait un condensateur ajustable, dit « padding », disposé en série dans le circuit. Nous savons que deux condensateurs en série ont une capacité totale plus faible que chacun d'eux : donc, le padding P réduira la capacité du condensateur C grossi de son trimmer, et son effet sera prépondérant à la fin de la gamme. Au début de celle-ci, le padding, qui a une capacité assez grande, ne réduit que très peu la capacité faible de C, comme on pourrait le voir par le calcul (1). Donc, par un choix judicieux de la self, du trimmer et du padding, nous pouvons arriver à avoir trois points d'alignement rigoureux au début, au milieu et à la fin de la gamme. Entre ces points, l'accord ne sera pas parfait, mais il suffira en pratique.

Disons pour terminer que la position du padding diffère suivant le

(1) Sans entrer dans de longs développements, rappelons que deux condensateurs C et P en série ont une capacité totale égale à $\frac{C \times P}{C + P}$. Supposons que C varie de 1 à 10 alors que le padding P est fixé à 5.

Au début, la capacité totale sera : $\frac{1 \times 5}{1 + 5} = \frac{5}{6}$, donc presque 1 : le padding a peu d'effet, il ne réduit la capacité de C que de 16 p. 100.

A la fin, la capacité totale sera $\frac{10 \times 5}{10 + 5} = \frac{50}{15}$ et le padding aura réduit la capacité C de 67 p. 100 (3,33 au lieu de 10).

constructeur. Par exemple, le padding peut se trouver entre le condensateur variable et le trimmer, comme le montre la variante.

3° L'alignement du châssis est complété par l'accord des circuits de haute fréquence, comprenant les circuits d'entrée et éventuellement ceux de l'étage amplificateur haute fréquence qui précède la changeuse de fréquence. Ce réglage se fait par les trimmers qui ont pour mission d'égaliser les capacités résiduelles ou parasites dans tous ces circuits, et aussi de compenser les tolérances de self des bobinages.

Nous pouvons maintenant comprendre la technique de l'alignement, qui va consister à régler méthodiquement tous ces trimmers et ces paddings dans toutes les gammes reçues par le poste.

Quel est ce montage ?

La plus aimable fantaisie règne parmi les châssis et les schémas, car chaque constructeur tient à se distinguer (?) et à faire quelque chose d'original (??). Mais, dépouillés des complications ou des fioritures, tous les supers se ramènent au fond à quelques schémas simples et du reste fort semblables. Nous ne parlons, bien entendu, que des récepteurs à commande unique et changement de fréquence par heptode, octode ou triode-hexode (les autres ne méritant plus guère qu'on s'en occupe encore).

● Dans les postes un peu anciens à deux gammes d'ondes seulement, on trouve très souvent le schéma figure 3 : bobines à prise avec court-

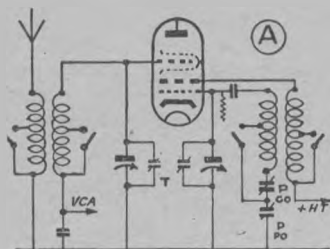


Fig. 3. — Commande unique simplifiée.

Deux gammes seulement, P. O. - G. O. Bobinages à prises, avec court-circuit de la partie G. O. Trimmers sur condensateur pour P. O. seulement.

circuitage de la partie G. O., et un seul trimmer sur chaque condensateur, ce qui est peu. En effet, ce trimmer n'aligne que les P. O. Si donc on

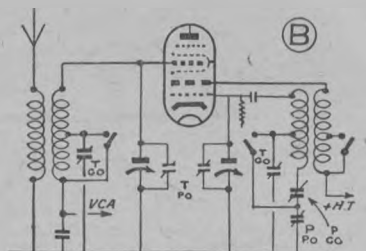


Fig. 4. — Commande unique améliorée.

En plus des trimmers P. O. sur les condensateurs, il y a des trimmers G. O. sur les bobinages.

tient à bien recevoir les grandes ondes, il est intéressant de mettre aussi un trimmer sur le bobinage G. O., comme le montre la figure 4. C'est du

reste ce qu'on trouve sur les postes de la même époque un peu plus soignés.

● La figure 5 représente le schéma d'un poste donnant les ondes courtes, dont l'alignement est aussi sommaire en G. O. que celui de la figure 3. Le « dispositif pour ondes courtes », comme on disait autrefois, est très

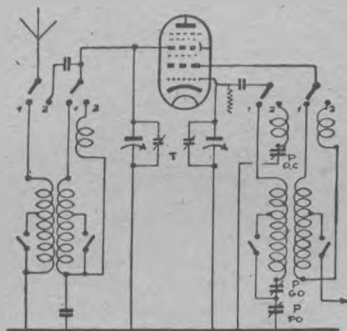


Fig. 5. — Commande unique simple à trois gammes d'onde.

La partie G.O.-P.O. est semblable à celle de la figure 3. Il y a des bobinages séparés pour O. C. soit une simple bobine d'accord et une oscillatrice. Pas de trimmer en O. C.

simplifié : couplage d'antenne capacitif, pas de trimmer sur le bobinage oscillateur, ce qui n'a pas trop d'importance, mais il y a un padding P, ce qui n'est déjà pas mal, car dans les postes populaires il n'est pas rare de ne trouver aucun organe d'alignement en O. C.

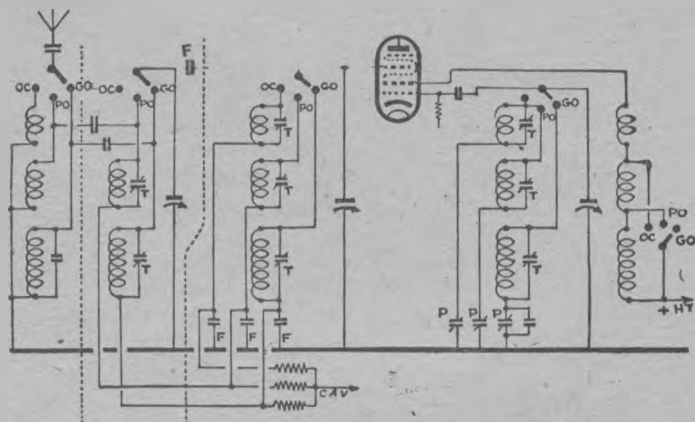


Fig. 6. — Commande unique à trois gammes d'ondes et présélecteur (filtre passe-bande) à couplage capacitif.

Les trimmers shuntent directement les bobinages. Le couplage du filtre HF est réalisé par les condensateurs F.

● Enfin, la figure 6 représente la partie accord et oscillation d'un poste sérieux à 3 gammes d'ondes : nous n'avons représenté qu'une seule gamme d'O. C. pour ne pas compliquer le schéma. Il y a en outre un filtre

pas-se-bande haute fréquence présélecteur à couplage capacitif. Remarquez que le présélecteur ne concerne pas les O. C., qui attaquent directement le circuit grille (les 2 bobines d'entrée O. C. sont couplées magnéti-

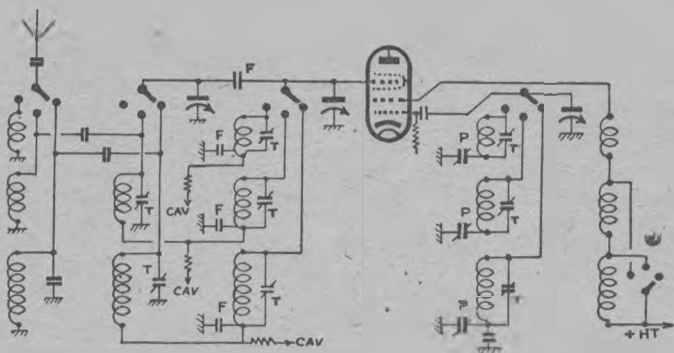


Fig. 7. — Même schéma que figure 6, mais en utilisant le symbole MASSE.

quement), parce que les ondes courtes sont une matière volatile qu'il convient de ne pas trop promener dans des circuits capacitifs. Remarquez aussi que chaque bobinage porte son trimmer en shunt, il n'y a donc pas de trimmer aux condensateurs variables.

La figure 8 représente le principe du présélecteur, qu'on retrouve

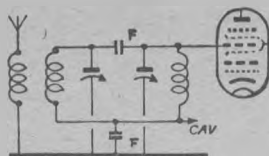


Fig. 8. — Principe du présélecteur à couplage capacitif.

aisément dans la figure 6 en suivant l'une des gammes et en faisant abstraction des détails (trimmers et CAV ou antifading).

Voulez-vous avoir le schéma plus courant d'un changement de fréquence sans préseleeteur ? Supprimez, dans la figure 6, ce qui se trouve entre les deux lignes verticales pointillées et rapprochez les parties restantes pour réaliser le couplage inductif des bobines.

Quand on a un peu d'habitude, l'examen d'un châssis fait apparaître dans l'esprit le schéma qui en est la base, et l'on a tôt fait de repérer les paddings et les trimmers, en identifiant chacun suivant sa position. Ce condensateur ajustable shunte-t-il un variable ? C'est un trimmer. Shunte-t-il un bobinage ? C'est aussi un trimmer. A-t-il une de ses armatures à la masse et l'autre à un bout d'une bobine ? C'est probablement un padding. Si vous ne pouvez suivre les fils, vous pouvez déterminer à quelle gamme il appartient, en observant quelle gamme il dérègle quand on le dérègle lui-même *provisoirement* et *prudemment*. (Attention ! Bien repérer l'angle de dérèglage !)

Naturellement, il faut autant que possible se procurer le schéma du poste qu'on se propose d'aligner et demander aux constructeurs ou aux collections de schémas le plus de détails possible — par exemple

a fréquence MF, les points d'alignement exacts. A ce propos, regrettons que la plus noire anarchie soit de règle dans la présentation des schémas : certains sont presque illisibles, faute d'une saine normalisation. N'hésitez donc pas à redresser les schémas biscornus que vous êtes appelé à consulter souvent, vous économiserez votre temps et vos nerfs.

A titre d'exemple, nous avons redessiné le schéma de la figure 6 suivant figure 7, en utilisant le petit balai qui représente la masse. On remarquera que ce schéma est moins clair et convient moins à l'étude d'un montage. Par contre, il facilite le dépannage, en représentant plus pratiquement les connexions courtes d'un bon câblage.

Avant de clore ce paragraphe, signalons que les circuits accordés d'oscillation peuvent se trouver dans l'anode, au lieu d'être dans la grille, comme le montrent les schémas ci-dessus. L'accord de l'anode oscillatrice est de règle générale avec la triode-hexode : un tel montage se voit sur la planche dépliant du présent volume.

L'outillage nécessaire.

Dans les temps anciens, on alignait un poste avec un simple tournevis et une oreille plus ou moins critique. Aujourd'hui, certains prétendent qu'on ne peut rien faire de propre sans un voltmètre à lampe étalonné pour mesurer les gains, un oscillographe pour régler les filtres de bande et un Q-mètre pour vérifier les bobinages. Sans nier l'utilité de ces respectables instruments, disons que les seuls outils réellement indispensables sont :

- un tournevis dit « à paddings », à courte lame et long manche isolant ;
- une clef à tube courte, à long manche isolant, pour régler les vis à tête hexagonale ;
- un bout de fil souple terminé par deux crocodiles ;
- un contrôleur universel continu et alternatif qui servira d'outputmètre, ou tout au moins un bon voltmètre continu résistant (au moins 500 ohms par volt), ou encore un milliampèremètre donnant toute sa déviation pour 10 millis et moins si possible.
- enfin, une hétérodyne, modulée si possible, bien calibrée, couvrant sans trous les bandes de 16 à 3.000 mètres.

Les indicateurs d'accord.

Pour suivre les progrès de la mise au point, on fait usage d'un indicateur d'accord, car l'oreille manque totalement de précision. Suivant les circonstances qui seront indiquées plus loin, on choisira :

- Un OUTPUTMÈTRE, ou plus simplement un voltmètre alternatif,

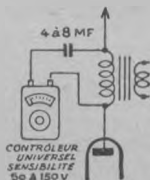


Fig. 9. — Branchement de l'outputmètre.

pour mesurer la puissance ou le courant musical de sortie. Pour que cet indicateur fonctionne, il faut évidemment que le circuit-plaque de la dernière lampe soit parcouru par un courant basse fréquence, donc que

l'on injecte un courant modulé dans les circuits à régler, et aussi que l'oscillateur fonctionne. En outre, il importe que la modulation soit constante, sinon l'aiguille suivra les variations de la modulation et renseignera mal sur les progrès de l'alignement. La méthode de l'outputmètre exige, par conséquent, l'emploi d'une hétérodyne modulée stable.

On le branchera en parallèle sur le primaire du transfo de sortie (fig. 9) avec un condensateur au papier en série (4 à 8 μ F), ou encore avec un transfo basse fréquence interposé, pour éviter le passage du courant continu dans l'appareil.

● Un VOLTMÈTRE À LAMPE, qui permet d'aligner le poste en l'absence de modulation (donc avec une hétérodyne simple ou sur une onde porteuse d'un émetteur quelconque), même s'il n'a pas d'antifading. On le branche de préférence en parallèle sur la résistance de charge de la diode, avec la masse du voltmètre à la masse du poste, — ou encore entre une plaque diode et la masse. Comme pour l'outputmètre, l'accord est indiqué par la lecture MAXIMUM.

Toutefois, le voltmètre à lampe peut introduire des capacités parasites capables de fausser un peu les indications, mais ses avantages sont importants quand l'antifading (ou CAV) est inexistant ou fonctionne mal.

● Un MILLIAMPÈREMÈTRE, placé dans le circuit anodique d'une lampe contrôlée par l'antifading, constitue peut-être la solution la plus simple et la meilleure dans la plupart des cas. Il faut le connecter comme l'indique la figure 10, c'est-à-dire en un point où le potentiel haute fréquence

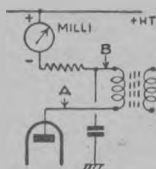


Fig. 10. — Branchement d'un milli dans l'anode d'une moyenne fréquence.

est bas, donc le plus près possible de la ligne haute tension. On évitera, par exemple, de brancher le milli aux points A ou B, car il introduirait des capacités parasites qui pourraient gêner l'alignement.

Le principe est simple : plus on approche de l'accord, plus la diode détecte, et par conséquent plus l'antifading agit. Comme la polarisation des lampes contrôlées augmente, le courant plaque diminue, ce qu'indique le milliampermètre. Donc, à l'inverse de l'outputmètre ou du voltmètre à lampe, l'accord est indiqué par la lecture MINIMUM du milli. Ceci n'est vrai, toutefois, que si la diode commandant l'antifading est branchée au secondaire du dernier transfo moyenne fréquence. Lorsque la diode qui commande l'antifading est branchée au primaire de ce transfo, la résonance est au contraire indiquée par un maximum de lecture du milli. Il faut donc bien vérifier au préalable quel est le montage de l'antifading lorsque les deux diodes ne sont pas réunies.

● Un VOLTMÈTRE résistant, branché aux bornes de la résistance de polarisation d'une lampe soumise à l'antifading, atteindra le même but. En effet, plus le courant plaque diminue, plus diminue aussi le courant cathodique, et la chute de tension aux extrémités de la R de polarisation diminue également.

Le branchement est indiqué par la figure 11. Ici, il n'y a rien à dessouder, ce qui est assez commode.

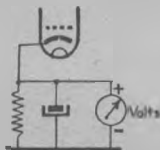


Fig. 11. — Branchement d'un voltmètre aux bornes d'une résistance de cathode.

● L'INDICATEUR DE SYNTONIE DU POSTE : œil magique, trèfle cathodique, ombrographe et consorts peuvent à la rigueur indiquer l'accord, puisqu'ils mesurent la puissance détectée. Il faut les amener à leur sensibilité maximum, donc à moitié fermés, et pour cela nous doserons l'injection du signal soit en réglant le débit de l'hétérodyne, soit en utilisant en guise d'antenne une bobine de fil souple dont on déroule une longueur variable.

Avec certains postes, le réglage le plus précis s'obtient quand l'œil est presque totalement éclairé. On apprécie alors la moindre variation de la mince ligne obscure qui sépare les secteurs lumineux.

Alignement d'un récepteur à amplification directe.

Il n'existe plus que quelques spécimens de cette espèce à jamais (?) disparue, dira-t-on... Est-ce bien la peine de nous en occuper ?

Voire... Le super est roi, c'est entendu, mais il pourrait bien être détrôné le jour où l'anarchie cessera de régner dans l'éther. Car Sa Majesté présente quelques petits inconvénients : glissement de fréquence, bruits de fond, harmoniques gênants, sifflements d'interférence, alignement délicat, etc...

En attendant, les survivants existent, et il faut les aligner : c'est du reste une bonne introduction à l'alignement d'un super, qui possède souvent un étage haute fréquence.

1. On laissera le haut-parleur connecté, pour ne pas se méprendre sur l'identité de la modulation de réglage dans le cas où une émission parasite ferait irruption pendant la mise au point. De même, il faut laisser en place les blindages et les capots des bobinages et des condensateurs, sous peine d'erreurs d'alignement.

2. Le poste sera réglé sur sa sensibilité maximum : potentiomètre poussé à fond, contrôle de tonalité sur les aiguës, antifading paralysé par court-circuit du condensateur qui va de la ligne antifading à la masse, ou encore par mise à la masse d'un retour de grille contrôlée par lui. Toutefois, si le poste comporte une réaction, elle sera provisoirement laissée sur une valeur moyenne.

3. L'indicateur sera soit un contrôleur universel à la sortie, soit un voltmètre à lampe sur la détection.

4. On vérifie d'abord si l'aiguille au début du cadran correspond bien au condensateur tout ouvert, et à la fin, avec le condensateur tout fermé.

5. L'hétérodyne modulée est d'abord branchée entre la masse et la grille de la dernière lampe haute fréquence, avec une capacité de 100 à 200 centimètres dans le fil qui y va. L'antenne artificielle est inutile pour le moment. Le combinateur est mis sur « petites ondes ».

6. Il s'agit maintenant de réduire au minimum la capacité résiduelle totale des circuits, afin de bien couvrir la gamme jusque dans les fréquences élevées. Pour cela, nous ouvrons à fond le condensateur et nous injectons une fréquence au moins égale à la fréquence la plus élevée de la gamme P. O., soit environ 1.500 kilocycles. Le trimmer du dernier circuit haute fréquence est réglé jusqu'à ce que l'indicateur donne la plus grande déviation. Notons en passant que, pendant tout l'alignement, la sensibilité de l'indicateur et le débit de l'hétérodyne seront réglés pour que l'aiguille de l'indicateur se promène au milieu du cadran.

7. Le bouton du poste est mis sur la fréquence de Radio-Lyon (1.393 kilocycles-seconde), de même que l'hétérodyne : si tout est correct, il ne doit pas être nécessaire de retoucher le trimmer.

8. Sans modifier les réglages, l'hétérodyne est branchée à la grille précédente, le débit étant réduit au besoin, et le trimmer de cette section est à son tour réglé au maximum. On procède ainsi de proche en proche, jusqu'à la borne d'antenne, où l'hétérodyne est branchée cette fois avec son antenne artificielle. Si l'un des trimmers doit être complètement dévissé, il faut serrer un peu plus les autres trimmers et recommencer l'alignement.

9. Si le poste comporte une réaction, il faut maintenant l'augmenter progressivement, en retouchant au besoin le dernier trimmer, celui du circuit auquel s'applique justement la réaction.

10. Les postes un peu soignés comportent un réglage de l'inductance des bobines, soit par vissage d'un noyau de fer divisé, soit par interposition d'une lame conductrice dans le champ. Si donc on n'arrive pas à réaliser l'accord d'un trimmer, c'est probablement parce que sa self est dérégulée. Dans le cas contraire, vérifier si le condensateur est en bon état.

11. Il faut maintenant vérifier l'alignement sur une fréquence plus basse, soit celle de Bruxelles (620 kilocycles). On procédera de même progressivement depuis la détectrice jusqu'à l'antenne, en modifiant le réglage des *selfs*.

12. Ensuite, on revient à 1.393 kilocycles, et on retouche légèrement les trimmers. Comme le point d'accord est très précis, on travaille des deux mains : la gauche balance légèrement le condensateur variable, pendant que la droite règle le trimmer.

Le réglage de la self et celui du trimmer réagissent l'un sur l'autre : il faut donc s'armer de patience et répéter plusieurs fois l'opération si on désire un réglage parfait.

Il ne reste plus, après cela, qu'à vérifier si l'alignement tient bien entre ces deux fréquences : si l'on doit retoucher un trimmer à une certaine fréquence, c'est que le condensateur variable n'est pas régulier. On corrigera la section incriminée en cambrant la lame mobile extérieure fendue en secteur (fig. 12), en dehors s'il faut dévisser le trimmer, en



Fig. 12. — lame mobile réglable d'un condensateur.

dedans s'il faut le visser, à l'endroit où elle s'engage dans les lames fixes. Toutefois, attention ! il s'agit de ne pas dépasser le but, sous peine de détraquer l'instrument.

13. On alignera de même les enroulements G. O., puis ceux des O. C. (s'ils existent), en mettant au besoin les trimmers « oubliés » par le constructeur...

L'alignement sans hétérodyne.

Quand on n'a pas d'hétérodyne (ce qui est le cas de beaucoup de dépanneurs, si paradoxal que cela paraisse!), on est bien forcé de recourir aux émissions dont les fréquences sont voisines de celles indiquées plus haut. Naturellement, il n'est plus question d'utiliser comme indicateur

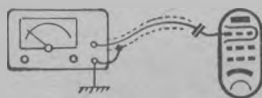


Fig. 13. — Injection d'un signal dans une grille.

un outputmètre ou un milli alternatif à la sortie, car l'instrument indiquerait non pas l'intensité de l'onde, mais le rythme berceur de la modulation qui varie à chaque instant. L'indicateur sera un milli continu inséré dans le circuit plaque d'une lampe commandée par l'antifading qui ne sera pas paralysé, à moins qu'on ne préfère la solution un peu moins bonne du voltmètre connecté aux bornes de la résistance de polarisation.

A part cela, le processus est le même que ci-dessus. Si le signal est trop faible pour être injecté dans la grille de la dernière lampe haute

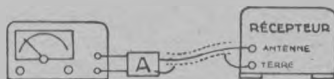


Fig. 14. — Injection d'un signal dans l'antenne du poste avec interposition de l'antenne artificielle A.

fréquence, on laisse l'antenne dans sa borne, on règle *grossomodo* les trimmers, puis on signole d'arrière en avant, en allant des réglages du dernier circuit accordé vers ceux du premier, comme il a été dit plus haut. Le maximum de précision s'obtient en « balançant » légèrement le condensateur variable de part et d'autre de l'accord, pendant que la main droite règle le trimmer.

L'alignement d'un superhétérodyne.

Entre un vulgaire tous courants à trois lampes et la prestigieuse « usine » à dix-huit lampes de la publicité américaine, il semble à première vue que la différence soit aussi grande qu'entre un mollusque et un mammifère supérieur. Et pourtant, quand on dissèque les deux organismes, on s'aperçoit qu'ils sont bien de la même famille. Ce n'est pas la présence d'étages haute fréquence, d'un présélecteur, de la sélectivité variable ou de l'accord motorisé qui modifient grandement le schéma général. Qu'il y ait plusieurs gammes d'ondes courtes, ou pas du tout, le principe reste le même. Et la multiplication du nombre de lampes — dont une bonne partie n'est souvent là que pour justifier la facture et multiplier les pannes —, pas plus que le foisonnement des accessoires et des fioritures, n'empêche pas de retrouver le squelette uniforme suivant :

1° Des circuits d'entrée haute fréquence, amplificateurs ou non, attaquant la grille de contrôle de la convertisseuse ;

2° Un oscillateur local formé par deux électrodes + cathode, soit de la convertisseuse, soit plus rarement d'une lampe séparée, le circuit oscillant se trouvant soit dans la grille, soit dans l'anode — ce qui ne change pas grand chose ;

3° Un ou plusieurs étages de moyenne fréquence, à sélectivité variable ou non ;

4° L'étage détecteur, généralement à double diode, l'une et l'autre utilisées ensemble ou séparément ;

5° Une ligne antifading (ou C. A. V., ou V. C. A., ou A. V. C., suivant les auteurs) qui transmet aux grilles des lampes haute et moyenne fréquence la tension négative développée par les diodes (ou l'une d'elles) au bout d'une résistance placée entre diode et cathode ;

6° Et souvent un œil magique ou tout autre indicateur qui mesure justement cette tension négative.

Le reste n'est plus que la partie basse fréquence, où s'exerce l'ingéniosité et la fantaisie du constructeur, et qui ne nous intéresse pas ici.

La planche dépliant représente justement un poste classique à 5 lampes + œil + valve, auquel on peut aisément rattacher la plupart des autres postes modernes. Par exemple :

● Voulez-vous supprimer l'étage haute fréquence ? En pliant la feuille, superposez simplement les lignes pointillées verticales AA et CC qui passent au centre des transfos haute fréquence, et vous verrez apparaître le poste simplifié.

● Voulez-vous un présélecteur à couplage inductif au lieu de l'étage haute fréquence ? Superposez les lignes verticales pointillées BB et CC.

● Voulez-vous simplifier l'accord des O. C., sans transfo interposé ? Plantez directement l'antenne au point marqué « Ant. OC. ».

● Voulez-vous remplacer la triode-hexode par une octode ? Installez par la pensée le schéma « variante pour octode » à la place de la triode-hexode. Les électrodes qui remplissent les mêmes fonctions portent les mêmes lettres *a, b, c, d, e, f*.

Remarquez aussi que, dans ce schéma, les différents étages et les organes qui s'y rapportent sont séparés par les lignes pointillées CC, DD, EE, FF.

Nous décrivons donc l'alignement d'un super en nous basant sur ce schéma type. *Mais il doit être bien entendu qu'il faudra suivre scrupuleusement les instructions spéciales du constructeur chaque fois qu'on pourra se les procurer, et particulièrement dans le choix de la fréquence MF et des fréquences des points d'alignement de l'oscillateur.*

Il y a plusieurs façons d'aligner un super, et nous en décrivons quelques-unes, car elles présentent chacune leurs avantages. Elles ont toutes un point commun : on commence par régler les circuits de moyenne fréquence. La seule exception à cette règle est le cas où le poste est totalement dérégulé et où l'on ne dispose pas d'une hétérodyne pour l'alignement.

Réglage de la moyenne fréquence.

1. Monter un indicateur de résonance : avec une hétérodyne modulée, on pourra choisir de préférence le voltmètre alternatif à la sortie.

2. Paralyser l'oscillateur par court-circuit des bobinages, ou du condensateur variable, ou mise de la grille à la masse. Paralyser aussi l'antifading, en le court-circuitant.

3. Si les transfos sont à sélectivité variable, les coupler faiblement (position de haute sélectivité).

4. Raccorder l'hétérodyne modulée à la grille de contrôle de la convertisseuse, en interposant un condensateur au papier de 500 centimètres ou beaucoup plus (sans importance). La connexion normale de grille est provisoirement enlevée, la grille est réunie à la masse par $R = 0,1 \text{ M}\Omega$.

5. Mettre le combinateur du poste en position P. O. et allumer. Régler l'hétérodyne sur la moyenne fréquence du poste, et la mettre en marche. Cette moyenne fréquence est indiquée par le constructeur ou les schémathèques. Si ce renseignement fait défaut, on l'apprécie *grosso-modo* : beaucoup de fil correspond à environ 130 kilocycles ; peu de fil, souvent divisé, parfois avec noyau ferreux, correspond à environ 460 kilocycles (le standard est 472). Voir tome II pour retrouver la fréquence d'un transfo moyenne fréquence inconnu. On choisit donc une valeur raisonnable, mais il faut s'attendre à devoir tout recommencer par la suite avec une autre valeur...

Par exemple, lorsque le poste est complètement désaligné et qu'on ne connaît pas sa moyenne fréquence, on peut commencer par mettre ses trimmers moyenne fréquence à mi-course et on accorde l'hétérodyne jusqu'à la plus forte réponse de l'indicateur, après quoi on réduit l'hétérodyne au minimum.

6. Régler les trimmers l'un après l'autre en commençant par le circuit qui précède la détection et en remontant jusqu'à la convertisseuse. La résonance est indiquée par l'indicateur, elle doit être très nette, sinon le circuit est amorti (résistance, mauvais contact, court-circuit larvé).

Pour éviter la réaction des enroulements l'un sur l'autre, on peut amortir un des circuits d'un transfo moyenne fréquence pendant qu'on règle l'autre, en lui mettant en parallèle à l'aide de deux pinces croco une chaîne-série de $R = 10.000 \Omega$ et $C = 50.000$ centimètres.

7. Vérifier l'alignement. Pour cela, dérégler légèrement l'hétérodyne et la régler doucement et régulièrement, en dépassant la résonance d'une égale quantité. Il est facile de voir sur l'indicateur si l'on obtient bien la courbe de résonance *a*, figure 15, et non *b* ou *c*. Sinon, il faut rechercher



Fig. 15. — Courbes de résonance des transfos MF.

- a) Résonance exacte des deux circuits.
- b) Un des circuits amorti et hors d'accord.
- c) Écart de fréquence entre les deux circuits peu amortis.
- d) Filtre de bande à circuits très couplés.

par le même procédé le transfo coupable, en branchant successivement l'hétérodyne à la grille de la lampe moyenne fréquence, puis à celle de la convertisseuse.

Vérifier si l'on obtient bien la courbe *d*, sans pointes comme en *c* ou en *b* (on tracera au besoin cette courbe point par point).

9. Si les transfos sont à sélectivité variable, il faut soigner l'accord exact de chaque circuit et vérifier minutieusement si l'on obtient bien la courbe à entablement *d* figure 15 quand on augmente le couplage (la lecture de l'indicateur doit rester à peu près constante sur une plage plus ou moins étendue de fréquence, sans pointes latérales).

10. Si les transfos sont à couplage serré (passe-bande), il ne faut pas

commettre l'erreur de chercher la réponse la plus forte comme s'il s'agissait de transfo à couplage lâche (donc sélectifs), car on aboutirait certainement à la perte de la sélectivité et de la qualité de reproduction. Si on n'a pas d'oscillographe pour voir ce qu'on fait, voici comment on procède :

On charge provisoirement le circuit couplé à celui qu'on accorde, à l'aide d'une $R = 10.000 \Omega$ en série avec $C = 0,1 \mu F$ qu'on met en shunt aux bouts du bobinage (ou encore entre la plaque ou la grille appropriée et la masse).

Donc, on règle d'abord le secondaire du dernier transfo avec ce shunt sur son primaire, puis le primaire avec shunt sur le secondaire, et on continue de même sur le transfo précédent. Ceci fait, on enlève le shunt, et, en faisant osciller de part et d'autre le condensateur de l'hétérodyne, on vérifie la courbe de réponse de la moyenne fréquence, en ne s'estimant satisfait que lorsqu'on obtient le dos plat ou deux faibles bosses bien symétriques et des flancs abrupts.



Quand on n'a pas d'hétérodyne modulée, on peut procéder comme suit :

1. Choisir un indicateur dépendant de l'antifading (milliampère-mètre dans l'anode d'une lampe contrôlée, ou voltmètre en shunt sur sa R de polarisation, ou œil magique. A la rigueur, l'oreille, en n'utilisant qu'une *faible émission*, car l'oreille est beaucoup plus sensible aux faibles variations de volume sonore qu'aux grandes.

2. Accorder une faible station en bas de la gamme P. O. (au besoin, réduire l'antenne à quelques décimètres de fil).

3. Ajuster les trimmers moyenne fréquence en partant de la plaque convertisseuse et en terminant à la détectrice.

Après alignement de la commande unique, il faudra revenir à la moyenne fréquence comme ci-dessus, d'abord en bas de la gamme P. O., puis en s'accordant sur une station en haut de la gamme P. O. On répète jusqu'à ce qu'on ait trouvé un réglage des trimmers moyenne fréquence qui reste constant pour les deux extrémités de la gamme.



Enfin, mentionnons que l'accord parfait d'un transfo moyenne fréquence à couplage fixe et filtre de bande nécessite l'emploi de l'oscillographe, combiné avec une hétérodyne, un ampli spécial basse fréquence et un modulateur de fréquence ou « wobbler ». On voit alors apparaître sur l'écran la courbe du transfo qu'on sculpte avec toute la précision souhaitable. Mais trop peu de dépanneurs possèdent cet outillage pour que nous puissions décrire ici la méthode... Les temps ne sont pas encore venus.

Signalons pour terminer deux astuces :

1° Il est parfois intéressant de modifier légèrement la fréquence MF pour se débarrasser des distorsions dues à un émetteur local ;

2° Il est bon de bloquer après réglage les vis des trimmers à l'aide de deux gouttes de cire à cacheter.

Alignement de la commande unique.

Avant de commencer l'alignement, il faut s'assurer :

1° Que le poste donne bien les stations au point indiqué sur le cadran (en cas de désaccord constant sur toutes les gammes, soupçonner glissement de l'axe dans le démultiplicateur) ;

2° Qu'il couvre bien toute l'étendue de ses gammes d'ondes, c'est-à-dire qu'avec C maximum et C minimum il atteint bien les fréquences limites indiquées par le constructeur. Éventuellement, on corrigera suivant ses instructions ;

3° Que les circuits d'entrée ne fuient pas ; pour cela, procéder comme suit :

Mettre le poste en P. O., raccorder l'hétérodyne modulée à la borne antenne avec l'antenne artificielle, et injecter différentes fréquences étalonnées le long de la gamme P. O., en notant la puissance nécessaire pour obtenir une bonne audition constante, ce qu'on peut vérifier à l'aide d'un outputmètre, ou d'un voltmètre alternatif branché à la sortie.

Répéter l'opération aux mêmes fréquences, l'hétérodyne étant raccordée cette fois à la grille de contrôle de la première lampe par un condensateur de 0,1 à 0,2 μ F. Noter la puissance d'injection nécessaire pour obtenir la même puissance de sortie. Le rapport entre les deux puissances d'entrée pour une même fréquence doit varier très peu le long de la gamme, et il donne une mesure de la qualité des circuits d'entrée. Trop faible ou trop variable, il indique de mauvais contacts, de mauvais isolants, des court-circuits larvés, des bobines mal placées, des blindages absorbants, etc...

On fera l'essai pour toutes les gammes du poste. Et on corrigera au besoin avant de faire l'alignement ;

4° Que les lames mobiles des condensateurs variables sont bien centrées entre les lames fixes. Quand un condensateur a beaucoup servi, il arrive que le rotor a coulissé suivant son axe, ce qui fait qu'une face des lames mobiles s'est rapprochée des lames fixes, tandis que l'autre face s'en est éloignée (1). Ceci se traduit par une augmentation de la capacité, qui rend impossible un alignement rigoureux.

*
* *

A. Alignement classique.

Dans le schéma type, l'ordre des points d'alignement par cette méthode est indiqué par les numéros noirs dans les cercles blancs.

1. Commencer par la gamme P. O. Enlever d'abord le court-circuit de l'oscillatrice, après alignement moyenne fréquence. Monter un indicateur approprié par exemple un outputmètre ou un voltmètre alternatif, sur le transfo de sortie. Brancher l'hétérodyne sur la grille de contrôle de la convertisseuse en interposant un condensateur de 200 à 500 centimètres.

2. Régler l'hétérodyne sur le point inférieur d'alignement indiqué par le constructeur. A défaut d'indication, prendre une fréquence un peu inférieure à celle du bas de la gamme (par ex. : 1.400 kilocycles si la limite est 1.500 kilocycles). Régler le poste sur cette fréquence, en mettant l'aiguille à sa place exacte sur le cadran.

3. Ajuster lentement le trimmer P. O. de l'oscillateur (3) jusqu'à la résonance, qu'on apprécie le mieux en balançant légèrement le condensateur d'accord pendant le réglage du trimmer. Si l'on obtient la résonance sur deux points de réglage du trimmer, il faut choisir le point qui correspond à la plus petite capacité du trimmer.

(1) On calcule aisément que la capacité moyenne de lame à lame, qui était $C = KS/4 \pi \epsilon$, est devenue $KS/4 \pi \frac{e^2 - a^2}{e}$ (en appelant e l'écartement normal des lames et a la quantité dont le rotor a coulissé).

4. Régler l'hétérodyne sur le second point d'alignement indiqué par le constructeur — à défaut d'indication, sur une fréquence un peu plus élevée que la limite supérieure de la gamme P. O., soit environ 550 kilocycles. Régler le poste, d'abord au maximum de réponse, puis sur le repère exact du cadran correspondant à cette fréquence : l'émission s'affaiblit ou même disparaît.

5. Régler le padding d'oscillateur P. O. (4) : l'émission reparait ou atteint son maximum, qu'on apprécie d'après l'indicateur de résonance.

6. Transférer l'hétérodyne à la borne antenne, en intercalant une antenne artificielle (250 centimètres de capacité mica avec 50 Ω en série) et la régler sur 1.400 ou 1.500 kilocycles. Accorder le poste par le mono-réglage, et régler les trimmers des circuits haute fréquence et d'accord, en remontant vers l'antenne (5, 6) en observant l'indicateur.

7. Accorder à nouveau l'hétérodyne sur la fréquence inférieure, soit 550 kilocycles, chercher l'accord maximum du poste sur cette fréquence, et retoucher le padding (4) en observant l'indicateur, sans s'occuper de la position de l'aiguille. Si l'aiguille n'est pas à sa place sur le cadran, dans ce cas, retoucher le calage de l'axe du condensateur, et revenir à 1.400 kilocycles. Si l'aiguille est à nouveau décalée, tourner la commande unique pour la remettre sur son repère, et retoucher le trimmer d'oscillateur (3), puis ceux d'accord (5, 6). Si l'aiguille présente encore un léger décalage aux deux bouts de l'échelle, le répartir entre les deux points. Il est dû soit à un défaut du bloc condensateur, soit à une différence d'étalonnage des bobines.

8. Contrôler l'uniformité, en observant l'indicateur à différentes fréquences de la bande : il ne doit pas accuser de grandes variations quand on modifie légèrement l'accord des trimmers. (Attention ! les remettre ensuite juste à leur place !) Si l'on constate une anomalie, on la corrige en pliant la lame réglable du condensateur dont dépend le trimmer : le secteur qui s'engage à cette fréquence dans les lames fixes sera écarté des lames fixes s'il faut dévisser le trimmer, ou au contraire rapproché s'il faut visser le trimmer pour obtenir le meilleur accord. Répétons que ce travail est délicat.

Après ces petites interventions, il faut reprendre l'alignement des trimmers.

9. Quand l'alignement P. O. est définitif, on aborde l'alignement G. O., *mais pas avant*.

Mettre l'hétérodyne à la grille de contrôle de la convertisseuse, injecter une fréquence voisine de la limite supérieure, ou bas de la gamme G. O. (par exemple 300 à 360 kilocycles), régler le trimmer de l'oscillatrice (7). Puis injecter une fréquence plus basse (l'onde d'Hilversum) et régler le padding G. O. (8).

10. Mettre l'hétérodyne à l'antenne du poste, régler sur le bas de la gamme G. O. (360 kilocycles) et aligner les trimmers des circuits haute fréquence et d'accord (9 et 10). Puis régler sur le haut de la gamme G. O. (160 kilocycles) et retoucher les trimmers s'il y a lieu.

Les appareils populaires n'ont pas toujours tous ces paddings et trimmers. Le réglage s'en trouve simplifié, mais au détriment du rendement. Quand on voit arriver un semblable poste, c'est peut-être le moment de vendre à son propriétaire les quelques ajustables qui manquent.

On termine par le contrôle de l'uniformité le long de la gamme, mais sans modifier le calage du bloc condensateur sur son démultiplicateur, comme sans toucher aux lames fendues du rotor (ce qui détruirait l'alignement P. O.). Tout ce qu'on peut faire, c'est répartir entre les deux extrémités de la gamme un décalage existant à l'une d'elles.

Disons également qu'il est souvent avantageux de faire le réglage

non pas aux deux bouts de la gamme, mais sur deux stations qu'on désire particulièrement recevoir — par exemple, Luxembourg et Droitwich.

11. L'alignement des ondes courtes se fait de la même manière que celui des petites ondes dans les postes modernes qui comportent des trimmers et des paddings, en commençant par le bas de chacune des gammes et en terminant par le haut, avec retour en bas de la gamme, puis en haut, etc., par approximations successives jusqu'à résultat satisfaisant.

Si les paddings et trimmers sont fixes, ou même absents (en particulier dans la gamme des 50 mètres), il est sage de brancher des ajustables pour voir si l'on n'obtient pas une amélioration — quitte à remplacer ensuite ces ajustables par une capacité fixe, doublée au besoin de deux fils isolés torsadés ensemble qui forment une petite capacité aisément réglable (fig. 16) suivant la longueur de la torsade.

En O. C., on retrouve le second battement d'interférence due au changement de fréquence à faible distance du principal, celui sur lequel



Fig. 16. — Condensateur fixe lesté de deux fils isolés torsadés.

il faut se régler. Il faut toujours choisir le réglage du trimmer d'oscillation avec le *minimum de capacité*, donc le *moins serré*, la station étant exactement repérée sur le cadran.

B. Variante de l'alignement classique.

Certains dépanneurs commencent avec l'hétérodyne reliée à la borne antenne par l'antenne artificielle, sans régler d'abord l'oscillateur. Voici la méthode, en supposant un voltmètre sur la résistance de polarisation de la lampe moyenne fréquence en guise d'indicateur.

1. Réglage de la gamme P. O. Hétérodyne et poste accordés sur 1.400 kilocycles environ. Si les transfo moyenne fréquence sont accordés, le voltmètre indique plus ou moins une résonance quand le poste est accordé sur la fréquence de l'hétérodyne.

2. Régler les trimmers d'accord et haute fréquence (mais non ceux d'oscillateur) en observant le voltmètre, dont l'aiguille baisse brusquement quand on passe sur la résonance. Constatations :

— L'accord est moins bon en serrant les trimmers : serrer davantage le trimmer d'oscillateur (3) et régler à nouveau les trimmers d'accord.

— On approche de la résonance sans l'atteindre en serrant les trimmers : desserrer le trimmer d'oscillateur (3). Si, malgré cela, la résonance n'est pas atteinte, il faut desserrer le padding d'oscillateur (4).

3. Régler l'hétérodyne sur la fréquence de 550 kilocycles-seconde (ou à peu près). Vérifier si l'accord des trimmers a varié. Constatations :

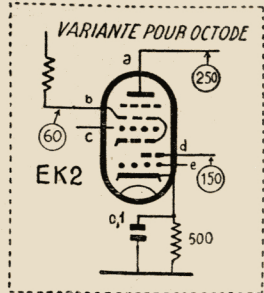
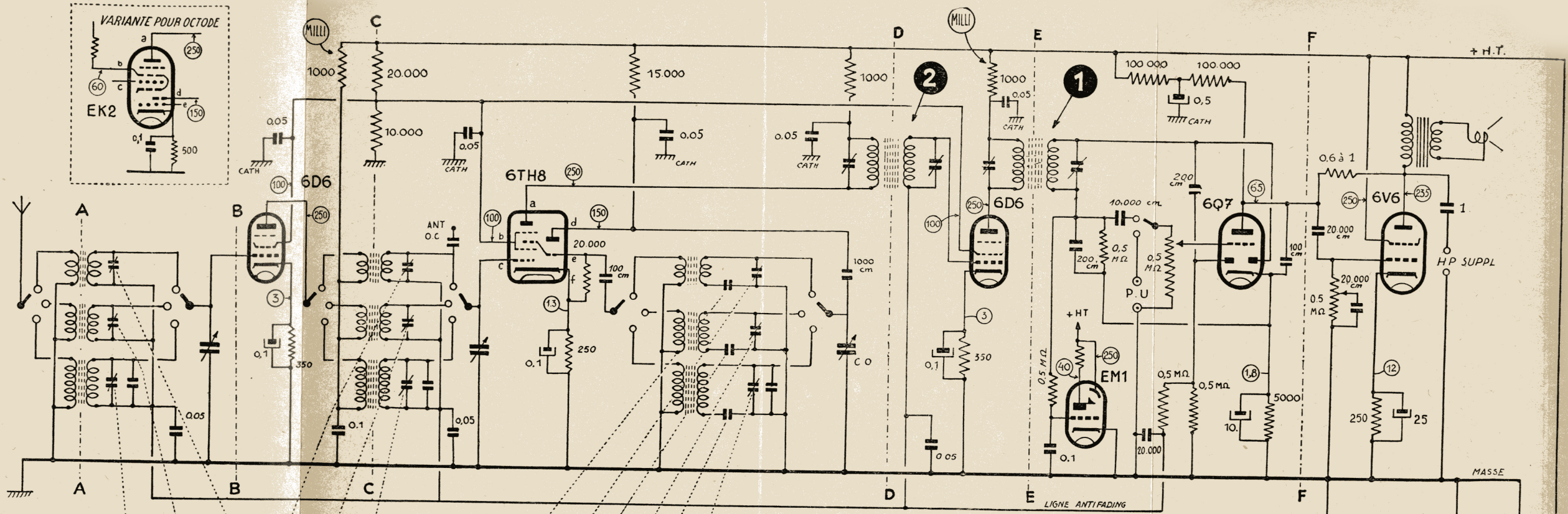
— Les deux trimmers 5 et 6 demandent à être serrés : il faut desserrer légèrement le padding 4.

— S'ils demandent à être desserrés, il faut serrer au contraire le padding 4.

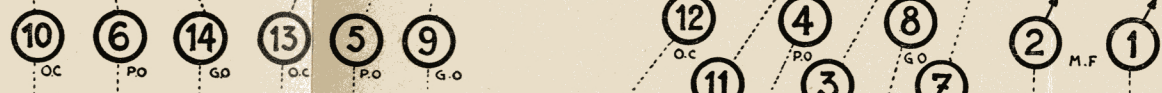
Après cette retouche du padding, il faudra reprendre le réglage sur 1.400 kilocycles-seconde environ des trimmers d'accord.

— Un seul trimmer sur les deux demande une retouche : ne pas la faire, mais plier dans le bon sens le secteur de lame fendue, qui s'engage en fin de course dans le stator du condensateur dont dépend le trimmer.

4. Régler le poste et l'hétérodyne sur une fréquence qui se trouve entre les deux points extrêmes de réglage (par exemple, 1.000 kilocycles-seconde) et terminer sur ce point l'alignement précis.



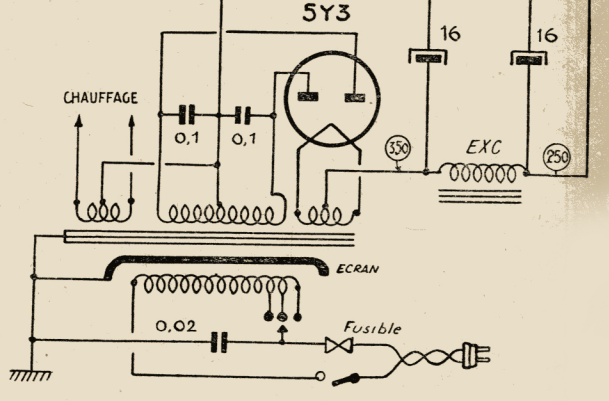
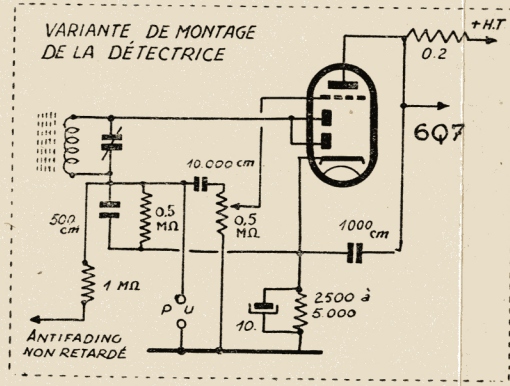
ALIGNEMENT CLASSIQUE

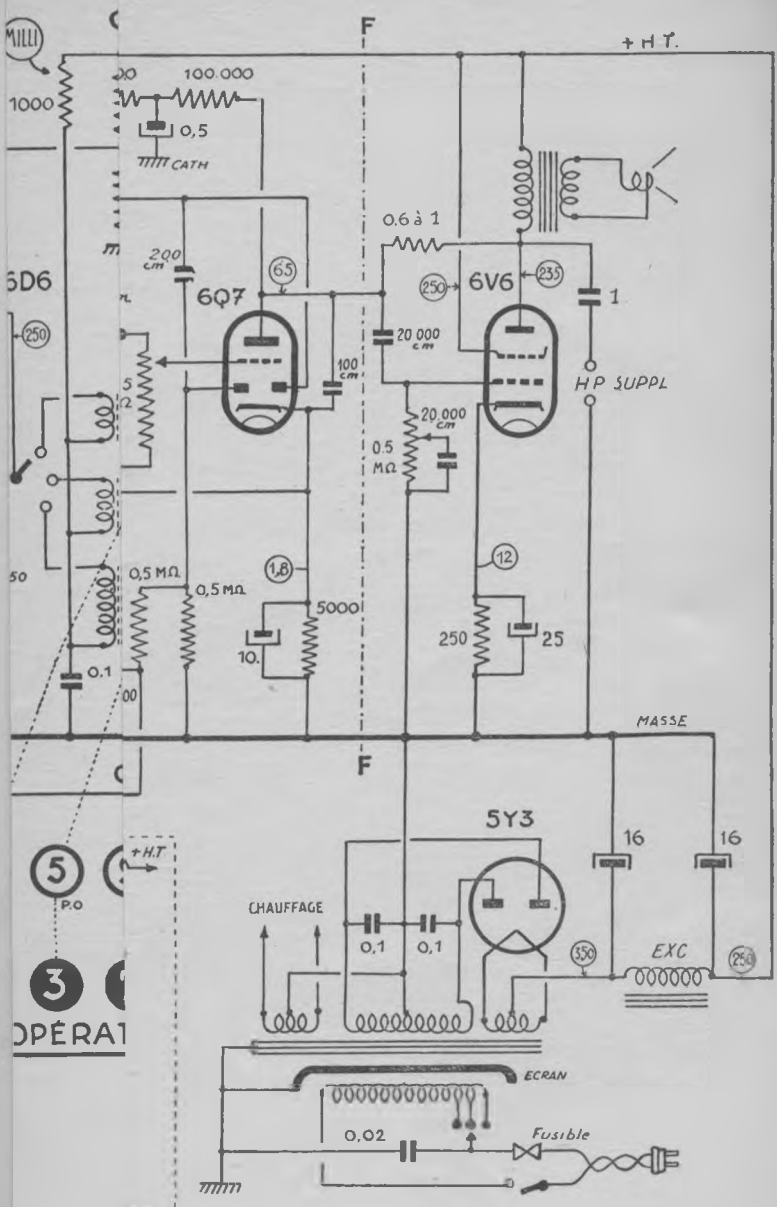


ALIGNEMENT PAR SUBSTITUTION OU PAR ARRÊT DE L'OSCILLATEUR

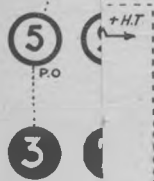


ORDRE DES OPÉRATIONS D'ALIGNEMENT DES CIRCUITS





OPÉRATI





5. Les grandes ondes et les petites ondes se traitent de même, sauf qu'il ne faut plus toucher aux lames fendues des rotors des condensateurs — pas plus qu'aux trimmers s'il n'y a qu'un trimmer pour toutes les gammes (dans ce cas, il se trouve généralement sur le condensateur).

On remarquera que cette méthode est beaucoup moins systématique que la précédente, puisqu'elle oblige à dérégler à nouveau le bas des gammes pour régler le haut. Néanmoins, c'est peut-être la plus connue.

C. Alignement par substitution.

Cette méthode consiste à aligner l'accord et la haute fréquence sans s'occuper de l'oscillateur, puis à régler celui-ci après coup. Elle est très recommandable, surtout quand le poste est très dérégulé. L'ordre des opérations est indiqué sur le schéma type par les numéros blancs sur cercles noirs.

1. Déconnecter provisoirement le stator du condensateur d'oscillateur (ce qui équivaut à éliminer celui-ci) et brancher à sa place un condensateur variable de capacité semblable, terminé par deux bouts de fil souple, avec des pinces crocodile.

2. Relier l'hétérodyne à la borne antenne (par son antenne artificielle). Mettre le commutateur du poste sur petites ondes. Monter un indicateur de résonance, comme indiqué plus haut.

3. Régler l'hétérodyne à la fréquence maximum P. O. indiquée par le constructeur (ou une fréquence du bas de la gamme, soit 1.400 kilocycles, par exemple). Régler le poste approximativement sur cette fréquence, d'après le cadran.

4. Régler le condensateur extérieur qui a été substitué au condensateur normal de l'oscillateur, jusqu'à ce que l'indicateur donne une pointe nette de résonance.

5. Aligner alors les circuits d'accord et de haute fréquence, en balançant d'une main le bouton de monoccommande, pendant que l'autre règle les trimmers (numéros blancs sur cercles noirs 3, 4).

6. Avec l'hétérodyne réglée sur une fréquence du haut de la gamme (celle indiquée par le constructeur, ou par exemple 550 kilocycles), régler la monoccommande sur la même fréquence indiquée au cadran, puis le condensateur extérieur de l'oscillateur jusqu'à la résonance.

7. Vérifier si les trimmers d'accord et de haute fréquence n'ont pas besoin d'être retouchés. Si oui, c'est la preuve que les condensateurs qui s'y rapportent doivent être corrigés (par pliage des sections de la lame fendue du rotor), ou que l'arbre a patiné dans le démultiplicateur. Donc, ne pas retoucher les trimmers, mais corriger le défaut. Vérifier de même le milieu de la gamme.

8. Recommencer par le bas de la gamme, puis par le haut, jusqu'à ce que l'alignement soit correct dans les circuits d'accord et haute fréquence.

9. Il faut maintenant enlever le condensateur variable extérieur de l'oscillateur et remettre en circuit son condensateur commandé par l'axe commun. Il ne reste plus qu'à aligner ce condensateur. Pour cela :

10. Accorder le poste sur le premier point d'alignement (bas de la gamme) et ajuster le trimmer d'oscillateur (5, chiffre blanc sur rond noir) jusqu'à résonance.

11. Accorder le poste et l'hétérodyne sur le second point d'alignement (haut de la gamme) et ajuster le padding (6).

12. Entre ces deux points, accorder l'hétérodyne et le poste sur le troisième point d'alignement, et obtenir la résonance par retouche du trimmer, ou pliage de la section de la lame fendue, ou vis d'accord de la bobine quand elle existe.

13. Recommencer dans l'ordre l'alignement des trois points, jusqu'à parfaite résonance, car les réglages réagissent l'un sur l'autre, et l'alignement correct ne peut être obtenu que progressivement.

14. On réglera de même les gammes G. O. et O. C. avec les restrictions d'usage, c'est-à-dire : ne pas modifier la cambrure des lames fendues des condensateurs, et pour les O. C. choisir le battement qui correspond au minimum de capacité des trimmers.

D. Alignement par arrêt de l'oscillateur.

Cette méthode, qui rappelle la précédente, consiste à transformer provisoirement l'appareil en récepteur à amplification directe, dont le réglage est aisé. Dès que les circuits qui précèdent la convertisseuse sont réglés, on aligne l'oscillatrice. Elle présente les mêmes avantages de sécurité, de rapidité et de précision, sans nécessiter la mise hors circuit d'un condensateur. Mais le récepteur doit être muni de l'antifading.

1. Court-circuiter l'oscillateur avec un bout de fil souple terminé par deux pinces crocodile — en mettant la grille oscillatrice à la masse, ou le condensateur variable, ou l'enroulement.

2. Injecter dans l'antenne une fréquence de 1.500 kilocycles, ou celle correspondant au condensateur ouvert à fond, en faisant débiter à l'hétérodyne la puissance maximum. La résonance sera indiquée soit par un milliampèremètre dans la plaque de la lampe moyenne fréquence, soit par un voltmètre résistant aux bornes de sa résistance de polarisation (1).

3. Ajuster les trimmers d'accord et de haute fréquence en observant l'indicateur comme indiqué plus haut.

4. Régler l'hétérodyne sur la fréquence du premier point d'alignement indiqué par le constructeur (ou, à défaut, quelque chose comme 10 p. 100 au-dessous de la fréquence du poste quand le condensateur est tout ouvert, soit environ 1.350 kilocycles). Le poste est accordé sur cette fréquence, et les trimmers d'accord et haute fréquence sont soigneusement alignés jusqu'à ce que l'indicateur donne le minimum de déviation (3 et 4).

5. En faisant balayer par l'hétérodyne toute la gamme P. O., vérifier si l'alignement des trimmers d'accord et haute fréquence tient bien tout le long du cadran. Sinon, il faut modifier la cambrure des lames fendues du condensateur, comme il a été dit.

6. Réduire considérablement la puissance du signal, régler à nouveau l'hétérodyne sur le bas de la gamme (premier point d'alignement) et enlever le court-circuit de l'oscillateur : on entend la modulation dans le haut-parleur quand le poste est accordé sur cette fréquence.

7. Ajuster le trimmer d'oscillateur jusqu'au minimum de lecture de l'indicateur (5). Si l'on trouve la résonance sur deux points, choisir celui qui correspond au minimum de capacité du trimmer.

8. Recourt-circuiter l'oscillateur, régler l'hétérodyne sur le second point d'alignement en haut de la gamme (sans autre indication, prendre 10 p. 100 de plus que la fréquence correspondant au condensateur tout fermé, soit environ 550 kilocycles) et mettre l'hétérodyne à pleine puissance.

9. Accorder le poste avec le bouton de monocommande en observant l'indicateur de résonance. Ceci fait, réduire considérablement la puissance de l'hétérodyne et enlever le court-circuit de l'oscillateur.

(1) En effet, le signal puissant fait naître un courant de grille dans la convertisseuse ou la lampe haute fréquence, et ce courant ne peut fuir qu'en passant dans les résistances de la ligne antifading, où il crée une chute de tension qui polarise négativement les grilles contrôlées par cette ligne. Il en résulte une chute d'intensité du courant anodique, ce qu'indique justement le voltmètre ou le milli.

10. Ajuster le padding de l'oscillateur (6) jusqu'au minimum de lecture de l'indicateur. Si l'on retrouve l'accord sur deux points, choisir celui qui correspond au minimum de capacité.

11. Accorder l'hétérodyne sur le premier point d'alignement (bas de la gamme) et vérifier si l'accord du trimmer tient toujours, car l'accord du padding réagit sur celui du trimmer.

12. Il ne reste plus qu'à faire l'alignement G. O. et O. C., avec les restrictions déjà indiquées pour ces gammes.

Comme on le voit, cette méthode est semblable à la précédente, et l'ordre des opérations est le même.

E. Alignement sans instruments.

Il faut beaucoup de temps et de patience pour aligner un super sans hétérodyne, surtout si les transfos moyenne fréquence sont complètement déréglés. Nous déconseillons d'entreprendre ce travail s'il s'agit d'un poste avec moyenne fréquence à bande passante.

L'indicateur de syntonie sera l'œil magique ou l'oreille. L'œil magique présente l'inconvénient de nécessiter l'injection de signaux assez forts, donc de faire agir l'antifading. Il importe de paralyser provisoirement son action, en déconnectant la ligne antifading de la résistance de charge de la diode et en la connectant à la masse pour ne pas laisser les grilles « en l'air ».

● Supposons le poste complètement désaligné. Nous réglons d'abord ses trimmers moyenne fréquence (ou ses noyaux magnétiques) à mi-course, et nous cherchons à entendre une émission.

● Nous réglons au mieux les transfos moyenne fréquence en commençant par le dernier, jusqu'au maximum de réponse, qu'on juge mieux en réduisant le contrôle de volume au fur et à mesure des progrès. C'est l'alignement moyenne fréquence provisoire, qu'il faudra peut-être modifier par la suite.

● Sur la gamme P. O., par exemple, nous cherchons un émetteur connu en bas de la bande, et nous vérifions si l'aiguille est bien à sa place sur le cadran. Nous réglons les trimmers d'oscillateur et d'accord. Puis nous cherchons un émetteur connu en haut de la bande, ce qui permet de régler le padding.

● C'est maintenant le moment de vérifier si la valeur de la moyenne fréquence arbitrairement choisie peut convenir. Pour cela, nous restons sur la même bande P. O., et nous observons si l'alignement est correct tout le long de la bande et si l'aiguille tombe bien sur le repère de chaque station reçue. En cas d'irrégularité, nous retoucherons d'abord les trimmers et le padding, et, si le mal persiste, il n'y a plus qu'à recommencer à partir du début, en choisissant une nouvelle valeur de moyenne fréquence et en espérant que ce sera la bonne... Ces tâtonnements peuvent durer assez longtemps.

● Ce n'est qu'après avoir enfin trouvé la bonne valeur de moyenne fréquence que nous pourrons nous occuper de l'alignement G. O. et O. C.

Heureusement, il est rare qu'un poste soit complètement désaligné, et nous profiterons évidemment autant que nous le pourrons des trimmers correctement réglés, qui nous serviront de points de repère pour régler les autres. D'où la série des petites évidences suivantes :

— Un trimmer dont la vis est scellée doit être considéré comme réglé jusqu'à preuve du contraire.

— Si une bande de fréquences, par exemple celle des G. O., se montre correctement alignée sur toute son étendue, c'est que les transfos MF sont bien réglés. Il ne faut pas les retoucher.

— Il faut ouvrir l'œil pour voir, avant toute chose, si on ne trouve pas de traces d'intervention. Par exemple, le propriétaire de l'appareil a bloqué à fond « toutes les vis qui étaient desserrées », mais il a heureusement oublié les moins visibles : ces trimmers n'auront donc pas besoin d'être retouchés immédiatement.

— Puisque c'est la fréquence de l'oscillateur du poste qui commande le réglage, nous ne retoucherons pas les trimmers et padding d'oscillateur d'une gamme si nous constatons que les stations défilent correctement et sont repérées avec précision, même si la visibilité est faible. Le mal se trouve ailleurs.

* * *

Je m'excuse d'avoir employé le style télégraphique pour décrire ces manœuvres, si fastidieuses quand on les lit, si faciles et rapides quand on les fait. Mais le procédé a l'avantage d'éviter l'embrouillement des idées et de réduire considérablement la fatigue du lecteur... et celle de l'auteur.

Il resterait bien à parler des supers munis de ces mirifiques condensateurs à lames profilées, qui maintiennent théoriquement l'alignement sur toute la gamme, sans paddings. Comme il ne reste guère que quelques échantillons de cette espèce disparue, nous nous bornerons à dire que la moyenne fréquence ne doit pas être modifiée, sous peine de détruire l'alignement, — qu'on se contente le plus souvent d'aligner les trimmers par la méthode d'arrêt de l'oscillateur, — et qu'on applique tout simplement l'une des méthodes générales décrites ci-dessus si le poste comporte plusieurs gammes d'ondes.

Et nous laisserons tomber le rideau sur cet ennuyeux chapitre.

MINIATURES ET TOUS-COURANTS

Nés de l'union impure d'une boîte à cigares américaine et d'un courant continu, les premiers postes pygmées furent théoriquement créés pour le voyage et pour s'accrocher à tous les secteurs. Mais les constructeurs s'aperçurent bientôt que ces avortons ne coûtaient pas cher à fabriquer et laissaient de substantiels bénéfices, car le public ne demande qu'à croire qu'on va lui donner pour cent francs ce qui en vaut mille. Et voilà pourquoi le marché fut vite saturé de postes miniatures, puis de « tous-courants » de plus grand module, et que nous n'avons probablement pas fini d'en voir de nouveaux.

Or il a été publié bien de peu de chose sur ces intéressants phénomènes. Nous pensons donc bien mériter de la patrie en réunissant ici les éléments essentiels de pathologie qui les concernent plus spécialement.

En théorie, un poste miniature ne diffère d'un poste régulier que par l'alimentation. Il aura les mêmes raisons de se mettre en panne qu'un récepteur courant, au transfo près, et il se dépannera par les mêmes méthodes, ce qui nous permet de renvoyer d'emblée le lecteur au précédent *Memento* pour le dépiçage et la cure des pannes normales.

Il aura par surcroît des raisons particulières de faire des maladies hors série, en quelque sorte congénitales, car son alimentation spéciale, l'extrême compression de son anatomie par un constructeur qui a voulu faire entrer un litre dans un demi-setier, la qualité souvent douteuse de ses pièces et ses organes aux multiples fonctions le conduisent à la clinique plus souvent qu'à son tour. Ce que le client n'a pas voulu payer en fabrication, il le payera en réparations.

Hâtons-nous de dire cependant que nous avons vu quelques pygmées fort bien faits, qui valaient presque un poste normal : une erreur du fabricant sans doute, l'exception qui confirme la règle...

● Les premiers tous-courants américains étaient à amplification directe, ils comportaient d'habitude une pentode à pente variable 78, une pentode fixe 77 détectant par courbure de plaque, et une pentode fixe 43. Ces lampes furent ensuite remplacées par la pentode variable 6 D 6 ou 6 K 7, la pentode fixe 6 C 6 ou 6 J 7 et la pentode de sortie 25 L 6, laquelle serait capable de donner une puissance sonore fort intéressante si elle débitait dans un haut-parleur sérieux. Mais celui qui équipe les *cigar boxes* est le plus souvent un minuscule dynamique qui s'époumone dans un baffle microscopique, quand ce n'est pas le magnétique qu'on voit encore dans certains fossiles. Ces trois lampes sont ordinairement reliées de manière classique, avec une seule gamme d'ondes pour les américaines, et deux pour les européens, un peu plus volumineux. Signalons simplement que le châssis est parfois isolé de la « masse », celle-ci étant constituée par une connexion commune, si bien que le châssis n'est pas relié au secteur. La tension d'écran de la lampe HF est égale à la tension anodique. Souvent, le contrôle de volume sonore est obtenu par un potentiomètre branché entre antenne et cathode de la première lampe (fig. 1).

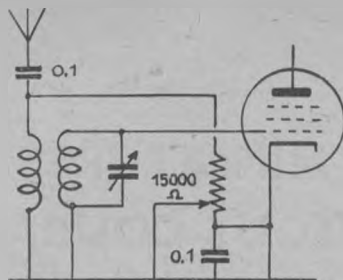


Fig. 1. — Contrôle de puissance en haute fréquence.

● Mais la plupart des tous-courants actuels sont des changeurs de fréquence plus ou moins élaborés qui ne se distinguent guère dans leur ensemble que par leur alimentation et par l'esprit d'économie qui a présidé à leur fabrication. Il y a sans doute des tous-courants irréprochables, mais ils sont la minorité.

Beaucoup de constructeurs ont abandonné le format boîte à cigares et profité de l'espace devenu disponible pour réaliser des montages parfois imposants. C'est ainsi qu'un modèle de Ducretet ne comporte pas moins de huit lampes, dont une amplificatrice HF, deux 43 finales et deux valves montées en doubleuses de tension. D'autres constructeurs, comme Lemouzy, ont fait des récepteurs universels comportant deux pentodes finales en push-pull, avec une 6B7 dont l'élément pentode sert à l'amplification MF et les deux diodes à l'antifading et la détection séparée, suivie d'une triode-pentode 6F7 dont la partie pentode est préamplificatrice BF, tandis que sa triode joue le rôle de déphaseuse pour le push final ! Comme on le voit, un poste universel peut être puissant et compliqué. Et nous n'avons mentionné ni les présélecteurs ni les montages réflexes, dont quelques-uns sont passablement trapus. Témoin ce Lemouzy 1936 qui n'a que trois lampes sans valve, mais dont la 6F7 du milieu est tout un poème : sa partie pentode amplifie d'abord en moyenne fréquence, puis en basse fréquence, tandis que la grille de son élément triode sert de diode de détection et que sa plaque joue le rôle de diode antifading. Inutile de dire que ces moutons à cinq pattes marchent sans doute, mais qu'ils ont plus de raisons que les autres de se mettre à boiter.

Mais ce sont là des exceptions. En général, le constructeur se contente de montages simples avec le minimum de lampes actives, pour abaisser son prix de revient. Nous avons dit lampes *actives*, car on découvre parfois des lampes inutiles — et d'ailleurs inutilisables — dont le filament seulement est en circuit, afin de faire croire à l'acheteur qu'il a un poste « à six lampes ». Citons dans le même ordre d'idées les résistances sous verre et les régulateurs fer-hydrogène, sans compter les lampes de cadran que certains prospectus comptaient au nombre des lampes actives du poste !

L'antenne.

Comme l'un des fils du secteur est déjà à la terre, les tous-courants peuvent se passer de prise de terre. Quant à l'antenne, on l'a souvent constituée par un fil souple qu'on réunit à une terre quelconque (radiateur, gaz, eau) en interposant un condensateur. C'est ainsi qu'on vendait autrefois les postes miniatures. Cela ne vaut évidemment pas une bonne antenne, car les signaux sont en réalité captés par le secteur et transmis *via*

le fil isolé de la terre au primaire du premier transfo HF, jusqu'à la terre par le fil et le condensateur d'antenne. Cela revient à faire marcher le primaire de ce transfo à l'envers, l'« antenne » étant en réalité la terre.

L'alimentation.

● En général, tous les filaments sont en série, et l'intensité est limitée par une résistance supplémentaire, en série également. Les lampes américaines consomment 0,3 ampère, tandis que les européennes du type C ne consomment que 0,2 ampère. Les lampes de cadran sont aussi en série avec les filaments des autres lampes, mais, comme leur intensité est souvent plus faible, on leur met une résistance en shunt pour atteindre 0,3 ou 0,2 ampère, selon le cas. Il est donc fort important de toujours remplacer les lampes de cadran mortes par d'autres de même voltage et même intensité lorsqu'elles sont en série sur les autres filaments. Rappelons que, pour utiliser des ampoules d'intensité différente, il faut changer le shunt, qu'on calcule comme suit : on fait la somme des volts des ampoules nouvelles et on la divise par la différence entre leur ampérage et celui des filaments des lampes réceptrices, ce qui donne les ohms nécessaires.

La résistance en série avec les filaments pour limiter l'intensité à 0,3 ampère ou 0,2 ampère, suivant le type de lampes, est le plus souvent constituée par un cordon chauffant, c'est-à-dire le cordon de prise de courant qui contient un troisième fil résistant enrobé d'amiante. Ce fil résistant est facile à reconnaître, il part de la même fiche que l'un des conducteurs en cuivre, on l'identifie par une mesure de résistance. Il ne faut jamais raccourcir le cordon chauffant, cela survolterait les filaments. Le calcul de la résistance nécessaire est fort simple : on additionne tous les volts des filaments et on retranche le total de la tension du secteur. Le reste, qui représente les volts à perdre, est ensuite divisé par l'intensité des lampes (0,3 ampère ou 0,2 ampère suivant leur type) et on obtient les ohms nécessaires.

Exemple : Poste à 4 lampes 6,3 volts 0,3 ampère et valve 25 Z 6, plus 2 lampes cadran 4 volts.

Le total des volts donne : $6,3 + 6,3 + 6,3 + 6,3 + 25 + 4 + 4 = 58,2$ volts. Il faut donc perdre : $110 - 58 = 52$ volts, ce qui donne : ohms = $52 : 0,3$ ampère = 173 ohms.

Nous emploierons 1,73 m de cordon chauffant de 100 ohms par mètre.

Le cordon chauffant est, à notre avis, une des meilleures solutions de la résistance en série sur le chauffage, parce qu'il dégage sa chaleur à l'extérieur du poste. Il n'en est pas de même des lampes ballast, qui contiennent la résistance chauffante sous une enveloppe de verre ou métallique, qui chauffe dangereusement les organes voisins, et à plus forte raison des résistances bobinées sur stéatite que certains constructeurs insouciantes placent sous le châssis ou près des électrolytiques. C'est ainsi qu'un ami dépanneur nous disait avoir vu un châssis littéralement soudé à son coffret par un bain de masse isolante que la résistance ballast avait fait sortir du bloc de condensateurs ! Il fallut le couteau à mastic pour en venir à bout.

Quand on voit venir un de ces postes où tout est tassé et où les malheureux électrolytiques sont surchauffés par la valve, la pentode de sortie et parfois une résistance ballast, des mesures s'imposent. Il ne faut pas hésiter à protéger les condensateurs par des écrans d'amiante, et à remplacer la résistance par un cordon chauffant, en même temps qu'on supprimera l'écran qui ferme l'arrière de l'appareil ou qu'on agrandira tout au moins ses trous d'aération.

● La haute tension est habituellement obtenue par interposition d'une valve 25 Z 5 ou 25 Z 6 montée en redresseuse monoplaque, en série sur le

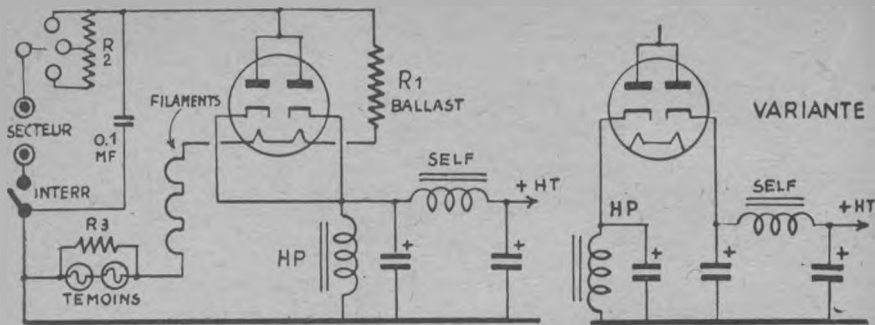


Fig. 2. — L'alimentation classique à filtrage par le plus.

secteur. Le circuit le plus courant est celui de la figure 2. On dit qu'il est « à filtrage par le plus », parce que la self de filtrage se trouve dans le conducteur positif. Évidemment, le courant continu ne peut passer dans la valve qu'à la condition de respecter la polarité de la fiche de prise de courant, alors que cette polarité n'a aucune importance en alternatif.

Avant de quitter ce schéma de la figure 2, remarquons :

- 1° L'excitation du haut-parleur, qui se fait en parallèle et non en série sur la HT, pour ne pas créer de chute de tension importante. Seuls, les postes les plus récents sont munis d'un haut-parleur à aimant permanent ou d'un dynamique dont l'excitation en série sert de self de filtrage ;
- 2° La self de filtrage, parfois remplacée par une simple résistance de quelque 2.000 Ω ;
- 3° La résistance à plots R_2 , qui permet d'adapter le récepteur à diverses tensions de secteur ;
- 4° Le petit condensateur de préfiltrage de 0,1 MF, qui est parfois connecté à l'entrée du secteur.

● Certains récepteurs utilisent la chute de tension dans la self ou la résistance de filtrage pour obtenir gratuitement la polarisation de la

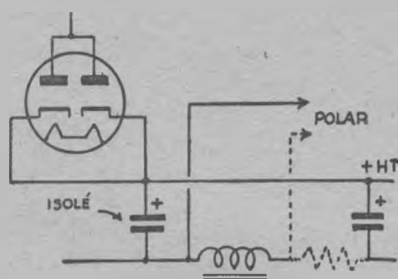


Fig. 3. — Filtrage par le moins.

lampe de sortie : c'est le « filtrage par le moins » de la figure 3, que l'on reconnaît à plusieurs indices :

- Le premier chimique de filtrage est isolé de la masse ;
- Les deux + des condensateurs de filtrage sont reliés ensemble ;

La cathode de la valve est reliée directement à l'écran de la pentode finale ;

La cathode de la pentode finale est directement reliée à la masse.

Comme il peut arriver que la chute de tension dans la self de filtrage ne donne pas exactement la polarisation désirée, celle-ci est alors prise sur un pont dont la self peut faire partie, comme l'indique le pointillé de la figure 3, ou sur un diviseur séparé (fig. 4).

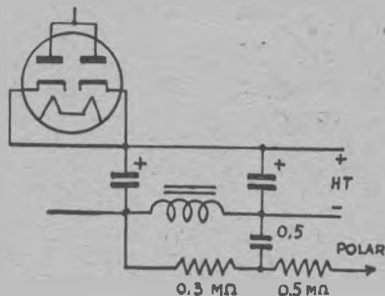


Fig. 4. — Polarisation par pont de la pentode finale.

● Certains postes tous-courants américains présentent, au lieu de la traditionnelle 25 Z 5, deux valves mono-plaques 12 Z 3. L'avantage est évidemment nul au point de vue technique, mais cela permet de donner à l'acheteur éventuel l'illusion d'obtenir un appareil forcément supérieur, puisqu'il a une lampe de plus...

● Plusieurs constructeurs (Ducretet entre autres), dans le but de disposer d'une tension redressée intéressante sur secteur de 110 volts, ont parfois monté une ou deux 25 Z 5 en doubleuses de tension. On connaît le principe de ce montage : chaque alternance passe par une valve mono-plaque de la 25 Z 5 et ne peut passer par l'autre qui appartient à l'alternance suivante — elle charge en passant un condensateur — et, comme les deux condensateurs des deux alternances sont en série, on recueille une tension redressée théoriquement double. Le débit est d'autant plus grand que les condensateurs sont plus importants. La figure 5 représente un tel doubleur de tension, les pointillés indiquant le branchement d'une seconde 25 Z 6 en parallèle pour augmenter le débit.

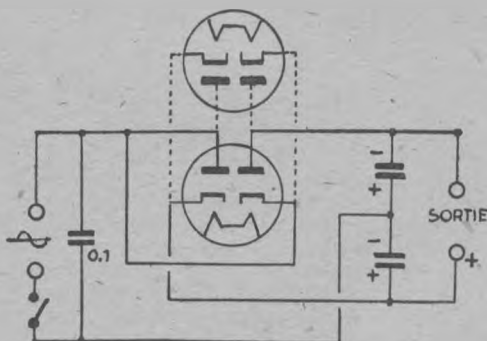


Fig. 5. — Doubleur de tension.

● Enfin, il existe des postes universels qui n'ont pas de valve, le redressement étant obtenu par un élément oxymétal, suivant schéma de la figure 6.

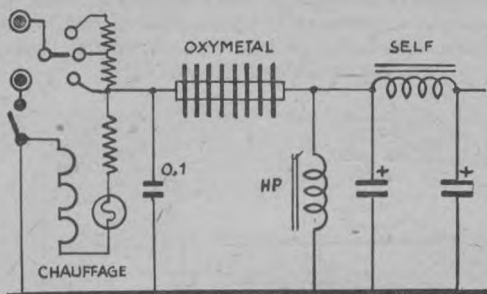


Fig. 6. — Alimentation haute tension par oxymétal.

On a réalisé également des doubleurs de tension avec des éléments oxymétal ou cuproxyde.

Le dépannage

Quand on touche à un tous-courants, la première chose à faire est de *s'isoler du sol*, car le châssis est presque toujours relié au secteur. Un atelier de dépannage ne doit pas avoir un sol en ciment. Si tel est le cas, recouvrez-le d'un bon linoléum pendant que vous êtes encore en vie. Ne vous fiez pas trop à votre soi-disant insensibilité au courant, ni à la basse tension prétendue inoffensive : un jour ou l'autre, on a les mains humides ou on attrape à pleine main une terre quelconque pendant le travail, et c'est l'embolie.

En tout cas, il est prudent de ne toucher à un tous-courants qu'après avoir enlevé la fiche de prise de courant. Sans doute, on peut essayer d'inverser la fiche si on sent le courant en touchant le châssis, afin de relier ce dernier au fil du secteur qui est mis à la terre, mais avec certains montages on sentira de nouveau le courant en ouvrant l'interrupteur. Sur continu, bien entendu, il est impossible d'inverser la fiche, puisque le poste ne marcherait plus. Donc, prudence !

On évitera de mettre le châssis directement à la terre, si l'on ne veut pas faire sauter les fusibles.

Le poste muet.

● Lorsqu'un tous-courants est en panne, il faut d'abord soupçonner le chauffage. Toutes les lampes doivent s'allumer, y compris celles du cadran. En cas de doute, on « sonne » entre la masse et la douille du filament de la valve qui est reliée directement à la résistance ballast (ou à celle du cordon chauffant), afin de voir si la chaîne ne présente pas une coupure. Une mesure à l'ohmmètre est encore préférable, car elle indiquera si les contacts sont bons : les ohms lus pour la chaîne tout entière ne doivent guère différer de la somme des résistances des filaments mesurés les uns après les autres sur les lampes enlevées de leur support. Il faut *toujours* vérifier les filaments des lampes *successivement*, et surtout s'assurer qu'il n'y a pas de court-circuit entre les cathodes et les filaments, surtout quand le filtrage se fait par le moins. En effet, dans ce cas la cathode de

la finale et parfois d'autres lampes sont à la masse : s'il y a court-circuit entre un filament et sa cathode, les autres filaments sont surchargés et tout grille.

On mesurera de même la résistance du cordon chauffant, en le faisant ployer sur tout son parcours pour déceler les cassures ou les courts-circuits intérieurs s'il y en a. Ordinairement, le cordon chauffant se rompt à la fiche de prise de courant ou à l'entrée dans le récepteur, il faudra donc vérifier spécialement ces points.

On mesure ensuite la tension redressée, qui ne doit pas être inférieure à 90 volts si le secteur est à 110 volts. Sinon, la valve peut être usée ou les condensateurs de filtrage sont à remplacer. Plus rarement, la self est coupée ou en court-circuit avec la masse.

Les valves 25 Z 5 ou 25 Z 6 ont leurs cathodes branchées par une connexion interne fort fragile qui sert de fusible en cas de surcharge. Dans certains tous-courants, l'une des cathodes alimente l'excitation du haut-parleur, tandis que l'autre donne la haute tension au filtre : il y a alors un condensateur en shunt sur la culasse du haut-parleur. Il peut arriver que l'une des cathodes soit coupée. On peut essayer de réunir ensemble les deux cathodes, ce qui permet de dépanner l'appareil en attendant une dalle de rechange, mais il est prudent de réduire légèrement l'excitation vu haut-parleur pour éviter la surcharge de la cathode restante, en mettant une résistance de 2.000 ohms ou plus en série avec l'enroulement. La puissance sera réduite, mais cela vaut mieux que de ne plus avoir de puissance du tout.

En cas de panne totale, on vérifiera aussi la continuité de l'enroulement d'excitation du haut-parleur par un essai d'aimantation de la culasse, avant de passer au dépannage du récepteur proprement dit par les méthodes habituelles.

Signalons enfin un cas assez curieux : c'est le client qui a voulu économiser un dépannage par un professionnel et qui a soudé lui-même un nouveau chimique de filtrage en se trompant de polarité, bien entendu. Alors, quand cet appareil arrive au laboratoire, on ne soupçonne pas une panne aussi monumentale, on perd du temps et on tue une valve..

Tous les dépanneurs savent que la valve est en grand danger quand on répare un tous-courants, car la connexion de cathode de la 25 Z 5 ou Z 6 est très fragile.

Pour éviter la perte accidentelle de la valve, on l'enlève du poste, on met entre les douilles de filament de son support une résistance de 80 ohms 10 watts (qu'on peut du reste bobiner sur un bout de stéatite et monter sur une douille de 25 Z 5) et on alimente en haute tension à l'aide d'une alimentation séparée. Ce n'est qu'après avoir fini de régler le poste qu'on lui remet sa valve, qui ne court plus alors aucun danger.

Les postes universels ont souvent un bloc de condensateurs qui comprend les capacités de filtrage, celle de la culasse du haut-parleur et le condensateur de découplage de cathode de la lampe finale. Quand on ne peut le remplacer par un bloc équivalent, on remplace les éléments claqués par des condensateurs extérieurs. Le mieux est de faire un croquis du bloc en repérant les fils qui en sortent et en indiquant leur polarité sur le dessin. Le filtrage sur le plus se reconnaît à la bobine de filtrage et à la culasse du haut-parleur reliées directement aux cathodes de la valve. Dans ce cas, les négatifs des condensateurs de filtrage ont un fil commun qui va à l'interrupteur ou au châssis. Si le filtrage se fait par le moins, seul le négatif du premier condensateur de filtrage est relié à la fois à la self de filtrage et à l'interrupteur.

Les valeurs courantes sont 16 MF sous 200 volts CC pour les capacités de filtrage, 4 à 8 MF pour la culasse, et 5 MF sous 25 volts CC pour la polarisation de la lampe finale.

Le poste fonctionne mal.

Nous n'indiquerons ici que quelques pannes spéciales aux tous-courants, renvoyant pour le reste le lecteur au précédent *Memento* et aux chapitres généraux du présent ouvrage.

- Avant toute chose, on vérifiera les lampes, surtout la finale et la valve, qui peuvent être fatiguées.

- Le ronflement, s'il n'est pas dû à des chimiques desséchés par la température de four crématoire qui règne d'habitude dans ces appareils, peut être provoqué par l'absence ou la mauvaise qualité d'une résistance de 20.000 Ω entre la prise d'antenne et la masse.

- La déformation est souvent due à une mauvaise polarisation de la finale (voir le condensateur de découplage cathode, en particulier), à des tensions défectueuses aux plaques ou aux écrans, et à la résistance ballast mal calculée pour la tension de service. *Si la tension du secteur est différente de celle pour laquelle le poste est fait, il faut changer cette résistance ballast ou modifier la longueur du cordon chauffant.* On ne saurait trop insister sur la valeur exacte de cette résistance, qui sauvegarde les lampes et la musicalité.

- Une grande faiblesse du poste peut être causée par un manque d'excitation du haut-parleur : bobinage d'excitation coupée ou en court-circuit, usure de la demi-valve consacrée à l'excitation, mauvais état du condensateur en shunt sur la culasse. On s'en assure par un essai d'aspiration du tournevis.

- En cas de faiblesse et de déformation, on vérifiera ou changera les lampes, naturellement, et on s'assurera des contacts de leur culot. A cause de la faiblesse des tensions et de la mise en série des filaments, ces contacts causent souvent des irrégularités de fonctionnement, surtout ceux des lampes européennes à lamelles.

- Dans certains postes, la polarisation est obtenue d'un élément autopolarisateur, qui n'est autre chose qu'une pile en miniature. Quand il est hors d'usage, il cause la faiblesse et la déformation, parfois même du motor-boating. On le change, ou on le remplace par une polarisation normale dans le retour cathodique.

- Le motor-boating et l'instabilité peuvent être causés par le second chimique desséché, ce qui est fréquent dans les postes miniatures trop tassés. Voir le chapitre *Les Oscillations parasites*.

Les lampes ersatz.

Pour dépanner un tous-courants, il faudrait parfois des lampes introuvables : telles sont la 43, la 77, la 78 américaines, et beaucoup de lampes de la série C européenne : CK 1, CF 2, CB 1, etc...

Bien sûr, le dépanneur n'est pas arrêté par un changement de culot, il a l'habitude depuis la guerre... N'empêche que le remplacement des lampes introuvables soulève certaines difficultés dans les tous-courants.

Nous choisissons donc, parmi les lampes disponibles, celles dont les caractéristiques se rapprochent le plus des anciennes, en veillant bien à ne pas augmenter beaucoup l'intensité anodique, afin de ne pas surcharger la valve. Cela nous obligera sans doute à changer quelques résistances (polarisation, écran) afin de nous conformer aux désirs de la nouvelle venue, mais tout ira bien. Par exemple, le chapitre *Caractéristiques des lampes* du présent *memento* nous dit que la 43 est remplaçable par la

25 A 6 sans autre changement que le culot, tandis que son remplacement par une 25 L 6 exigerait en outre plus de courant à l'anode et moitié moins de polarisation — ce qui entraîne à monter un pont diviseur formé de deux résistances de 100.000 ohms sur la self de filtrage si le filtrage se fait par le moins (fig. 7).

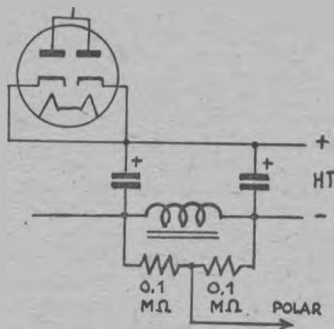


Fig. 7. — Polarisation d'une 25 L 6 remplaçant la 43.

On remplacera de même une 78 et son support par une 6 K 7, tandis que la 77 fera place à une 6 C 6, à la condition de changer la résistance de cathode pour cette dernière.

● Reste le chauffage. Quand on remplace une lampe américaine consommant 0,3 ampère par une européenne qui n'en consomme que 0,2, la solution est enfantine : on lui met en shunt sur le filament une résistance qui rétablit la consommation à 0,3 ampère, donc qui prend 0,1 ampère sous 6,3 volts, soit :

$$6,3 : 0,1 = 63 \text{ ohms.}$$

C'est l'affaire d'un bout de fin fil résistant bobiné sur une plaquette de bakélite et mesuré à l'ohmmètre.

Le problème est plus trépané quand il faut remplacer une lampe de type C par une autre qui consomme 0,3 ampère. Ici, c'est l'ensemble des autres lampes y compris la valve qu'il faut shunter, puisqu'elles consomment 0,1 ampère de moins que la nouvelle et qu'il faut égaliser les intensités. Cette résistance sera évidemment égale à la somme des tensions des lampes C restantes, divisée par 0,1 ampère.

Exemple : Dans un poste composé de : CK 1, CF 2, CBC 1, CL 2 et CY 2, plus une lampe de cadran à 6 volts, on veut remplacer la CK 1 par une 6 E 8.

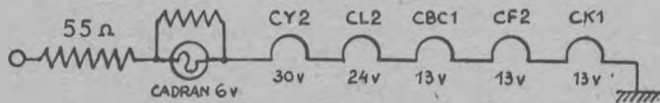


Fig. 8.

Le schéma primitif de chauffage était celui de la figure 8. La somme des tensions des lampes restantes est : $13 + 13 + 24 + 30 + 6 = 86$ volts, que je divise par 0,1 ampère = 860 ohms. Je mettrai donc une résistance de 860 ohms en parallèle sur l'ensemble des lampes C et de la lampe de cadran (fig. 9). Mais le total des volts consommés a diminué, il n'est plus

que 92 volts pour l'ensemble des filaments. Il faut maintenant perdre $110 - 92 = 18$ volts sous 0,3 ampère, ce qui oblige à mettre une résistance ballast de $18 : 0,3 = 60 \Omega$ au lieu des 55Ω d'avant la transformation.

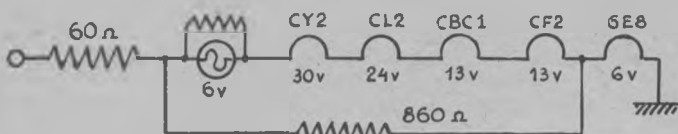


Fig. 9.

On voit que tout est possible dans le domaine du remplacement, à la condition de ne pas craindre de prendre son courage à deux mains et de réfléchir avant d'agir pour s'assurer que le poste en vaut bien la peine.



Neuf postes sur dix fabriquent des parasites. Souffle d'hétérodyne, chuchotements de cross-modulation, crachements dus aux cathodes épuisées, grilles qui se touchent, effet Larsen : tout ce joli travail est le fait des vieilles lampes.

Choisir
TUNGSRAM
 c'est plus sûr...

LES MESURES HORS SÉRIE

Il paraît qu'un mécanicien digne de ce nom doit savoir tout faire avec un marteau pour tout outillage. C'est probablement en vertu d'un principe similaire que tant de dépanneurs ne disposent que d'un méchant voltmètre, dont ils se servent du reste le moins possible.

Loin de moi la pensée de médire de l'outillage simplifié ! Je suis, au contraire, un fervent de la pince universelle; mon fer à souder me sert à tout, même à couper des bouteilles, et mon VAFO si pratique est devenu le roi de mes appareils : nous nous entendons si bien que je le transforme tour à tour en balistique, en outputmètre, en perméamètre, en phasemètre, et en bien d'autres choses encore que le constructeur n'avait pas prévues dans le mode d'emploi (1). Car un bon appareil universel qu'on connaît bien rend des services autrement nombreux et rapides que les beaux instruments trop spécialisés auxquels il faut se réacclimater les rares fois qu'on s'en sert.

Je me hâte d'ajouter que le contrôleur le plus universel ne constitue pas à lui seul un équipement complet, même pour le dépanneur sans prétentions. Outre le lampemètre et l'indispensable hétérodyne modulée, il est sage de lui adjoindre un milliampèremètre séparé, un pont de Wheatstone qu'on peut bricoler soi-même et un voltmètre à lampe. Avec cela, vous pouvez aborder 99 p. 100 des mesures qui se présentent en pratique, ce qui n'est déjà pas si mal. Tout en nous inclinant bien bas devant les mérites de l'oscillographe cathodique, des Q-mètres, des analyseurs harmoniques et autres seigneurs de laboratoire, nous devons avouer qu'ils sont plus utiles au chercheur qu'au dépanneur, et que, par conséquent, celui-ci n'en a pas un pressant besoin.

Le meilleur est tout juste assez bon.

Avant de nous mettre à l'œuvre, posons quelques principes :

● En achetant un appareil de mesure, ne recherchez *jamais* l'économie. Passez-vous-en un peu plus longtemps s'il n'y a pas moyen de faire autrement, mais n'empoisonnez pas le reste de vos jours avec un appareil douteux ou insuffisant. Il n'y a qu'un appareil qu'on ne regrette jamais d'avoir acheté, c'est *le meilleur de sa catégorie*.

● Un voltmètre de T. S. F. — obligatoirement à cadre mobile — est d'autant plus universel dans ses applications qu'il est plus résistant. Au-dessous de 500 ohms par volt, il est tout juste bon pour un garagiste. Une bonne valeur standard est 2.000 ohms par volt, et davantage est encore mieux. Au delà de 5.000 ohms par volt, l'appareil devient délicat, mais fort utile pour l'analyse de certains circuits.

Par exemple, avec un voltmètre à 4.000 Ω par volt (qui est en réalité un milliampèremètre) on mesure sans difficulté le courant détecté par la diode, en insérant l'appareil entre la masse et la résistance de charge

(1) Le VAFO est un contrôleur universel à haute résistance (4.000 Ω par volt) à la fois voltmètre, milliampèremètre, ohmmètre et capacimètre, de construction Da et Dutilh.

(fig. 1). En multipliant l'intensité en ampères par la résistance en ohms on obtient la tension du signal détecté en volts. Plus simplement, vous multipliez les microampères lus sur le cadran par les mégohms, et vous obtenez les volts.

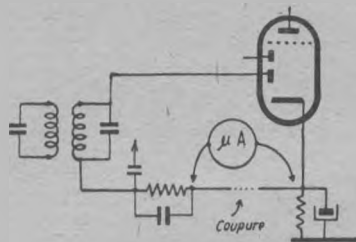


Fig. 1. — Mesure de la tension détectée. Le microampèremètre est intercalé dans le retour cathodique de la diode.

● En alternatif, les choses se compliquent un peu, car le redressement s'accompagne toujours d'harmoniques dont il faudra se méfier lors des mesures de distorsion à l'aide d'un milliampèremètre à redresseur. De plus, l'appareil indique l'intensité moyenne redressée, qui est égale aux 9/10 environ de l'intensité efficace si le courant est rigoureusement sinusoïdal (1). Si la forme du courant s'éloigne de la pure sinusoïde, la proportionnalité n'existe plus. Comme le cadran est gradué en ampères ou en volts efficaces, l'erreur peut atteindre 10 à 20 p. 100, suivant le pourcentage d'harmoniques du courant à mesurer.

Il convient de recalibrer de temps à autre les appareils de mesure, dont les shunts, les résistances, les capacités, les selfs et les ressorts de rappel varient plus ou moins avec les années.

● Prenez la bonne habitude d'utiliser toujours des unités homogènes dans les calculs : tensions en volts, intensités en ampères (et non en millis !), résistances en ohms (et non en mégohms), capacités en farads (et non en microfarads ou en centimètres). Ainsi, vos résultats seront exprimés dans les mêmes unités, sans erreurs.

Ceci dit, nous allons indiquer quelques méthodes applicables avec un appareillage réduit. Pour la plupart, ce ne sont pas des méthodes de laboratoire, lesquelles exigent souvent des instruments spéciaux, avec beaucoup de temps, de corrections et de calculs. Mais elles nous suffiront largement en pratique courante.

Mesure des résistances élevées.

● A l'aide d'un essayeur à néon facile à construire (2), il est aisé de comparer une résistance élevée avec un étalon. Pour plus de précision, on peut utiliser un pont de Wheatstone — mais ces deux méthodes exigent des étalons qui sont rarement précis dès qu'il s'agit de dizaines de mégohms. Voici comment on peut procéder :

● On charge un condensateur au papier d'excellente qualité, 4 MF par exemple sous 250 volts continu — on le décharge pendant un certain temps dans la résistance inconnue — puis on mesure la quantité d'électricité restante, ou le voltage aux bornes du condensateur.

(1) L'intensité moyenne est égale à l'intensité de pointe multipliée par $2/\pi$, tandis que l'intensité efficace est égale à l'intensité de pointe multipliée par $\sqrt{2}/2$.

(2) Voir *Mémento Tunggram*, t. II : « Essayeur-Buzzer à néon », p. 84.

Pour mesurer la quantité d'électricité restante (rappelons que ce sont des coulombs), on décharge tout simplement le condensateur dans un bon milliampèremètre sensible (donc à faible période d'oscillation) : l'aiguille part brutalement, atteint un certain degré de l'échelle, qu'on note au passage, puis revient à zéro.

Mesurons donc : 1° la déviation atteinte en déchargeant le condensateur qui vient d'être chargé, soit D cette déviation, et 2° la déviation après décharge dans la résistance, soit D' . On démontre que ces déviations sont proportionnelles aux quantités d'électricité mises en jeu. Si C est la capacité en farads du condensateur, et t le temps de décharge en secondes dans la résistance à mesurer, on a la valeur de cette résistance par la formule :

$$R = \frac{L}{C \times 2,3 \log \frac{D}{D'}}$$

Connaissant D et D' , le logarithme de leur quotient se trouve soit dans une table de logarithmes comme celle qui figure à la fin de cet ouvrage, soit sur une règle à calcul, que tout électricien devrait posséder.

Pour appliquer cette méthode, il est commode de munir le condensateur de deux pointes à tâter, avec lesquelles on touche successivement les bornes HT, puis celles du milli, ce qui donne la déviation D ; et ensuite les bornes HT, puis les bornes de R et enfin les bornes du milli, ce qui donne D' (fig. 2).

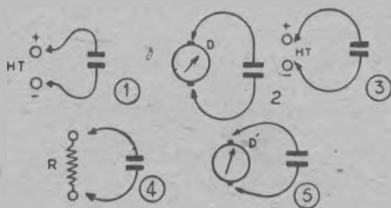


Fig. 2. — Mesure d'une forte R .
Les cinq manœuvres successives pour lire D et D' .

Cette méthode convient particulièrement pour la mesure des hautes résistances d'isolement. En examinant la formule, on voit que la résistance est d'autant plus élevée que le temps de décharge est plus long et la différence entre les deux lectures plus faible : d'où la nécessité d'utiliser une forte capacité tenant bien la charge pour apprécier correctement le temps t , et d'agir vite en commutant. Les bornes à tâter doivent donc être très proches l'une de l'autre.

● Quand on dispose d'un voltmètre à lampe, la méthode suivante est pratique et précise. Avec la résistance R_x qu'on veut mesurer, on met une résistance R_s en série, et on applique une tension connue — par exemple 100 volts — aux extrémités de la chaîne. Chacune des résistances produit une chute de tension, et, si on connaît la valeur de R_s , il est facile de calculer la valeur de R_x à l'aide de la formule :

$$R_x = R_s \frac{E - e}{e},$$

dans laquelle E est la tension totale et e la tension mesurée aux bornes de la résistance R . Par exemple, avec 100 volts d'essai et une résistance

étalon de 5.000 ohms, si nous mesurons 4 volts aux bornes de cette dernière, nous déduisons la valeur de la résistance inconnue :

$$R_x = \frac{5.000 \times 96}{4} = 120.000 \Omega.$$

La tension aux bornes de la résistance doit être mesurée à l'aide d'un voltmètre sans consommation, c'est-à-dire le voltmètre à lampe.

● Nous décrivons au chapitre *Les Appareils du débrouillard* un mégohmmètre simple permettant la mesure des résistances élevées dans de bonnes conditions de précision.

MESURE DES INDUCTANCES ET DES SELFS

● On sait que l'*inductance* est la résistance spéciale offerte par un circuit au passage du courant alternatif, du fait de la création par le courant d'un champ magnétique alternatif qui tend à s'opposer à ses variations (suivant la loi universelle de l'action et de la réaction : « Tout phénomène en engendre un autre qui le freine »).

Cette inductance est particulièrement élevée si le circuit comprend des bobinages, surtout s'ils contiennent du fer. On l'appelle aussi « réactance de self-induction », et il ne faut pas la confondre avec la résistance propre du circuit ou du bobinage : d'abord, parce que l'inductance augmente avec la fréquence, tandis que la résistance est constante ; ensuite, parce que le courant qui traverse une résistance est en phase avec sa tension, tandis qu'il se trouve déphasé de 90° en arrière de sa tension quand il traverse une inductance pure. L'inductance s'exprime en *ohms*.

● Il y a aussi le *coefficient de self-induction* du circuit, qui s'exprime en *henrys* et qu'on désigne par L. Un henry, c'est la self-induction d'un circuit dans lequel une variation de courant de 1 ampère par seconde induit une force électromotrice de 1 volt.

La self-induction d'une bobine est une valeur fixe, tandis que son inductance varie avec la fréquence. Il était bon de rappeler ces notions élémentaires, car beaucoup d'ouvrages de vulgarisation mélangent les deux termes et parlent très sérieusement d'inductances « de 5 henrys ».

Et ceci nous amène à rappeler quelques définitions. D'abord, l'*impédance* : c'est l'opposition totale offerte par un circuit à un courant alternatif. Elle se compose de deux éléments : la *résistance* qu'on désigne par R et la *réactance* qu'on désigne par X. L'impédance Z est la somme géométrique de R et de X :

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}.$$

Or la réactance X est elle-même la différence de deux éléments : l'*inductance* et la *capacité*, qui varient avec la fréquence *f*. Si nous appelons L la self, C la capacité et $\omega = 2 \pi f$ la « pulsation » du courant alternatif, nous avons :

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}.$$

On pourrait calculer la self-induction L d'une bobine d'après ses dimensions, mais il est plus commode de mesurer son inductance à une fréquence donnée. On en déduit L en henrys par la formule :

$$\text{Inductance en ohms} = 6,28 f L.$$

● L'inductance d'une bobine à fer ne varie pas seulement avec la fréquence, elle dépend encore du courant continu qui la traverse, parce qu'il réduit la perméabilité du fer, donc le flux magnétique.

Chaque fois que nous voudrions mesurer l'impédance d'un bobinage à fer normalement parcouru par du continu (par exemple, haut-parleur dynamique, self de filtrage, self de choc), il faudra faire passer en même temps dans le bobinage un courant identique au courant de service. Sinon, notre mesure n'aurait aucune valeur pratique.

Mesure des selfs en basse fréquence.

● On monte la self avec un voltmètre et un milliampèremètre alternatifs aux bornes d'un oscillateur à basse fréquence, comme l'indique la figure 3. On lit la tension V et l'intensité I , ce qui donne :

$$Z = V : I.$$

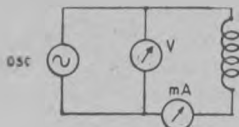


Fig. 3. — Mesure d'une self.

On remplace ensuite l'oscillateur par une source continue, et on note V' et I' , ce qui donne la résistance ohmique :

$$R = V' : I'.$$

Dès lors, on déduit aisément L :

$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2 \pi f} = \frac{Z^2 - R^2}{39 f^2} \text{ environ}$$

S'il s'agit d'une self à air, l'oscillateur peut être remplacé par un transfo sur le secteur, car la self est constante à toutes les fréquences. Par contre, avec les selfs à fer, il faut mesurer avec la fréquence et l'intensité de service. La méthode ne convient qu'en alternatif seulement.

● En alternatif seul, on peut aussi employer la méthode de Turner : on constitue, avec la self et un condensateur variable, un circuit bouchon qu'on monte en série avec un milli alternatif sur un oscillateur (fig. 4).

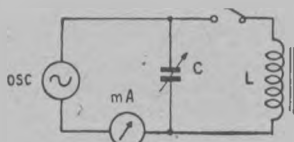


Fig. 4.

Un interrupteur permet de couper le circuit bouchon. On ajuste le condensateur jusqu'à ce que la lecture du milli ne varie pas quand on ouvre ou ferme l'interrupteur. A ce moment :

$$L = \frac{1}{8 \pi^2 f^2 C}$$

En employant le secteur à 50 périodes en guise d'oscillateur, il suffit de diviser 5 par le nombre de microfarads pour obtenir la self en henrys.

Comparaison des selfs au pont.

● Si vous disposez d'un pont de Sauty commercial, le plus simple pour mesurer une self ou une inductance est de la comparer avec un étalon. En même temps, l'appareil pourra indiquer la résistance de la self, qui n'est pas la résistance en continu, mais la valeur des pertes (résistance ohmique, courants de Foucault, hystérésis, etc.) variables avec la fréquence. Car il n'y a pas de self pure : tout bobinage présente une résistance R et une capacité répartie C , si bien qu'il doit être considéré comme l'ensemble de la figure 5.

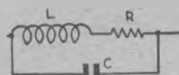


Fig. 5.

Le pont ne sépare pas L et C , il mesure la réactance X d'où l'on tire la *self-induction apparente* L_a , telle que :

$$L_a = L - \frac{1}{\omega^2 C}$$

● Si vous n'avez pas de pont, il est bien facile d'en bricoler un séance tenante, moins sensible peut-être que ceux qui sont munis d'un œil magique à amplificateur, mais qui n'en rendra pas moins de signalés services.

La pièce maîtresse est un potentiomètre bobiné d'environ 5.000 Ω , grand modèle, sérieux, avec un curseur à pointe incurvée pour toucher le moins de spires possible. L'indicateur d'équilibre sera un bon casque sensible, qu'on protégera par un condensateur C de 0,5 à 2 MF (fig. 6).

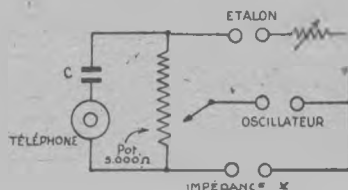


Fig. 6. — Pont de Sauty simple.

Deux bornes recevront l'étalon, deux autres bornes la self à essayer. En série dans la branche de l'étalon se trouve une résistance variable R_v , dont nous verrons plus loin le rôle. Le pont est alimenté par un oscillateur BF, mais pour les mesures de selfs de filtrage on peut à la rigueur se contenter d'un transfo alimenté par le secteur (quoique la fréquence la plus gênante que le filtre est chargé d'éliminer ne soit pas 50 périodes, mais le double, soit 100 périodes par seconde). Plus la fréquence utilisée est élevée, plus le pont est capable de mesurer les faibles selfs ou les faibles capacités.

La figure 7 est l'équivalent de ce pont.

Si nous appelons L_e la self de l'étalon, et L_x la self inconnue, nous

obtiendrons le silence dans le téléphone à la fréquence de l'essai quand :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\text{Impédance de } L_x}{\text{Impédance de } L_d}$$

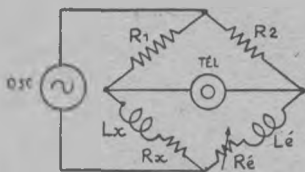


Fig. 7. — Équivalente de la figure 6.

Désignons par r_x et r_d la résistance de la bobine inconnue et la résistance de l'étalon à la fréquence de l'essai. Comme l'inductance et la résistance sont deux grandeurs décalées de 90° , il faut que :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{L_x}{L_d} = \frac{r_x}{r}$$

d'où nous tirons :

$$L_x = L_d \frac{R_1}{R_2}$$

et :

$$r_x = r_d \frac{R_1}{R_2}$$

C'est justement pour amener l'équilibre des résistances des bobinages que la résistance additionnelle variable R_v a été prévue dans la figure 7. Il faut la régler en même temps que, avec le potentiomètre, elle s'ajoute à la résistance propre de l'étalon. Si, au contraire, la résistance de l'étalon est plus forte que celle de la self inconnue, il suffit d'intervertir les deux selfs pour obtenir l'équilibre.

En examinant les formules ci-dessus, nous voyons que nous n'avons nul besoin de connaître les valeurs exactes de R_1 et de R_2 : seul, leur quotient nous intéresse. Si notre potentiomètre est à variation linéaire (comme c'est le cas pour la majorité des bobinés), il suffira de graduer de 1 à 100, par exemple, la course entière du curseur pour connaître ce rapport : A la division 28, nous aurons $\frac{28}{72}$ (puisque $28 + 72 = 100$).

Mesure des selfs à fer sous continu.

- On mesure à la fois deux selfs semblables (fig. 8).

Une batterie fournit le courant continu qui passe dans les selfs ; un redresseur ne conviendrait pas, car sa réactance propre s'ajouterait à celle des selfs et fausserait les résultats. On s'arrange pour que les résistances en courant continu soient égales dans les deux branches, entre A et B, en équilibrant au besoin la résistance de la batterie par une résistance additionnelle r_a . Soit R la résistance de chaque branche, il est évident que la résistance résultante est $R/2$.

Ce circuit est alimenté par un oscillateur BF à travers un condensateur au papier de 10 MF d'excellente qualité et une résistance variable étalonnée (boîte de résistances).

On mesure successivement, avec un voltmètre à lampe :

1. La chute de tension totale de A à C, due aux éléments actifs (résistances diverses) et réactifs (inductance).
2. La chute de tension due aux éléments réactifs : on la mesure entre A et B.
3. La chute due aux éléments actifs : c'est la somme de la chute de

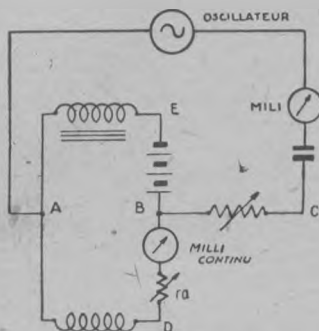


Fig. 8. — Mesure de selfs à fer sous continu.

tension entre B et C, et celle qui se produit en EBD. Comme le courant alternatif se partage en deux branches d'égales résistances, à partir de B, il suffit de mesurer la tension entre D et C.

Pour calculer la self d'un bobinage, le plus simple est de construire un triangle dont les côtés représentent ces trois chutes de tension (fig. 9),



Fig. 9.

en prenant par exemple 1 centimètre par volt. On mesure l'angle θ , comme sur le dessin. On ajoute, à la résistance $R/2$ calculée plus haut, la valeur de la résistance variable en service. Dès lors, la valeur de la self est :

$$L = \frac{R \text{ total en ohms} \times \text{Tension réactive AB}}{\pi f \times \text{Tension active BC}} \sin \theta.$$

Cette méthode est utilisée pour établir les étalons de selfs.

Si la batterie est formée d'accus, donc faiblement résistante, on peut supprimer la résistance r_a et court-circuiter l'ampèremètre après ajustage du courant. Il suffit alors de mesurer la chute de tension active entre B et C, la chute de tension réactive entre A et B, et la chute totale entre A et C. La seule résistance à considérer dans la formule est alors la résistance variable.

Quant à la résistance d'une des selfs, elle est égale à :

$$\frac{\text{Tension réactive}}{\text{Intensité alternative}} \times 2 \cos \theta$$

à la fréquence de la mesure.

● On peut aussi faire la mesure au pont. Dans la figure 7, alimentons la self à mesurer par une source de tension continue. Appelons R la résistance de la batterie (plus celle de l'ampèremètre s'il y a lieu), et X la réactance de la self qu'il s'agit de mesurer. Ces deux «ances» sont en parallèle, par conséquent il faut additionner leurs inverses pour avoir l'inverse de la résultante. Mais ce n'est pas tout : elles sont décalées de 90°, si l'on néglige la résistance de la bobine et si la source continue n'est pas inductive. C'est donc la somme géométrique des inverses qu'il faut faire pour avoir l'inverse de la résultante !

Le pont va mesurer cette résultante Z, et nous avons la relation :

$$\frac{1}{Z^2} = \frac{1}{X^2} + \frac{1}{R^2},$$

d'où nous tirons la valeur de X :

$$X = \sqrt{\frac{Z^2 R^2}{R^2 - Z^2}}$$

Rappelons en passant qu'on mesure la résistance d'une source en mesurant la force électromotrice E à circuit ouvert, puis la tension U à ses bornes quand elle débite dans une résistance R. La résistance de la source est alors égale à

$$\frac{R(E - U)}{U} \text{ volts.}$$

Mesure d'une impédance.

● Dans bien des cas, on désire simplement connaître l'impédance d'un organe à une fréquence musicale, sans chercher à la dissocier en inductance et résistance. Il suffit pour cela de disposer d'un oscillateur à basse fréquence et d'un milliampèremètre à redresseur de résistance r connue. On fait passer le courant musical de fréquence f dans l'organe avec le milliampèremètre en série, et on lit la déviation obtenue. On recommence en remplaçant l'organe à mesurer par une résistance qu'on fait varier jusqu'à obtenir la même déviation. A ce moment, la valeur de la résistance est la même que l'impédance à mesurer.

● En perfectionnant un peu cette méthode, nous pourrions dissocier L et R de l'organe, ou plutôt la réactance X et la résistance R continue (fig. 10). Soit par exemple une bobine, que nous pouvons considérer

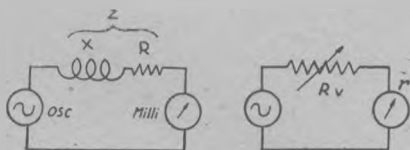


Fig. 10. — Mesure d'une impédance.

comme une réactance X en série avec sa résistance continue R. Le milli, de résistance r, donne une certaine déviation. Remplaçant la bobine par une résistance réglable R_v non inductive (donc non bobinée, ou bobinée à plat sur une lame), nous reproduisons la même déviation. Nous avons alors :

$$(R_v + r)^2 = (R + r)^2 + \omega^2 L^2,$$

d'où nous tirons la valeur de L :

$$L = \frac{\sqrt{(R_p + r)^2 - (R + r)^2}}{2 \pi f} \text{ henrys.}$$

MESURE DES CAPACITÉS

Tout comme les bobines, les condensateurs sont parasités par des pertes, qui proviennent du défaut d'isolement entre armatures et de la « viscosité » ou hystérésis diélectrique qui s'oppose aux variations rapides de tension. Ces pertes peuvent être assimilées à une résistance en série ou en parallèle avec la capacité, suivant le cas.

Bien entendu, cette résistance agira comme sa sœur qui parasite les selfs : elle produira un certain déphasage entre la tension et l'intensité. Voyons cela de plus près.

Nous savons qu'un condensateur est comme un ressort dont la tension n'apparaît qu'après le mouvement de compression qui le bande : la tension aux bornes d'une capacité pure est en retard d'un quart de période, ou 90° , par rapport à l'intensité qui la crée. Mais les condensateurs réels ont une résistance parasite. Considérons la résistance en série.

Suivant la loi d'Ohm, le courant alternatif de pulsation ω qui la traverse fait naître une tension $E_r = IR$ en phase avec l'intensité (fig. 11, 1). Ce même courant traverse aussi la capacité pure, où il fait naître une tension $E_c = I/\omega C$ déphasée en arrière de 90° sur l'intensité : la tension résultante est représentée par la diagonale, c'est la somme géométrique des deux tensions E_r et E_c , elle est déphasée d'un angle : c'est l'angle de phase. Son complément (c'est-à-dire $90^\circ - \varphi$) est l'angle de perte δ (delta) ou ψ (psi) suivant les auteurs.

La figure 11 montre comment les choses se passent quand la résistance est en série ou en parallèle sur la capacité.

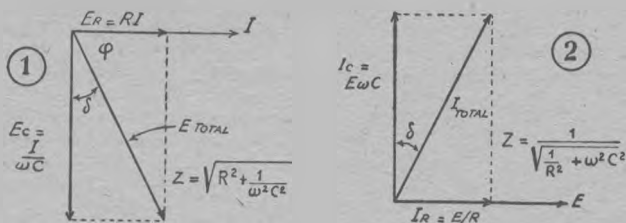


Fig. 11. — 1. Résistance en série ; 2. Résistance en parallèle.

On conçoit qu'un condensateur est d'autant meilleur en haute fréquence que l'angle de perte est plus faible : il sert à caractériser le comportement en haute fréquence. On considère sa tangente trigonométrique, ou $\text{tg } \delta$, qui vaut $2 \pi f RC$. Parfois, on indique le facteur de puissance, qui est le cosinus de l'angle de phase, ou $\cos \varphi$, ce qui revient au même.

Il résulte de tout ceci que les mesures des condensateurs ressemblent fort à celles des selfs : on mesure le plus souvent la capacitance et on en déduit la capacité — on mesure la résistance à la fréquence de l'essai (car la résistance varie aussi avec la fréquence) — et les condensateurs électrolytiques, comme nous le verrons, doivent être mesurés en même

temps qu'on leur applique une tension continue, tout comme les selfs de filtrage à fer.

Mesures simples en alternatif.

A côté de la méthode simple indiquée page 53 du tome II du *Mémento* et qui est du reste celle généralement utilisée dans les contrôleurs-capacimètres, on peut utiliser une de celles-ci :

● Un oscillateur BF alimente un transfo éleveur — par exemple, un transfo de haut-parleur utilisé à l'envers — dans le secondaire duquel se trouve un milliampèremètre en série avec le condensateur à essayer. On remplace aux bornes AB ce condensateur par un étalon (fig. 12).

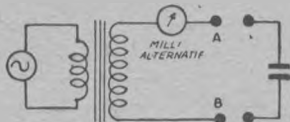


Fig. 12. — Comparaison de condensateurs.

● On charge le condensateur avec une batterie de tension U (ou une tension-plaque), puis on le décharge *immédiatement* dans un milliampèremètre sensible, comme il a été dit plus haut sous le titre « Mesure des résistances élevées » (fig. 2). On note la déviation maximum D atteinte par l'aiguille dans sa lancée : cette déviation est proportionnelle à la quantité d'électricité emmagasinée par le condensateur. On recommence la même opération avec un condensateur étalon de capacité voisine, et on note la déviation maximum D'.

Dès lors, on a :

$$\frac{C \text{ essayé}}{C \text{ étalon}} = \frac{D}{D'} \quad \text{d'où} \quad C \text{ inconnu} = C \text{ étalon} \times \frac{D}{D'}$$

Cette méthode ne convient qu'aux capacités importantes.

Mesures au pont.

Le pont de Sauty — ou ses variantes de Schering ou de Wagner — est la méthode de choix quand toutes précautions sont prises pour éviter les capacités parasites. Pour les mesures sans prétentions, le pont simplifié de la figure 6 peut parfaitement convenir : il m'a suffi pendant des années, avec son beau cadran de potentiomètre en papier et son transfo en guise d'oscillateur BF....

Considérons la figure 13, elle représente un pont, avec son poten-

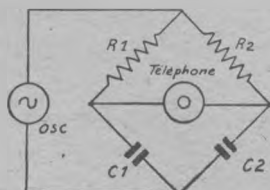


Fig. 13.

tiomètre formé de R_1 et R_2 , la capacité étalon C_1 et la capacité à essayer C_2 . Remarquons en passant que nous pouvons permuter l'oscillateur et l'indicateur d'équilibre sans modifier l'équilibre.

Le pont nous indique l'équilibre des *impédances*, exactement comme celui des résistances en continu, si bien que nous avons :

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{\text{impédance } C_1}{\text{impédance } C_2} = \frac{\frac{1}{\omega C_1}}{\frac{1}{\omega C_2}} = \frac{C_2}{C_1}$$

Première constatation : Quand on mesure des capacités, le rapport de ces capacités est inversé. Il faut se le rappeler sous peine d'erreurs grossières.

En outre, les impédances indiquées par le pont sont des *vecteurs* de la forme $R \pm j X$, qui doivent être en phase avec l'impédance de l'étalon.

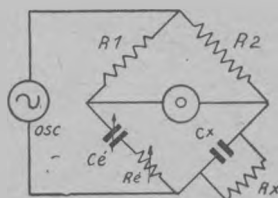


Fig. 14.

La même impédance en valeur absolue peut s'obtenir avec des couples de R et X fort différents, mais, comme ils sont déphasés les uns par rapport aux autres, un seul de ces couples peut équilibrer le pont.

Or la résistance de contact, celle des armatures et des conducteurs équivalent à une résistance en série avec la réactance de la capacité pure, tandis que les pertes par défaut d'isolation et celles dues à l'hystérésis du diélectrique valent une résistance en parallèle : le condensateur réel est un ensemble complexe schématisé par la figure 15, où l'on voit

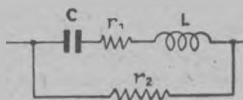


Fig. 15.

les deux résistances parasites et même la self parfois présente dans certains condensateurs bobinés.

On peut démontrer que le pont mesure non pas la capacité réelle, mais la « capacité apparente », légèrement supérieure à la capacité réelle (1). En considérant seulement la résistance en parallèle (car la

(1) Par exemple, si dans la figure 14 nous avons à l'équilibre $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 10 \Omega$, réactance de $C_x = 10 \Omega$ et $R_x = 100 \Omega$, l'impédance de l'ensemble $C_x + R_x$ sera :

$$Z = \frac{100(-j10)}{100 - j10} = 0,99 - j9,9 \quad \Omega$$

puisque la réactance $-j10$ s'ajoute en parallèle à la résistance 100.

La réactance résultante n'est plus que $9,9 \Omega$, qui correspondent à une capacité légèrement supérieure à la capacité réelle.

En divisant la fréquence par 2, on aurait une réactance double de 20Ω se combinant en parallèle avec la résistance inchangée, et le même calcul donnerait $Z = 3,84 - j19,2$, d'où X apparente = $19,2 \Omega$, inférieure à deux fois $9,9 \Omega$: la fréquence ayant diminué, la capacité apparente a encore augmenté.

résistance en série et la self parasites sont négligeables dans les condensateurs de bonne construction utilisés en T. S. F.), on a figure 14 :

$$\text{Capacité apparente} = C_x + \frac{1}{R_x^2 \omega^2 C}$$

Ainsi, la capacité apparente mesurée est plus grande que la capacité réelle d'une quantité $1/R_x^2 \omega^2 C$, d'autant plus faible que la capacité mesurée est plus grande, les pertes plus réduites et la fréquence plus élevée, comme le montre la formule. Il y a donc intérêt à faire les mesures de capacité en alimentant le pont avec une fréquence sinusoidale assez élevée, afin de réduire autant que possible cet écart.

Comme l'équilibre ne peut être obtenu que si l'impédance du condensateur mesuré est en phase avec celle de l'étalon, il faut évidemment équilibrer non seulement les réactances, mais encore les résistances des deux condensateurs : ce qui conduit à flanquer l'étalon C_x d'une résistance variable d'équilibre R_x , sans laquelle il serait impossible d'obtenir le silence dans le téléphone indicateur.

Si la capacité étalon est un condensateur à air isolé avec le minimum de quartz ou de diélectrique à faibles pertes (mica, calan, fréquenta), on peut admettre que les pertes par diélectrique sont négligeables et que la seule résistance présente est la résistance variable R_x . A l'équilibre, nous avons donc :

$$C_x = C_4 \frac{R_1}{R_2}$$

$$R_x = R_4 \frac{R_2}{R_1}$$

Connaissant les valeurs de la capacité pure et de la résistance parasite, il est bien facile de connaître l'angle de perte, dont la tangente trigonométrique a pour valeur :

$$\text{tg } \psi = 2 \pi f R_x C_x.$$

Cet angle de perte augmente avec la fréquence, comme le montre la formule.

Pont de Schering. — Au lieu de déphaser en arrière le courant dans le bras de l'étalon, à l'aide d'une résistance additionnelle, on peut au contraire l'avancer dans le bras R_1 qui lui correspond, à l'aide d'une capacité additionnelle. C'est ce qui se passe dans le pont de Schering (fig. 16), qui est indépendant de la fréquence.

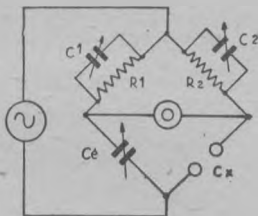


Fig. 16. — Pont de Schering.

C_4 est le condensateur étalon à très faibles pertes, R_1 et R_2 deux résistances le plus souvent égales (ce qui facilite les calculs puisque $R_1/R_2 = 1$), C_1 est un condensateur qui compense la phase et qu'on peut graduer directement en facteurs de puissance ou en angles de perte, C_2 est un condensateur de très faible capacité qui, à la position

zéro, compense exactement la capacité résiduelle de C_1 et les pertes de l'étalon.

A l'équilibre, on a :

$$C_x = C_s \cdot \frac{R_1}{R_2};$$

$$R_x = R_1 \cdot \frac{C_1}{C_s} \cdot \frac{R_2}{R_1};$$

$$\text{Tg } \psi = 2 \pi f C_1 R_1.$$

La dernière formule montre que la tangente de l'angle de perte est proportionnelle à la valeur de C_1 (puisque R_1 est invariable) et qu'elle augmente avec la fréquence.

Parfois, le condensateur C_2 est omis. C_s et C_1 peuvent être deux variables à air de 1/1.000 MF, R_1 et R_2 deux résistances de 2.000 Ω , bobinées à plat sur mica pour éviter toute self parasite.

Mesure des condensateurs électrolytiques.

On sait que le diélectrique des électrolytiques est formé d'une couche d'alumine d'un demi-millième de millimètre seulement, qui recouvre l'électrode positive : c'est ce qui explique le courant de fuite normal de ces condensateurs. Ils sont d'autant plus durables que ce courant est plus faible.

On peut mesurer les électrolytiques au pont. Toutefois, il faut leur appliquer pendant la mesure une tension continue semblable à celle qu'ils supportent en service et mesurer le courant de fuite résultant.

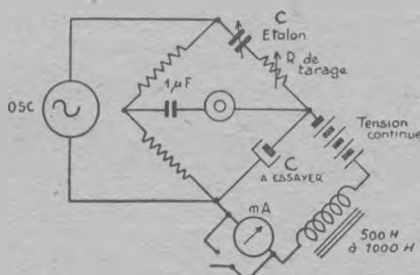


Fig. 17 — Mesure d'un condensateur électrolytique (capacité, facteur de puissance et courant de fuite).

La figure 17 indique un montage utilisable et se passe de commentaires.

MESURE DU FACTEUR DE SURTENSION

Le Q d'une bobine, c'est son coefficient de mérite. Nous avons vu que toute bobine présente une impédance formée de sa réactance et de sa résistance, telle que $Z = \sqrt{X^2 + R^2}$. On conçoit sans peine qu'une bobine est d'autant meilleure que sa résistance R est plus faible devant sa réactance X .

Faisons passer une intensité oscillante efficace I dans la bobine. S'il n'y avait que la résistance, la tension créée aux bouts de la bobine serait évidemment IR , suivant la loi d'Ohm. Mais, à cause de la réactance, il faut remplacer R par Z , et la tension devient $IZ = I\sqrt{X^2 + R^2}$.

Dans une bonne bobine, R est petit devant X : par conséquent, la tension qui apparaît aux bouts de la bobine sera *plus élevée* que si la résistance existait seule. Le « Q » est justement le rapport de cette tension à la première, c'est-à-dire :

$$Q = \frac{IZ}{IR} = \frac{X^2 + R^2}{R^2}$$

et comme la réactance d'une bobine est surtout formée de son inductance on peut dire que « son Q » vaut approximativement

$$6,28 f L/R.$$

Il est intéressant de connaître le Q d'un bobinage, puisque c'est de lui que dépendent ses performances, et en particulier la sélectivité des circuits.

● On peut mesurer le Q fort simplement en formant un circuit oscillant avec la bobine et un condensateur variable à *très faibles pertes*, et en lui appliquant une tension oscillante de fréquence et volts efficaces connus. On mesure la différence de potentiel efficace existante aux bornes du condensateur (à l'aide d'un voltmètre à lampe). Il suffit alors de diviser la tension trouvée par celle de l'oscillateur pour obtenir la valeur approchée de Q.

● On peut aussi réaliser le circuit de la figure 18. Le circuit oscillant

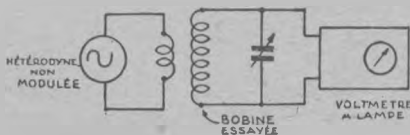


Fig. 18. — Mesure du Q.

étant en résonance avec l'hétérodyne, on lit la tension au voltmètre à lampe. Sans rien changer au circuit oscillant, on modifie lentement la fréquence de l'hétérodyne, jusqu'à ce que la lecture du voltmètre à lampe soit réduite à 0,707 fois sa valeur initiale. Soit f_1 la fréquence initiale et f_2 la nouvelle fréquence de l'hétérodyne, nous aurons :

$$Q = \frac{f_1}{2(f_1 - f_2)} \text{ environ.}$$

MESURES DES CARACTÉRISTIQUES DES LAMPES

Baucoup de dépanneurs disposent d'un lampemètre plus ou moins perfectionné avec lequel ils vérifient si les électrodes se touchent, si la cathode n'est pas « pompée », s'il n'y a pas de rentrées d'air. Certains indiquent même la pente et la résistance interne. Mais ces « mesures » sont en général fort douteuses, car il s'est malheureusement vendu plus de mauvais lampemètres que de bons. En particulier, l'essai d'émission cathodique, où toutes les grilles et la plaque sont réunies ensemble pendant qu'un cadran bariolé indique si la lampe est bonne, douteuse ou mauvaise, transforme bien souvent des lampes bonnes en lampes douteuses, parce qu'il demande à la cathode plus qu'elle ne peut donner...

Quand on n'est pas trop pressé et qu'on désire des chiffres un peu plus sérieux, voici comment on peut procéder si l'on ne dispose pas d'un pont à lampes digne de ce nom.

Tensions et Intensités.

La figure 19 indique le montage pour la mesure des principales tensions et intensités. Les cercles montrent où il faut insérer les appareils de mesure.

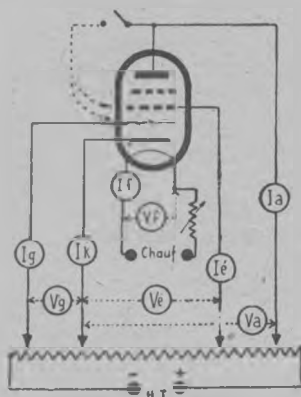


Fig. 19. — Mesure de k .

Bien entendu, il n'est pas besoin de tout mesurer à la fois : un bon contrôleur à haute résistance peut même suffire à la rigueur.

Le diviseur de tension peut être fait de plusieurs tronçons. Pour mesurer le courant cathodique total, on peut se contenter d'additionner I_a , I_s et I_g , ce qui évite la mesure I_k . Il faut se garder de faire la mesure à la manière des lampemètres de pacotille, en opposant à la cathode toutes les grilles et la plaque, suivant la connexion indiquée en pointillé, car on tuerait la cathode presque à coup sûr.

Coefficient d'amplification k ou μ .

Cette mesure est délicate dans les lampes modernes poussées. Le plus simple est d'obtenir k en multipliant la résistance interne par la pente. La figure 20 montre un montage simple de mesure : on applique

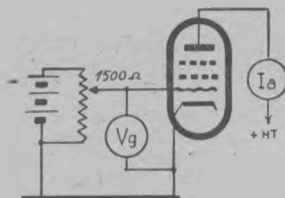


Fig. 20. — Mesure des caractéristiques statiques d'une lampe.

à la plaque deux tensions différentes connues et mesurées en charge. Le courant plaque indiqué par le milli est maintenu constant en faisant varier la polarisation. Le coefficient d'amplification s'obtient en divisant la variation de la tension anodique par la variation de polarisation.

• Une méthode plus précise est celle qui utilise un pont de Sauty

(fig. 21). On ajuste le potentiomètre jusqu'au silence du casque : à ce moment, on a $k = R_1/R_2$ pour des raisons évidentes. Le condensateur variable C ajuste l'équilibre de phase des courants grille et plaque, en compensant les capacités internes.

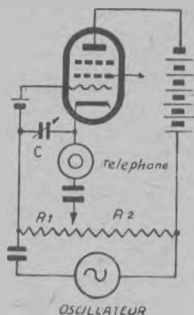


Fig. 21. — Mesure du coefficient d'amplification.

Résistance interne ρ .

On insère un milli dans le circuit de plaque et on mesure le voltage entre plaque et cathode, puis on fait varier la tension-plaque. Une soustraction donne la variation de tension et celle de débit plaque, qu'il suffit de diviser l'une par l'autre pour avoir la résistance interne ρ . (Attention ! Il faut diviser les volts par les ampères — et non par les milliampères — pour avoir des ohms.)

Pente S.

La mesure de la *pente statique* se fait très simplement, comme l'indique la figure 22. On alimente normalement la lampe, à part ou sur son

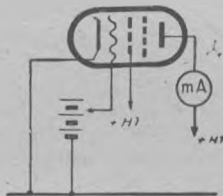


Fig. 22. — Mesure de la pente.

châssis, en court-circuitant les organes d'utilisation du circuit plaque (par exemple, le transfo de sortie pour une lampe finale). La cathode est mise à la masse, un milli est inséré dans la plaque, et on polarise la grille à l'aide d'une pile de poche à prises dont la tension a été mesurée avec un instrument à haute résistance. Pour chaque polarisation, on note le courant plaque : il ne reste qu'à diviser la variation en milliampères du courant plaque par la variation en volts de la polarisation pour avoir la pente. Avoir soin, après chaque mesure, de débrancher le milli avant de changer la polarisation pour éviter de fausser l'appareil.

La pente représente la qualité primordiale de la lampe. Mais cette pente statique, sans charge dans le circuit anodique, n'est qu'une notion

de catalogue quand la lampe débite dans son circuit d'utilisation. En pratique, il faut considérer la *pente dynamique*, qu'on mesure comme ci-dessus, mais en laissant dans la plaque l'impédance de charge. Cette nouvelle pente sera plus faible (puisque'elle est égale au quotient du coefficient d'amplification par la somme de la R interne et de la Z de charge). Cette différence est surtout sensible pour les triodes. Quant aux pentodes, où ρ est très élevé, la pente dynamique est voisine de la pente statique et, pour la même raison, le gain en volts se confond pratiquement avec k .

Capacités internes.

Ces mesures ne sont pas recommandées si on ne dispose pas d'un pont de précision, d'étalons de faible capacité et d'un suffisant entraînement, car les capacités internes d'une lampe sont extrêmement réduites, et toutes les capacités parasites du pont doivent être soigneusement compensées. En outre, la mesure se complique par le fait que la capacité anode à grille d'une triode, par exemple, est en parallèle avec la capacité d'anode à cathode et la capacité de grille à cathode *associées en série*... Mieux vaut laisser ces mesures délicates aux laboratoires spécialement outillés.

MESURE DE FIDÉLITÉ D'UN AMPLI

La figure 23 indique une méthode pratique de mesure de réponse aux fréquences. Un inverseur à deux positions permet de mesurer le

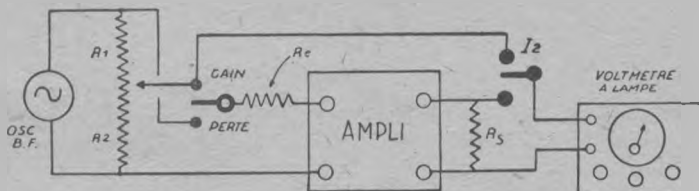


Fig. 23. — Mesure de fidélité d'un ampli.

gain ou la perte. Un autre inverseur, I_2 , commande le branchement de l'amplificateur à essayer sur le voltmètre à lampe. On règle le potentiomètre jusqu'à ce que la manœuvre de I_2 dans l'une ou l'autre position ne modifie pas la lecture du voltmètre à lampe. A ce moment, le gain (ou la perte) en décibels est égal à :

$$\text{Gain Db} = 20 \frac{R_1 + R_2}{R_3}$$

Les résistances R_4 et R_5 représentent les impédances d'entrée et de sortie normales de l'amplificateur étudié.

MESURE DE TENSION PAR OPPOSITION

Quand on n'a ni voltmètre à lampe, ni voltmètre à 20.000 ohms par volt et qu'on veut quand même mesurer une tension sans dérégler le circuit par la consommation des voltmètres courants, que peut-on faire ?

C'est bien simple : on utilise la méthode d'opposition, qui ne demande qu'un milli assez sensible — par exemple, 0 à 1 milli de déviation totale.

A la tension qu'on désire connaître, on en oppose une autre, plus à plus et moins à moins, avec le milli en circuit (fig. 24).

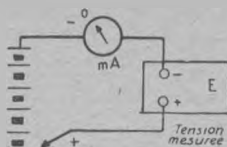


Fig. 24.

Lorsque la tension que nous opposons sera égale à celle que nous désirons connaître, *il ne passera aucun courant* et le milli sera à zéro. A ce moment, la source que nous mesurons ne débitera rigoureusement rien : tout se passera comme si nous n'avions rien mis à ses bornes. Il suffira de mesurer la tension de la source d'opposition par un voltmètre quelconque pour connaître la tension cherchée.

La figure 25 indique le montage pratique : une tension plaque

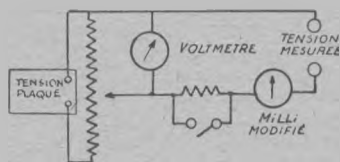


Fig. 25. — Voltmètre d'opposition.

quelconque débite dans un diviseur de tension potentiométrique, sur lequel on prélève la tension variable mesurée par le voltmètre V, qui débite dans le milliampèremètre et de là s'oppose à la tension mesurée. Le milliampèremètre est protégé par une résistance R d'environ 50.000 Ω , court-circuitable. On décale son équipage mobile par la vis de remise à zéro, de manière à amener le zéro vers le milieu du cadran, ce qui permettra au milliampèremètre de dévier dans les deux sens et d'indiquer si la tension opposée est trop forte ou trop faible. C'est tout.

La manœuvre est facile à deviner : on règle le potentiomètre jusqu'à ce que le milliampèremètre indique zéro — d'abord avec la résistance en série, puis avec cette résistance court-circuitée. A ce moment, le voltmètre indique la tension inconnue, car c'est la tension plaque qui débite dans le voltmètre, ce qui n'a aucune importance pour la précision de la mesure.

Les malins n'auront aucune peine à perfectionner l'appareil avec une 25 Z 6 flanquée d'un chimique en guise de tension plaque et un court-circuitateur à bouton-poussoir, ce qui leur fera un succédané de voltmètre à lampe fort intéressant.

AMÉLIORATIONS, MODERNISATIONS

Sous ce même titre, le précédent volume du *Mémento Tunngsam* contient déjà une assez jolie collection de greffes et d'interventions chirurgicales destinées à revigorer les téhèssèfes sur le retour. Mais des lecteurs insatiables nous ont demandé la suite. La voici donc.

Répétons d'abord qu'il faut bien réfléchir avant de se lancer tête baissée dans un châssis sans défense. Il ne faut moderniser que les postes qui en valent la peine. Vouloir transformer un super-inductance ou un poste miniature en super toutes ondes à gammes étalées, c'est tout simplement perdre son temps et probablement le poste lui-même. Il faut se méfier aussi des améliorations théoriquement simples qui entraînent à leur suite toute une kyrielle de troubles, ce qui oblige à rebâtir complètement l'appareil pour les maîtriser. Par exemple, quoi de plus logique que le remplacement d'une ancienne lampe moyenne fréquence par un type plus moderne ? Voire : pour utiliser l'amplification de la nouvelle lampe, il faut parfois changer les bobinages anciens trop amortis, ce qui entraîne la revision des découplages pour éviter les accrochages, et probablement celle de la partie basse fréquence qui risque d'être surchargée, donc de l'alimentation, qui sera trop faible quand on aura renforcé la lampe finale. C'est comme le chameau de l'Arabe qui ne voulait d'abord mettre que sa tête dans la fente de la tente. Mais le cou suivit la tête, puis ce fut la poitrine, puis il y entra tout entier en démolissant tout.

Modernisation des lampes.

Si l'alimentation est capable de donner le « jus » nécessaire, et si l'on ne recule pas devant les petites modifications que la substitution entraîne presque toujours, le remplacement des vieilles lampes par des types plus modernes est sans doute l'amélioration la plus souhaitable.

Bien entendu, il y a quelques principes à respecter.

● Il faut d'abord s'assurer que le transfo d'alimentation *et la valve* sont capables d'alimenter les nouvelles venues, sans chauffer et sans « pomper » la cathode. Par exemple, le remplacement d'une 6 F 6 par une 6 V 6 n'est pas toujours possible pour cette raison.

● S'assurer que le « recul de grille » de la nouvelle lampe est suffisant pour éviter sa saturation : en d'autres termes, sa polarisation ne doit pas être inférieure à celle de la lampe remplacée. Pour la même raison, le remplacement d'une préamplificatrice basse fréquence par une lampe plus nerveuse, à plus forte pente, va imposer à la lampe suivante des oscillations de grille plus considérables : donc, celle-ci doit pouvoir les encaisser sans faiblir, ce qui nécessite une augmentation de polarisation et souvent son remplacement par une lampe à plus grand recul de grille.

● Il faut polariser correctement la nouvelle lampe et donner à ses électrodes la tension voulue. Dans les pentodes, par exemple, la tension

d'écran est très importante. Il vaut la peine de la fixer à sa juste valeur à l'aide d'une résistance chute bien calculée ou, mieux, d'un pont diviseur de tension s'il s'agit d'une pentode haute fréquence. (Voir *Memento* t. II, p. 34 à 37.) Rappelons en passant qu'on calcule la résistance de polarisation en divisant la tension négative de grille par le courant cathodique (somme du courant anodique et du courant d'écran exprimé en ampères et non en milliampères).

On démontre que, pour une lampe à faible résistance interne (triode, par exemple), le gain dépend surtout du coefficient d'amplification (k ou μ), tandis qu'il dépend surtout de la pente S pour une lampe à grande résistance interne (pentode haute fréquence, par exemple). Pour les lampes à résistance interne moyenne, telles que les pentodes basse fréquence, c'est le produit kS qui importe théoriquement. Nous ne nous laisserons donc pas impressionner par le coefficient d'amplification élevé d'une pentode, en nous imaginant qu'elle va multiplier par son k les volts appliqués à sa grille. Car sa charge anodique — ou impédance de charge — est toujours trop faible pour utiliser son grand k . Le gain en volts dépend des milliampères oscillants qui traversent l'impédance de charge, c'est-à-dire de S .

● Pour donner la meilleure amplification, une lampe doit débiter dans l'impédance de charge appropriée : ceci est très important, surtout avec les tubes modernes à grande résistance interne.

Par exemple, une pentode haute ou moyenne fréquence, destinée à donner une grande amplification en tension, doit recevoir l'impédance de charge Z_p la plus grande possible, car le gain (1) est égal justement au produit de cette impédance (exprimée en ohms) par la pente du tube (exprimée en ampères par volt). C'est ce qui explique pourquoi le simple remplacement d'un tube ancien (par exemple, E 445) par un plus moderne (par exemple, AF 2 ou AF 3) ne donne pas toujours de meilleurs résultats : la nouvelle lampe, beaucoup plus résistante, exige une impédance de charge plus élevée — autrement dit, des bobinages plus efficaces pour montrer ce qu'elle peut faire —, car l'impédance doit être augmentée sans grandir la résistance ohmique du bobinage, sous peine de réduire la tension appliquée à l'anode.

S'il s'agit d'une lampe de puissance, le problème change de face : il faut maintenant recueillir non des volts, mais des watts oscillants. On démontre que, pour une triode de sortie dont la tension anodique est fixée, le maximum de puissance est obtenu quand l'impédance de charge est double de la résistance interne du tube. Pour une pentode, c'est différent, car il faut éviter la distorsion qui se produirait inévitablement avec une impédance trop grande. On se contente de valeurs beaucoup plus modestes : l'impédance de charge atteint seulement le cinquième de la résistance interne du tube, et même moins. Pour trouver l'impédance de charge optimale d'une pentode ou d'une tétrode de sortie, la règle est simple : *Divisez la tension anodique normale par le courant anodique normal exprimé en ampères.*

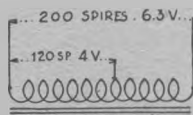
C'est justement à cause de l'importance d'une impédance de charge correcte que le remplacement des triodes par des pentodes n'est intéressant qu'à la condition de modifier profondément l'étage. Sinon, on aura bien un surcroît de puissance, mais elle sera payée par de la distorsion.

De même, le remplacement d'une lampe finale par une autre qui demande une impédance de charge différente oblige à changer le rapport

(1) Rappelons que le gain est le rapport entre les volts oscillants recueillis à la plaque et ceux injectés à la grille ou vp/vg .

du transfo du haut-parleur : ce rapport, on le sait, s'obtient en prenant la racine carrée du quotient de l'impédance optimum de charge de la lampe par l'impédance de la bobine mobile, et cette dernière est à peu près égale aux 15/10 de la résistance ohmique de ladite bobine. (Voir l'abaque du tome II, p. 448-449).

● Il est toujours possible de remplacer les anciennes lampes chauffées sous 4 volts par des lampes modernes 6,3 volts, en relevant la tension du transfo. Il suffit le plus souvent de bobiner quelques spires sur l'enroulement existant et de les connecter en série *dans le bon sens* avec l'enroulement de chauffage pour avoir les 6,3 volts voulus — une douzaine de spires suffisent généralement. Si cette modification est difficile, on fabrique un auto-transfo avec une vieille carcasse de transfo basse fréquence, sur laquelle on bobine 200 spires en 10/10 avec prise à la cent vingtième. Ces 120 spires reçoivent le courant de chauffage 4 volts de l'ancienne lampe, et on recueille aux deux bouts des 200 spires la tension de 6,3 volts nécessaire (fig. 1). En ajoutant ou retranchant des spires, on augmente ou diminue la tension.



1

Fig. 1. — Auto-transfo 4 volts-6,3 volts.

Le principe reste évidemment le même si une lampe 6,3 volts doit remplacer une lampe chauffée sous 2,5 volts : il suffit de faire la prise vers la soixante-quinzième spire. Il vaut mieux mettre du fil plus fort pour ces 75 spires et plus fin pour le reste, afin d'éviter les pertes de tension et de mieux utiliser la fenêtre du transfo. On choisira de préférence un fer de transfo à noyau assez épais.

● Les pentodes à pente fixe peuvent être remplacées par des pentodes à pente variable, qui permettront en outre le réglage antifading. Mais une pentode fixe ne peut pas remplacer une pentode variable.

Toutefois, l'amplification n'est pas linéaire dans une pentode à pente variable, à cause de la courbure de sa caractéristique, ce qui entraîne théoriquement une certaine distorsion.

● En général, le remplacement de lampes anciennes par des lampes modernes à plus forte pente et plus grande résistance interne exige un découplage plus sérieux, si l'on veut éviter l'instabilité et les hurlements que le réglage des tensions de grilles ne permet pas toujours de maîtriser. C'est l'affaire d'une résistance qu'on intercale entre le + HT et le circuit anodique de la lampe, le point de jonction de ce circuit anodique et de la résistance étant réuni à la cathode par un condensateur de 0,1 à 0,2 μ F. La valeur de la résistance dépend du courant anodique, elle est d'autant plus faible que ce dernier est plus fort, afin de ne pas causer une trop forte chute de tension. On la détermine en divisant la chute de tension admissible par le courant anodique *en ampère*. Exemple : la 6 K 7 a un courant anodique de 0,007 ampères, et on peut admettre une chute de 30 volts dans la résistance de découplage. Celle-ci aura : $30 : 0,007 = 40.000 \Omega$ environ. Elle dissipera $30 \times 0,007 = 0,210$ watt ; on la choisira donc dans la série 1/4 watt. La figure 2 indique le montage.

Contre-réaction contrôlée.

La pentode de sortie est responsable de la plus grande partie des distorsions. Elle est plus efficace que la triode, c'est entendu, elle donne plus de watts modulés pour une même consommation et demande beaucoup moins de volts oscillants à sa grille. Mais son amplification n'est pas linéaire et, de plus, sa haute résistance interne amortit trop

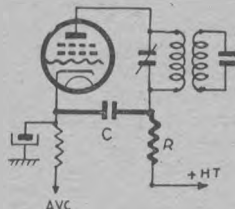


Fig. 2. — Adjonction d'une R et d'un C de découplage.

peu le haut-parleur. Aussi les amateurs de bonne musique n'hésiteront-ils pas à perdre une partie de l'amplification de la pentode pour retrouver la qualité musicale de la triode, à l'aide de la réaction négative, ou contre-réaction.

La figure 3 donne un bon schéma qui s'applique aux postes normaux. La contre-réaction est obtenue à l'aide de la chaîne formée par C et R en série qui réunit l'anode de la pentode finale et la cathode de la pré-amplificatrice. Remarquez que le condensateur shuntant la résistance de la préamplificatrice a été supprimé.

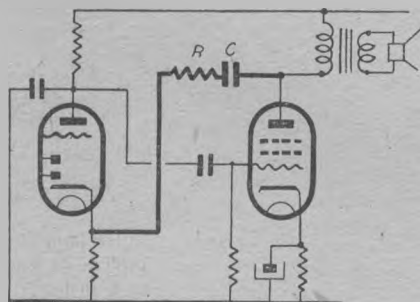


Fig. 3. — Contre-réaction.

Quelles sont les valeurs de R et de C ? C'est ici qu'intervient l'expérimentation pour obtenir les meilleurs résultats.

Faites par exemple C très petit, soit 200 à 1.000 centimètres (ou $\mu\mu$ F) : les basses passeront difficilement, les aiguës passeront mieux, donc la contre-réaction favorisera les basses, qui seront mieux reproduites.

Diminuez R, vous augmentez la contre-réaction. Pour les essais, il est intéressant de constituer R à l'aide d'une résistance variable de 0,5 à 1 M Ω .

Si vous shuntez R avec un condensateur, vous augmentez la contre-réaction et diminuez par conséquent le gain, au détriment des aiguës.

Si vous shuntez R avec une self à fer, ou si vous remplacez R par une self, vous favorisez les aiguës au détriment des basses.

Correction de tonalité.

Les récepteurs courants souffrent en général d'un même mal : ils manquent d'aiguës et de basses. L'affaiblissement des basses est surtout sensible quand on réduit la puissance, parce que notre oreille entend beaucoup mieux le médium. Quand on réduit uniformément la puissance sonore de toute l'échelle musicale, ce sont surtout les notes graves qui en font les frais, elles semblent même disparaître complètement.

Ceci vu, le problème consiste à « creuser le médium », à réduire surtout les fréquences audibles moyennes, en respectant les basses, qui s'évanouissent si aisément (d'autant plus que nos postes ont en général un baffle insuffisant), et les plus hautes fréquences, que nos postes escamotent. (Combien y a-t-il d'appareils qui prononcent correctement les *s* et les *f* ?)

La figure 4 donne le schéma d'un volume-contrôle qui favorise les

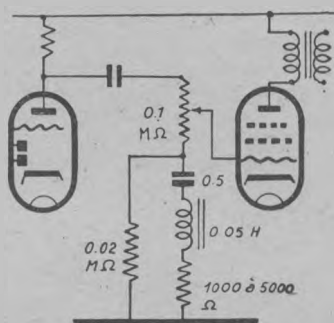


Fig. 4. — Volume-contrôle creusant le médium.

aiguës et les basses aux faibles puissances : un circuit oscillant — série formée d'une self de 0,05 henry et d'une capacité de 0,5 μ F — draine les fréquences moyennes (environ 1.000 cycles-seconde) vers la masse. Il est amorti par une résistance qui étale la bande passante, d'autant plus qu'elle est plus élevée.

La figure 5 indique la disposition d'un filtre pour sculpter à volonté les graves et les aiguës. La self est tout simplement formée d'un vieux transfo l'asse fréquence de rapport 1 : 3, dont le primaire et le secondaire sont réunis en série. Comme elle constitue, avec les condensateurs en série, un circuit oscillant très amorti aux basses fréquences qu'il s'agit d'éliminer, les condensateurs de 0,2 à 0,5 μ F indiqués sur le schéma peuvent varier suivant le transfo utilisé. Leur valeur exacte sera déterminée par un essai : plus elle est élevée, plus la fréquence éliminée est basse.

Le haut-parleur supplémentaire.

Mon poste a une prise de haut-parleur supplémentaire. Je fais donc comme le monsieur m'a dit : je plante dedans la fiche de mon haut-parleur et... la tonalité est complètement changée, en même temps que le volume baisse. Parbleu ! il n'y a qu'un transfo de sortie, dont le

rapport a été choisi pour marier l'impédance du haut-parleur fixe à la lampe finale. Quand je branche l'autre haut-parleur, ce rapport ne convient plus, la distortion apparaît, ainsi que la perte de puissance, car la lampe finale n'a plus l'impédance de charge qui lui convient, et du reste elle ne donne pas assez de watts pour nourrir correctement deux bouches à la fois.

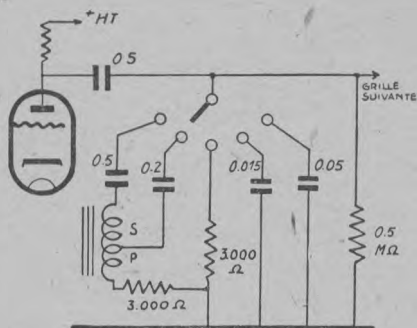


Fig. 5. — Contrôle des basses et des aiguës.

Pour remédier à cela, nous choisirons d'abord un excellent haut-parleur supplémentaire à aimant permanent, que nous installerons si possible dans un baffle convenable, ou tout au moins une ébénisterie un peu vaste, en bon bois bien épais : ceci, c'est pour les basses, si souvent rongées par le haut-parleur et l'ébénisterie douteuse du poste. La bobine mobile du haut-parleur supplémentaire aura, bien entendu, la même impédance que celle du haut-parleur fixe, ce dont nous nous assurerons en mesurant leurs résistances ohmiques, qui doivent être à peu près égales.

Dès lors, il ne reste plus qu'à substituer la bobine du haut-parleur supplémentaire à celle du haut-parleur fixe pour obtenir une reproduction de qualité au moins égale. C'est l'affaire d'un commutateur unipolaire à deux positions.

Si nous voulons utiliser les deux haut-parleurs à la fois, le plus sage serait évidemment de remplacer le transfo de sortie pour accorder avec la lampe finale la nouvelle impédance des deux bobines mobiles. Mais on se contente d'habitude d'utiliser un haut-parleur supplémentaire d'impédance plus élevée que celle du haut-parleur de l'appareil (afin de réduire le shunt qui est imposé à ce dernier) et de sensibilité plus grande (afin d'en tirer quand même une puissance acceptable).

Reste à contrôler le pourcentage de puissance donnée par chaque haut-parleur. Le mieux est de munir le haut-parleur supplémentaire

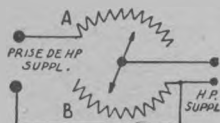


Fig. 6. — Potentiomètre à impédance constante.

d'un potentiomètre à impédance constante, formé de deux résistances variables en tandem (fig. 6), qui évitera la distortion introduite par les moyens plus rudimentaires. Les résistances de A et de B sont respective-

ment deux fois et dix fois celle de la bobine mobile du haut-parleur supplémentaire.

Rappelons, pour terminer, quelques précautions :

1. S'assurer que la prise de haut-parleur supplémentaire est bien à basse impédance, à l'aide d'une ampoule de lampe de poche raccordée à la prise de haut-parleur : l'ampoule s'allume alors par éclats pendant l'audition. Dans ce cas, le haut-parleur supplémentaire n'aura pas de transfo. Sinon, il faudra le marier à la lampe de sortie par un transfo approprié ou, mieux, un transfo universel à prises.

2. Le câble utilisé ne doit être ni trop mince, ni trop long. Choisissez-le de bonne section, vous pourrez éloigner davantage le haut-parleur sans perdre les basses. De toutes façons, 30 mètres constituent un maximum.

Adjonction de la bande O. C.

Du moment qu'un poste reçoit correctement les petites ondes, on peut toujours lui faire recevoir les ondes courtes, soit directement, soit à l'aide d'un « adaptateur » qui transforme les ondes courtes en petites ondes assimilables par l'appareil.

● Quand il s'agit d'un super courant et non d'un « cigar-box » où il ne reste même plus la place pour mettre le petit doigt, la solution la plus expéditive et la plus économique consiste à doter le poste des bobinages O. C. qui lui manquent. Cela n'a rien de sorcier : il suffit d'un commutateur 4 circuits à 2 positions, donc formé d'une seule galette, et de deux bobinages qu'on achète tout faits ou qu'on bobine séance tenante sur un bout de tube isolant avec quelques centimètres de fil.

La figure 7 montre suffisamment la simplicité de l'intervention. Les traits fins représentent la partie haute fréquence d'un super un peu ancien, où 4 coupures ont été pratiquées pour y insérer les 4 inverseurs

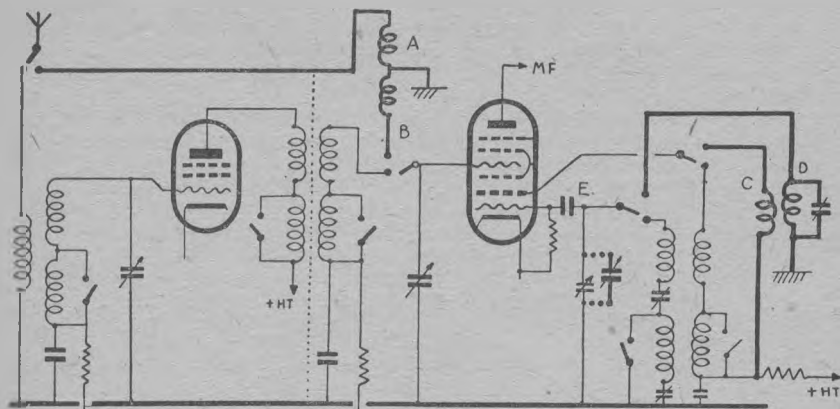


Fig. 7. — Adjonction des O. C.

figurés en gras. Ces 4 inverseurs sont justement dans la position de réception des ondes longues ou petites, comme par le passé, et la figure représente, par conséquent, le poste avant la transformation si l'on fait abstraction des traits gras qui indiquent les adjonctions. Celles-ci comprennent :

1° La bobine d'antenne, faite sur un tube isolant de 14 millimètres de diamètre extérieur, sur lequel on enroule 10 spires espacées en fil 5/10

émaillé ou émail-soie, la longueur de l'enroulement étant de 12 millimètres. On laisse un espace de 4 millimètres et on enroule ensuite 33 spires jointives en 2/10 sous soie ou coton, ce qui forme respectivement les enroulements B et A de la figure 7.

2° *La bobine oscillatrice.* Toujours sur tube de 14 millimètres de diamètre extérieur, on enroule 12 spires de 5/10 occupant une longueur de 13 millimètres. On met par-dessus un ou deux tours de papier paraffiné, et on enroule dessus 9 spires jointives en 2/10 sous émail et soie, ou deux couches soie. Ces deux enroulements sont ceux indiqués par les lettres D et C sur la figure 7.

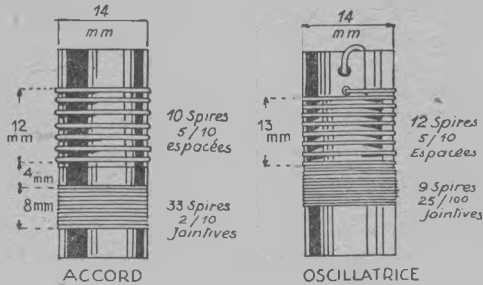


Fig. 8. — Les bobinages O. C.

Pour l'alignement, un trimmer de 35 $\mu\mu\text{F}$ est branché aux deux extrémités du bobinage en gros fil. Les deux bobinages sont exécutés dans le même sens : dans ces conditions, l'entrée du gros fil est reliée au plot du commutateur de grille, tandis que c'est la sortie du fil fin qui va au commutateur d'anode oscillatrice.

Bien entendu, on peut remplacer le fil plein par du fil divisé haute fréquence, et les bobinages décrits par ceux du commerce, les meilleurs résultats étant obtenus avec une oscillatrice à vis magnétique en fer divisé. Signalons en passant le truc pour espacer régulièrement les spires sur le mandrin : il suffit d'enrouler, en même temps que le fil, une ficelle de même diamètre. Les deux sont enroulés côte à côte à spires jointives, et il ne reste plus qu'à enlever ensuite la ficelle pour avoir un enroulement à spires espacées de l'épaisseur de la ficelle.

Il s'agit maintenant de monter le tout dans le poste. Comme il faut avant tout des connexions courtes, le commutateur sera placé le plus près possible de la changeuse de fréquence, soit sur le panneau avant, soit sur le panneau de côté. Les bobines seront arrimées au commutateur, et ce sont les prolongements mêmes des enroulements qui formeront les connexions. Il faut évidemment éloigner les deux bobines l'une de l'autre, et les placer à angle droit de part et d'autre du commutateur. Pour éviter le blocage des oscillations, quelques précautions doivent être prises : le retour à la masse de l'enroulement D doit être fait non au châssis, mais *directement au condensateur variable de l'oscillatrice*. Il faut éviter le parallélisme et même la proximité des connexions de la bobine d'antenne et de la bobine oscillatrice ; enfin, il faut souvent remplacer le condensateur d'oscillation E par un 50 $\mu\mu\text{F}$ mica d'excellente qualité.

L'alignement n'offre pas de difficultés : on règle l'ajustable en dérivation sur le bobinage D en accordant le poste sur le bas de la gamme, soit la bande des 25 mètres. Dans le cas du bobinage à noyau magnétique réglable, c'est au contraire sur le haut de la gamme qu'il faut accorder le poste pour procéder à l'alignement.

Vous remarquez, sur la figure, un petit condensateur variable F, branché en dérivation sur le variable qui accorde l'oscillateur. C'est une petite astuce facultative qui permet d'étaler le point précis du réglage. Cela ressemble, en somme, au « vernier » du bon vieux temps, vous savez bien, la lame mobile supplémentaire qui servait à figurer l'accord de la détectrice à réaction... Ici, le vernier F sera constitué par un ajustable à air auquel nous ne laisserons qu'une ou deux lames à l'une des armatures, et nous souderons à l'axe de l'armature mobile une tige qui recevra un bouton permettant de la commander à partir d'un panneau. Naturellement, cet ajustable sera tout près du condensateur variable. Avec lui, il devient très facile de se régler exactement sur la station cherchée, ce qui n'est pas toujours commode avec le bouton de commande habituel.

En dehors de la réception des O. C., le « vernier » est mis à la position zéro, il ne reste par conséquent que sa capacité résiduelle en circuit. Comme elle est négligeable, elle n'a pas beaucoup d'effet sur l'alignement P. O.-G. O., mais il est toujours possible d'en tenir compte en retouchant légèrement le trimmer du condensateur ainsi complété.

● La seconde solution du problème des ondes courtes sur récepteurs anciens, c'est l'adaptateur, essentiellement formé d'un étage changeur de fréquence supplémentaire qui transforme les O. C. en une onde de 200 à 300 mètres qu'on injecte dans la borne antenne du poste réglé sur cette longueur d'onde. Le système a des avantages : plus grande amplification, le poste n'a nul besoin d'être un superhétérodyne, réglage plus facile. Par contre, sa réalisation est moins économique, et le double changement de fréquence est souvent accompagné d'un souffle gênant.

L'adaptateur se monte soit dans l'ébénisterie du poste s'il reste de la place du côté de l'antenne, soit dans un petit coffret relié au récepteur par un câble. On en a même fait qui n'étaient pas plus gros qu'une petite boîte à cigares et qui comportaient en outre les bobinages P. O. avec une série de boutons-poussoirs accordant une douzaine de stations, ce qui permettait de commander à distance n'importe quel récepteur.

Il faut d'abord nous assurer que le transfo du poste peut chauffer une lampe de plus, et dans ce cas la changeuse de fréquence sera choisie dans la même série : par exemple EK 2 pour 6,3 volts, 2 A 7 pour

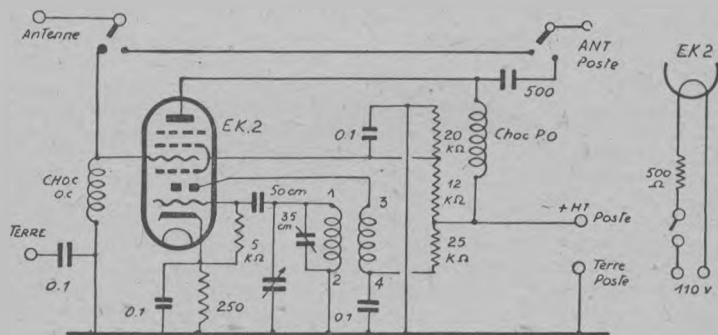


Fig. 9. — Adaptateur O. C.
A droite : chauffage direct sur le secteur de la EK 2.

2,5 volts, etc. Si le transfo est calculé trop juste, nous choisirons la EK 2, dont le filament sera chauffé directement par le 110 volts, avec en série

une ampoule témoin et une résistance chutrice bobinée de 500 ohms. La haute tension, par contre, viendra toujours du récepteur : nous la prendrons directement à la plaquette du haut-parleur (fig. 9).

Afin d'éviter l'encombrant condensateur variable double, le circuit oscillant d'accord est remplacé par une self de choc O. C. Il ne reste qu'un seul variable accordant l'oscillatrice, ce qui est bien suffisant, puisque la sélectivité dépend surtout de la fréquence d'oscillation locale. A part cela, le circuit est parfaitement orthodoxe.

Le bobinage oscillateur est le même que celui qui a été décrit plus haut. La bobine de choc O. C. peut être faite de plusieurs manières : par exemple, on enroulera 100 spires jointives de 2/10 émail sur un mandrin de 20 millimètres de diamètre. Ou, mieux, nous enroulerons sur le même mandrin six fois 10 spires jointives, chaque section étant séparée de la suivante par un espace de 5 millimètres.

Quant au bobinage de choc P. O. qui est relié à la plaque, c'est tout simplement un nid d'abeilles « mignonnette » de 400 spires environ.

Le schéma de la figure 9 se passe de commentaires ; nous avons déjà vu plus haut les précautions à observer : il faut éviter tout couplage parasite entre les différents bobinages, et toute capacité parasite entre les fils de grille et de plaque de la lampe, en particulier dans les environs du commutateur 2 circuits 2 positions.

L'alignement se fait, comme d'habitude, après avoir réglé le récepteur, dans la gamme des petites ondes, à un point où aucune émission n'est entendue, même faiblement : c'est la « moyenne fréquence » de l'adaptateur, qu'on notera soigneusement.

Si le récepteur est bien blindé — ce dont on s'assure en débranchant son antenne et en balayant le cadran : on ne doit entendre ni émission, ni « cuic » —, nous pourrions même nous permettre l'astuce de la moyenne fréquence variable. Cela consiste à parfaire l'accord *ondes courtes* en retouchant l'accord *petites ondes* du poste. En effet, quand l'accord O. C. de l'adaptateur n'est pas parfait, le battement de moyenne fréquence qu'il produit — donc la petite onde reçue par le poste — varie énormément de fréquence. Au lieu donc de régler « au poil » l'adaptateur, nous pouvons régler le poste sur la nouvelle moyenne fréquence, ce qui est beaucoup plus facile. Bien mieux : il devient même possible de remplacer le variable de l'adaptateur par un jeu de condensateurs fixes mis en circuit par des boutons-poussoirs, de manière à couvrir toute la gamme O. C., et voilà réalisée la réception des O. C. par accord semi-automatique à bande étalée...

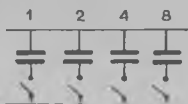


Fig. 10. — Bloc capacité variable de 1 à 15.

Les malins sauront fabriquer cette capacité variable avec seulement 4 condensateurs fixes et 4 poussoirs bloquables et déblocables à fond de course. Par exemple, si les quatre condensateurs sont proportionnels respectivement à 1, 2, 4 et 8 (soit 40, 80, 160 et 320 centimètres), nous obtenons les valeurs 3, 5, 6, 9, 10 et 12 en enfonçant deux boutons à la fois (ce qui groupe deux capacités en parallèle), puis les valeurs 7, 11, 13 et 14 en enfonçant trois boutons, et enfin la valeur 15 lorsque les quatre boutons sont enfoncés : ce qui permet de parcourir toute la gamme depuis 0 jusqu'à 600 centimètres par bonds de 40 centimètres. La figure 10

indique suffisamment la réalisation pratique. Si vous voulez de la précision, pensez aux ajustables et réglez au pont.

Et, pour terminer, rappelons aux mêmes malins les bons vieux trucs des vieux de la vieille, pour faire quand même l'accord variable avec des bobines fixes, quand nous n'avions pas de condensateur variable : le noyau de fer mobile des selfs Lévy, qu'on enfonçait plus ou moins dans une bobine cylindrique pour augmenter sa self, et le disque de cuivre ou d'aluminium qu'on déplaçait plus ou moins dans le champ de la bobine, dont la self se trouvait diminuée, et par conséquent la fréquence de résonance. Il n'est pas interdit d'y faire appel, en les modernisant un peu : noyau en fer divisé haute fréquence au lieu du paquet de fil de fer, profil progressif au lieu du simple disque, commande progressive par bouton.

La résonance du coffret.

Quand l'ébénisterie du poste est un peu vaste — et elle doit l'être pour bien donner les basses —, il se produit souvent une résonance gênante à une certaine fréquence musicale, généralement dans le médium, qui gonfle les notes qui lui correspondent et déforme la musique. L'effet est surtout sensible dans l'audition de la parole, qui semble sortir d'un tonneau.

C'est l'air du coffret qui résonne, exactement comme le fait celui d'un tuyau d'orgue, car le coffret, ouvert par derrière et attaqué par devant par la membrane du haut-parleur, est assimilable à un tuyau sonore.

Un premier remède consiste à faire des trous dans le fond ou sur les côtés. Mais, alors, les basses en souffrent par réduction de l'effet de baffle. On peut aussi déplacer la fréquence résonnante en réduisant ou cloisonnant, à l'aide de matériaux absorbants, l'espace libre du coffret — mais cela ne va pas non plus sans une sensible réduction des basses.

La véritable solution, c'est d'absorber ce qu'il y a de trop dans la pointe de résonance, et là seulement. C'est l'affaire d'un *résonateur de Helmholtz*, qui n'est rien d'autre qu'une cavité communiquant avec l'extérieur par un trou. Suivant le volume de l'air qu'elle contient et les dimensions de l'orifice, elle absorbe plus ou moins les oscillations sonores correspondant à sa fréquence propre.

Nous constituerons donc un résonateur en fabriquant dans du bois mince une caisse longue fermée à un bout, de dimensions intérieures $5 \times 8 \times 30$ environ, dans laquelle coulisse un piston de 5×8 centimètres emmanché d'un bâton : en enfonçant plus ou moins le piston, nous modifions le volume de la cavité. Il ne reste plus qu'à pratiquer vers le bout une ouverture de quelques centimètres carrés, soit $1,5 \times 3$ centimètres,

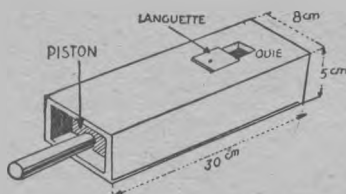


Fig. 11. — Résonateur.

qu'une languette obture plus ou moins, et voilà fait notre résonateur d'étude (fig. 11).

Or il existe au sein de la masse d'air du coffret du poste un endroit où l'air ne vibre pas, mais subit sur place des variations de pression : c'est un *nœud* de vibration. Nous promènerons l'ouverture de notre résonateur aux environs du centre du coffret, en faisant varier son volume et la grandeur de son ouverture. Nous ne tarderons pas à trouver une position et un réglage qui réduisent l'indésirable résonance.

Puis nous fabriquerons un résonateur définitif du volume déterminé par nos essais, avec la bonne ouverture à la bonne place, et nous le fixerons dans le coffret.

Renforceur de relief.

Pour augmenter le contraste entre les *piani* et les *forte*, assez imparfaitement rendus par la radio et les disques, mettez simplement une ampoule 4 volts 0,25 ampère, en série avec une résistance d'une dizaine d'ohms (variable si possible), aux bornes du secondaire du transfo de sortie. Le tungstène, étant moins résistant à froid qu'à chaud, amortira davantage aux basses puissances, donc aux *piani*, qu'aux fortes puissances, c'est-à-dire aux *forte* (fig. 12).

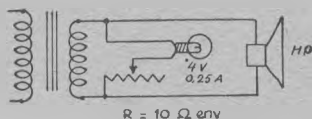


Fig. 12. — Renforceur de relief.

Sélectivité variable.

Est-elle souhaitable ? La formation musicale du gros des auditeurs est tellement rudimentaire et son goût si douteux (voir succès du jazz et de l'accordéon) qu'on se demande s'il est bien sage de lui donner le moyen de faire à volonté de la mauvaise musique, même au nom d'une sélectivité supérieure...

Néanmoins, voici ce que vous pouvez faire :

Entre l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire du deuxième transfo moyenne fréquence, bobinez 150 tours de fil prélevé sur un vieux transfo moyenne fréquence, soit 10 à 15/100. Cette bobine sera aussi étroite que possible, genre nid d'abeilles. Ses deux bouts sont réunis à une résistance de quelque 100.000 Ω , avec un interrupteur interposé qui donnera deux positions sélectivité-musicalité (fig. 13). Il faudra, pour bien faire, retoucher légèrement les trimmers du transfo.

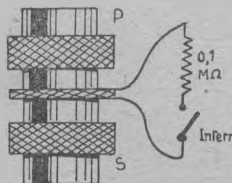


Fig. 13. — Sélectivité variable.

Si l'on tient à faire varier progressivement la sélectivité, on remplace la résistance fixe par une résistance variable de 0,25 M Ω , et on supprime l'interrupteur.

DÉPANNAGE DE FORTUNE

Ce poste est en panne, nous n'avons pas sous la main la pièce de rechange, et le propriétaire est pressé d'entendre quelque chose. Que faire ? En pareille circonstance, il se contentera provisoirement d'une réparation sommaire faite avec les moyens du bord.

Voici donc quelques soins de premier secours qui permettront au malade d'attendre la grande opération.

● Self de filtrage coupée.

Le plus simple est de la doubler par une résistance mise en shunt sur la self (fig. 1, A). 2.000 à 5.000 ohms feront l'affaire, mais elle doit être capable de supporter de 1 à 5 watts, suivant l'importance du poste.

Quand on n'a pas la résistance voulue sous la main, on en couple plusieurs en parallèle, ou en série-parallèle.

Exemples : Deux résistances de 5.000 ohms en parallèle feront 2.500 ohms avec un wattage *doublé*.

Quatre résistances de 5.000 ohms en série-parallèle feront encore 5.000 ohms, mais le wattage sera *quadruplé* (fig. 1, B).

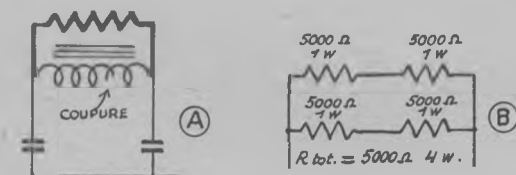


Fig. 1. — Self de filtrage coupée.

● Transfo de sortie coupé.

Quand le primaire est coupé, le remède est le remplacement ou le rebobinage. S'il s'agit du secondaire, on obtient souvent de bons résultats en réunissant une extrémité de la bobine mobile à la cathode de la lampe de sortie et l'autre à la plaque par l'intermédiaire d'une capacité de 2 MF ou plus, capable de supporter la tension anodique sans claquer (fig. 2, traits gras).

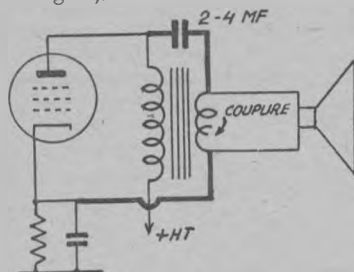


Fig. 2. — Transfo de sortie coupé.

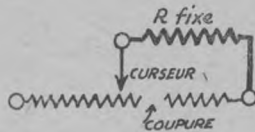


Fig. 3. — Potentiomètre coupé.

● Potentiomètre coupé.

D'habitude, la coupure n'est pas juste au milieu de la piste. Nous utiliserons donc la portion la plus longue du bobinage, en fixant la coupure

par une goutte de vernis pour l'empêcher de glisser. Nous relierons au curseur une résistance fixe égale à la moitié de la résistance initiale du potentiomètre, et le bout libre de cette résistance sera raccordé à l'extrémité sacrifiée de la piste. C'est tout (fig. 3). On a droit ainsi à une certaine variation de puissance, ce qui ne serait pas le cas si on remplaçait le potentiomètre par un pont de deux résistances fixes.

● Transfo d'entrée coupé.

L'amateur qui a utilisé le secteur comme antenne sans interposer un condensateur sérieux a électrocuté le primaire du premier transfo HF. Ceci se répare provisoirement en mettant l'antenne à la grille de la première lampe (ou aux connexions qui y aboutissent directement) par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 $\mu\text{u.F}$. Il est recommandé de compléter ceci par une résistance de 15.000 à 25.000 ohms placée entre l'antenne et la masse, surtout si le poste est un « tous-courants » (fig. 4, A). Une meilleur

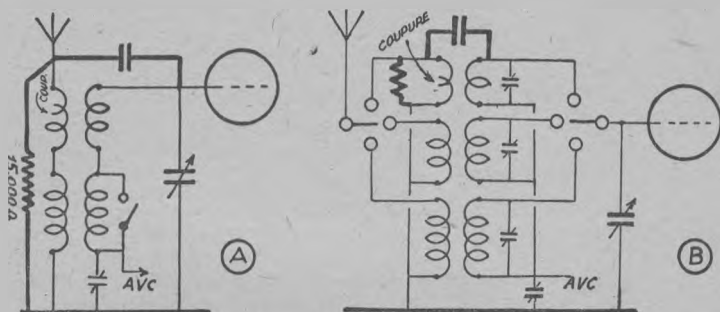


Fig. 4. — Transfo d'entrée coupé.

leure méthode, quand le poste comporte plusieurs gammes d'ondes consiste à shunter l'enroulement coupé par une résistance (20.000 ohms environ) et à réunir par un condensateur de 100 $\mu\text{u.F}$ les extrémités du primaire et du secondaire de cette gamme qui aboutissent respectivement à l'antenne et à la grille (fig. 4, B). Cette réparation a l'avantage de conserver aux autres gammes toutes leurs caractéristiques initiales.

Si le secondaire est coupé au lieu du primaire, on réunit encore le bout côté grille du secondaire coupé au bout côté antenne de son primaire par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 $\mu\text{u.F}$, tandis que l'enroulement coupé est shunté par une résistance de 250.000 ohms pour permettre à l'antifading de travailler.

On dépanne de la même façon les transfos HF coupés des récepteurs à alimentation directe.

● Transfo MF coupé.

Si le primaire du premier transfo MF est coupé, on peut quand même obtenir de la musique en utilisant le secondaire, comme le montre la figure 5, A. Le secondaire se branche à la place du primaire, la plaque de la lampe précédente est réunie à la grille de la lampe suivante par une capacité de 100 $\mu\text{u.F}$, et on termine par une résistance de fuite de 250.000 ohms à 1 mégohm entre la grille et la masse ou la connexion d'antifading.

Le secondaire coupé se traite de façon analogue, mais il suffit alors de connecter la capacité de 100 $\mu\text{u.F}$ entre plaque et grille et de mettre la résistance de fuite, puisque le primaire est déjà en place (fig. 5, B).

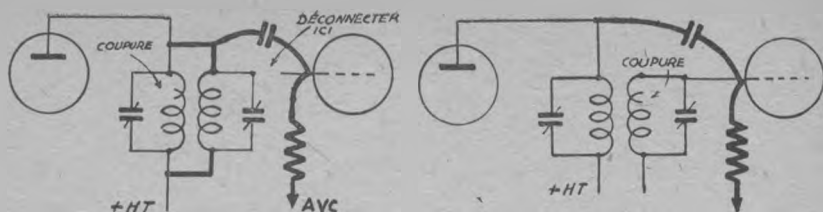


Fig. 5. — Transfo M. F. coupé.

Dans les deux cas, il est sage de retoucher légèrement l'accord de l'enroulement encore en vie.

● Transfo BF coupé.

On n'en trouve plus guère que dans les vieux postes dont on ne fabrique plus les pièces de rechange.

La solution est la même que celle indiquée plus haut pour le transfo MF. Les valeurs de C et de R sont approximativement :

$$C = 50/1.000 \text{ MF et } R = 100.000 \text{ ohms.}$$

● Condensateur sur mesures.

Deux fils émaillés de bonne qualité et de faible diamètre, bobinés *jointifs* sur une plaquette isolante, constituent un condensateur de fortune dont on règle aisément la capacité en faisant un bobinage plus ou moins long. Les deux fils sont bobinés ensemble, ce sont les deux entrées qui sont les deux connexions. On peut réduire la capacité en coupant une partie du bobinage. A cause de la minceur du diélectrique émail, une capacité raisonnable est rapidement atteinte sous un faible volume.

● Le saut d'un étage.

Au prix d'une certaine perte de puissance, un poste rigoureusement muet par la faute d'un étage irréparable peut parfois être rendu à la vie en faisant l'ablation virtuelle dudit étage.

Tous les dépanneurs chevronnés connaissent le truc : il suffit de raccorder la grille d'une lampe à la grille de la suivante à l'aide d'un pont pour éliminer la première lampe et ses accessoires — à la condition, bien entendu, que la lampe ainsi éliminée n'ait pas une fonction irremplaçable, telle que la convertisseuse par exemple. On peut aussi enlever la lampe et réunir la douille grille du support à la douille plaque à l'aide d'une capacité (100 $\mu\mu\text{F}$ en HF, 500 $\mu\mu\text{F}$ en MF, 20.000 $\mu\mu\text{F}$ en BF).

Le procédé est applicable à la lampe HF, à la MF quand il y a deux étages et à la préamplificatrice BF.

TRANSFOS, SELFS et C°

Tout le monde a, dans ses stocks d'antiquités, des transformateurs provenant de vieilles téhessèfes, de chargeurs d'accus réformés ou de boîtes d'alimentation qui n'alimentent plus rien du tout. Il y a là dedans deux matières précieuses : 1° le fer et 2° le fil de cuivre, qu'il convient de ne pas laisser perdre. L'un et l'autre vont nous servir à fabriquer de nouveaux appareils — surtout si nous avons plusieurs vieux transfos du même type — qui nous donneront assez de tôles pour ne pas être gênés dans le choix des dimensions du noyau.

D'abord, un peu de théorie...

Rassurez-vous, nous ne ferons pas de mathématiques. Et c'est bien dommage, car la compréhension du fonctionnement d'un transfo ne peut guère s'en passer. Mais, comme nos ambitions sont modestes, les rudiments nous suffisent.

Le courant alternatif qui parcourt le primaire crée dans le fer un flux magnétique alternatif. Le flux par centimètre carré de section de fer s'appelle l'*induction magnétique*, on la représente par la lettre B, on la mesure en *gauss*, et elle dépend de la tension aux bornes du primaire, de la fréquence, du nombre de tours, de la section du noyau. Ce sont les variations de ce flux qui induisent le courant secondaire.

Dans un transfo parfait, l'intensité à vide du courant primaire serait décalée de 90° en arrière de la tension, et la magnétisation du fer ne consommerait que du courant « déwatté », c'est-à-dire que la consommation à vide serait nulle. Malheureusement, rien n'est parfait ici-bas, et tout transfo a des pertes. Il y a les pertes dans le cuivre, à cause de la résistance des bobinages. Il y a les pertes de flux, dans l'air et les entrefers. Il y a les pertes dans le fer, à cause des courants de Foucault et de l'hystérésis. Vous savez que les premières se réduisent en divisant le fer en lames minces isolées les unes des autres, par du papier ou du vernis. Quant à l'hystérésis, cette sorte de viscosité magnétique du fer, qui résiste aux changements d'aimantation exigés par la fréquence du courant magnétisant, on le réduit en choisissant des tôles à haute teneur de silicium, grises et cassantes, et surtout en évitant une induction magnétique trop forte, car l'hystérésis est proportionnel au volume du fer et à la fréquence du courant, mais il croît presque comme le carré de l'induction B.

Bon. Et cette induction, comment peut-on la fixer d'avance dans un transfo ?

C'est bien simple. L'équation fondamentale des transfos nous dit que la tension aux bornes d'un enroulement, par exemple le primaire, est égale à 4,44 fois la fréquence, multiplié par le nombre de tours, multiplié par l'induction, multiplié encore par la section du fer en centimètres carrés, après quoi vous séparez par une virgule huit chiffres à la droite. Donc, pour du courant à 50 périodes, 4,44 fois la fréquence, cela fait 222, et nous avons la règle bien commode de M. Bouchérot :

Pour une induction B = 10.000 gauss dans un fer de 1 décimètre carré de section, il y a 2,22 volts par spire, si la fréquence est 50 périodes par seconde.

Par conséquent, si la section est dix fois moindre, il n'y aura que 0,222 volt par spire, si la section est 7 centimètres carrés, il n'y aura par spire que les $\frac{7}{100}$ de 2,22 volts, et ainsi de suite. Il en sera de même si l'induction est dix fois moindre, etc.

Voulez-vous un exemple ? Avec un noyau de 15 centimètres carrés de section et une induction égale à 12.000, cela nous donne :

$$2,22 \times \frac{15}{100} \times \frac{12.000}{10.000} = 0,3996 \text{ volt par spire,}$$

autrement dit, il faudra mettre 2,5 spires par volt... théoriquement. Car, pour tenir compte du feuilletage, de l'isolant entre tôles, des chutes de tension, du fait que la tension n'est pas rigoureusement sinusoïdale et des pertes dans le fer, il faut pratiquement le double de spires pour un petit transfo.

Les principes de base.

- Si le transfo travaille souvent à vide ou à faible charge, il faut s'attacher à réduire les pertes dans le fer, qui ne varient pas avec la charge.

- Au contraire, si le transfo n'est utilisé qu'à pleine charge, ou très chargé, les pertes dans le fer et les pertes dans le cuivre doivent être à peu près égales pour obtenir le meilleur rendement.

- Puisque les pertes dans le fer augmentent plus vite que l'induction, il faut travailler à induction modérée pour les réduire. Donc, il faut de larges sections de fer à faibles pertes, ce qui permettra de mettre peu de tours par volt.

- Par contre, si la section du fer est faible, ou si le fer est commun, il faut beaucoup de spires par volt, d'où pertes par résistance (effet Joule).

- Ce qui fatigue le fer, c'est d'avoir peu de tours par volt et par centimètre carré de section, car l'induction augmente et l'hystérésis aussi. Ce qui fatigue le cuivre, c'est d'avoir une forte densité de courant (ou beaucoup d'ampères par millimètre carré de section) et une grande longueur (donc beaucoup de tours de grand diamètre).

- Il résulte de ceci qu'il y a un juste milieu : il faut réduire la section du fer sans exagération, pour économiser le fer et la place. Mais, si on la réduit trop, il faut beaucoup de fil, ce qui augmente les pertes par effet Joule, et le fer travaillant à induction trop forte perdra des watts par hystérésis. C'est ce juste milieu qu'il s'agit de trouver.

- Il y a intérêt à bobiner soigneusement, à spires jointives et bien serrées autant que possible, sur des carcasses pas trop épaisses occupant

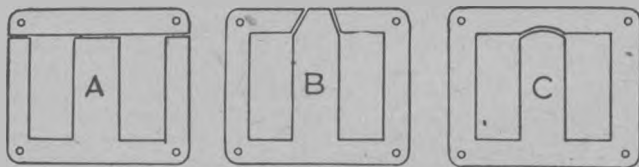


Fig. 1. — Tôles de transfos culrassés monophasés.

bien toute la longueur disponible sur le noyau. Et voici pourquoi : à nombre égal de tours, il faut moins de fil, donc les pertes par effet Joule diminuent. De plus, l'encombrement moindre permet de choisir un fil de section supérieure, d'où nouvelle réduction des pertes.

● Il faut bien isoler les vis de serrage des tôles, afin qu'elles ne les court-circuitent pas, car les pertes augmenteraient par courants de Foucault ; de même, respectez le papier ou le vernis isolant des tôles.

● On choisira des tôles aussi minces que possible, et présentant le minimum de joints ou entrefers. Par exemple, la forme A (fig. 1) qui a 3 joints donne plus de pertes que la forme B qui en a 2, ou que la forme C qui n'en a qu'un. Cette forme C a encore un avantage : la section de fer offerte aux lignes de force est plus grande quand elles ont quitté le noyau, puisque la somme des largeurs des deux ailes dépasse la largeur du noyau central. De ce fait, les pertes par hystérésis diminuent.

DÉTERMINONS LES ÉLÉMENTS

Si nous avons assez de tôles, provenant par exemple de deux vieux transfo identiques, nous pourrons partir de la puissance désirée pour aboutir à la meilleure section de noyau. Par contre, si nous n'avons qu'un seul vieux transfo, son noyau est évidemment tout calculé, et sa puissance maximum se trouve limitée.

1° Calculons la puissance.

● On fait la somme des puissances que doivent fournir les divers secondaires, et on majore de 15 à 20 p. 100.

Exemple : transfo d'alimentation pour T. S. F., comprenant :

— un secondaire	6 volts	alimentant	5 lampes	à 0,3 A.	= 9 watts
— —	5 —	—	1 valve	à 1 A.	= 5 watts
— —	350 —	débitant	80 millis	(ou 0,08 A.)	= 28 watts
Total					= 42 watts

que je majore de 20 p. 100 par prudence = 50 watts environ. La puissance au primaire s'obtient en majorant encore de 20 p. 100, ce qui nous donne 60 watts.

● C'est de là que nous allons tirer la section du noyau. Par contre, si nous partons d'un noyau connu, nous mesurons sa section en centimètres carrés, nous en prenons les trois quarts, et nous multiplions le résultat par lui-même : cela nous donne la puissance en watts au primaire. En multipliant à nouveau par 0,8, nous avons la puissance totale des secondaires.

Exemple : noyau de 12 centimètres carrés de section. Les $3/4 = 9$ centimètres carrés. $9 \times 9 = 81$ watts au primaire. $81 \times 0,8 = 64,8$ watts au secondaire.

2° Calculons la section du noyau.

Comme nous ne visons pas les rendements mirobolants, nous simplifions, en supposant une induction $B =$ environ 9.000. Nous extrairons la racine carrée de la puissance primaire et nous la multiplierons par 1,2 : ceci nous donne la section de fer en centimètres carrés à 50 périodes, que nous doublerons si le courant est à 25 périodes.

Exemple : 60 watts au primaire. La racine carrée est 7,75 que je multiplie par 1,2, soit un noyau de 9,3 centimètres carrés de section nette.

Plus simplement encore, la section nette sera lue dans le tableau I suivant.

Mais attention ! Cette section nette s'entend pour du fer plein. Comme les tôles ont une couche de papier ou de vernis et que le meilleur serrage laisse des vides, nous multiplierons par 1,2 la section nette pour avoir la section pratique, autrement dit celle du trou de la bobine. Dans

notre exemple, cela nous donne 11 centimètres carrés de section. Nous pourrions mettre moins avec des tôles à faibles pertes, qui peuvent travailler à plus forte induction.

3° Calculons le nombre de spires.

Le plus simple est de diviser 56 par la *section nette* du fer, cela nous donne le nombre de tours par volt.

Exemple : la section nette ci-dessus était 9,3 centimètres carrés, il faut donc $56 : 9,3 = 6$ spires par volt.

Évidemment, si nous partons de la *section pratique*, il faudra davantage de spires, et, au lieu de 56, nous diviserons 67 par la section pratique.

Tous ces calculs sont résumés dans le tableau ci-dessous :

TABLEAU I

WATTS	TOLES courantes.		TOLES à faibles pertes.		WATTS	TOLES courantes.		TOLES à faibles pertes.	
	Section nette cm ² .	Spires par volt.	Section nette cm ² .	Spires par volt.		Section nette cm ² .	Spires par volt.	Section nette cm ² .	Spires par volt.
10	3,7	16	2,9	13,5	100	12	4,7	9,5	3,9
15	4,7	13	3,7	11	125	13,5	4,1	10,5	3,5
20	5,4	11	4,3	9,2	150	14,7	3,8	11,7	3,2
25	6	10	4,8	8,3	175	15,9	3,5	12,6	3
30	6,6	9,1	5,2	7,6	200	17	3,3	13,4	2,8
35	7,1	8,5	5,6	7,1	250	19	3	15	2,5
40	7,6	8	6	6,7	300	21	2,7	16,5	2,25
45	8	7,5	6,3	6,3	350	22,5	2,5	17,8	2,1
50	8,5	6,8	6,7	5,7	400	24	2,3	19	1,95
60	9,3	6	7,4	5	450	25,5	2,2	21,2	1,85
70	10	5,6	7,9	4,7	500	26,9	2,1	22,4	1,75
80	10,8	5,2	8,5	4,4					
90	11,4	4,9	9,1	4,1					

Pour 25 périodes, doubler ces chiffres.

Ces chiffres très approximatifs suffiront largement pour réutiliser des tôles de vieux transfos dont on ne connaît pas exactement les pertes ni la perméabilité. Ils nous donneront des transfos à environ 75 p. 100 de rendement, ce qui n'est pas mal.

Pour avoir le nombre de tours, il n'y a plus qu'à multiplier le nombre de spires par volt par le voltage. Afin de compenser les pertes de tension dues à la chute ohmique dans les enroulements, nous majorerons de 10 p. 100 environ les chiffres trouvés pour le secondaire.

Et, maintenant, ceux qui aiment le travail tout fait trouveront plus loin les nombres de tours pour de bonnes tôles normales ($B = 10.000$) et les principales tensions, la fréquence étant 50.

4° Déterminons la section des fils.

Pour avoir un bon rendement, il y a deux règles :

a) Les pertes dans le cuivre doivent être à peu près égales aux pertes dans le fer ;

b) Les pertes dans le cuivre doivent se partager à peu près également entre le primaire et le secondaire.

● Pour connaître approximativement les pertes dans le fer, ce n'est pas difficile : pesez-le. Les tôles ordinaires, qui plient aisément, perdent environ de 2,5 à 3 watts par kilo, et les tôles grises et friables, de 1,4 à 1,6 watt par kilo, quand l'induction est de 10.000 gauss.

● Pour connaître les pertes dans chaque enroulement, il faut calculer sa longueur (longueur d'une spire moyenne \times nombre de spires). Ensuite, on calcule sa résistance, à l'aide de la table de bobinage suivante, et on la multiplie par le carré de l'intensité du courant en ampères, ce qui donne la perte en watts.

● Les pertes dans le primaire sont égales aux pertes dans le secondaire quand les volumes des deux enroulements sont égaux, et qu'ils sont parcourus par le même nombre d'ampères par millimètre carré de section (même densité de courant).

Ceci dit, voici ce que nous ferons :

a) Nous calculerons l'intensité pour chaque enroulement, en divisant les watts par la tension.

b) Choissant, par exemple, 2 ampères par millimètre carré de section, la table de bobinage nous donne la section du fil, et par conséquent son diamètre.

c) La table de bobinage nous permet de calculer la surface de fenêtre occupée par chaque enroulement. Au besoin, nous ferons un croquis, en tenant compte des papiers de séparation des couches.

d) Suivant l'emplacement disponible, nous diminuerons ou augmenterons la densité du courant, en passant par exemple à 1,5 ampère par millimètre carré si nous le pouvons, pour réduire les pertes.

Et notre transfo est déterminé, avec une précision suffisante pour nos besoins. Toutefois, un technicien sérieux ferait intervenir d'autres facteurs dans ses calculs.

Passons aux réalisations.

TRANSFO A SOUDER

Si vous avez deux transfos d'alimentation de T. S. F. hors d'usage, et de même type, vous pouvez en faire un outil de premier ordre, qui brasera l'aluminium, soudera et dessoudera à l'étain, alimentera l'outil à pyrograver, fournira le « jus » à tous les appareils fonctionnant sous 4 à 8 volts et soudera même par points les tôles minces. Nous avons utilisé le nôtre comme survolteur pour remonter la tension du courant alimentant le four électrique en un temps où les 110 volts théoriques descendaient à moins de 100 volts...

La section de notre transfo, fait de deux vieux Elcosa, atteint 15 centimètres carrés. Ce n'est pas mal, mais il n'est pas interdit de faire mieux.

Puissance, nombre de spires.—Ce n'est pas difficile. Empilons nos tôles, mesurons le noyau : il a, par exemple, 18 centimètres carrés de section. Je divise par 1,2, j'ai la section nette : 15 centimètres carrés de fer. Le tableau I ci-dessus me dit que :

● pour des tôles courantes, brunes et pliables, je puis admettre 175 watts et mettre 3,5 spires par volt ;

● pour de bonnes tôles grises et friables, la puissance sera 250 watts, avec 2,5 spires par volt.

En réalité, nous pourrions lui demander plus de puissance en service

TABLEAU II

PUISSANCE watts maximum.	SECTION cm. ²	PRIMAIRE		SECONDAIRE B T			DEMI-SECONDAIRE H T		
		110 volts.	130 volts.	1,25 volt.	2,5 volts.	3 volts.	250 volts.	300 volts.	340 volts.
2	1	4,950	5,850	60	120	140	11,000	13,270	15,000
5	2	2,475	2,925	30	60	70	5,500	6,625	7,500
10	3	1,695	1,950	19,5	38	46	3,750	4,500	5,100
25	4	1,265	1,480	14	28	34	2,800	3,350	3,800
40	5	990	1,170	11,5	23	27	2,200	2,650	3,000
55	6	825	875	9,5	19	23	1,840	2,200	2,500
80	7	710	835	8	16	19	1,620	1,940	2,200
100	8	627	741	7	14	17	1,400	1,680	1,900
125	9	550	650	6,5	13	15	1,250	1,500	1,700
150	10	495	585	6	12	14	1,100	1,325	1,500
190	11	451	533	5	10,2	12,2	1,015	1,220	1,380
225	12	413	488	4,7	9,4	11,2	925	1,110	1,260
250	13	380	450	4,3	8,6	10	875	1,050	1,190
275	14	355	418	4	8	9,5	810	970	1,100
300	15	330	390	3,3	7,5	9	735	880	1,000

intermittent : c'est ainsi que pour la soudure, qui ne dure que quelques secondes, notre transfo pourra donner 50 p. 100 de watts en plus, si ses enroulements ne sont pas trop résistants et si nous avons prévu de grosses chutes de tension.

Allons-y donc carrément : j'admets une chute de tension de 20 p. 100, et je dis que mon transfo, alimenté sous 110 volts à 50 par seconde, devra me donner au secondaire 3 et 6 volts à pleine charge : en ajoutant 20 p. 100, cela fait 3,6 et 7,2 volts à vide.

Dès lors, voici nos enroulements :

● Au primaire : $110 \times 3,5 = 385$ spires que nous arrondirons sagement à 400, pour compenser les chutes de tension du secteur.

● Au secondaire : $3,6 \times 3,5 = 12,6$ spires pour 3 volts en charge. Nous arrondirons à 12 spires, ce qui donnera un peu plus de tension. Nous mettrons deux enroulements semblables, que nous couplerons soit en série pour avoir 6 volts, soit en parallèle pour 3 volts sous forte intensité.

Quel fil choisir ? — Soit une puissance de 250 watts. Le primaire sera parcouru par $250 : 110 = 2,25$ ampères en charge, et le secondaire par $250 : 3 = 83$ ampères, en négligeant les pertes et les résistances. En réalité, le débit secondaire sera moindre, mais tablons quand même sur 80 ampères, pour tenir compte des surcharges.

La table de bobinage tableau III nous dit que du fil de 12/10 convient pour le primaire, et à la rigueur 10/10 ou même 9/10 pourront aller, en admettant 3 ampères par millimètre carré. Quant au secondaire, sous la même densité de courant, il demande une section de $80 : 3 = 27$ millimètres carrés environ, disons 25 millimètres carrés. C'est pourquoi nous avons fait le nôtre avec une bande de cuivre recuit de 16 millimètres de largeur et 1,5 millimètre d'épaisseur, isolée par une bande de papier mince gommelaquée, et enroulée comme il sera dit plus loin. On pourrait également prendre du gros fil rond, quitte à faire 2, 3, 4... enroulements identiques de 12 spires qu'on mettrait en parallèle, afin d'atteindre les 25 millimètres carrés nécessaires, mais la solution de la bande est préférable.

Si vous n'avez pas de cuivre, vous prenez de l'aluminium et vous augmentez la section de 20 p. 100. Si l'épaisseur est insuffisante, vous enroulez ensemble 2, 3, 4... bandes minces. Si vos bandes sont trop courtes, soudez-les bout à bout à recouvrement et en biseautant à la lime les surépaisseurs si vous aimez le beau travail.

Reste l'isolement. C'est bien simple : comme nous n'avons que 3/12 de volt entre spires, une épaisseur de kraft paraffiné ou gommelaqué fera l'affaire. Nous poserons donc notre ou nos bandes de cuivre sur une bande de papier kraft paraffiné, de 1 centimètre plus large, et nous enroulerons le tout bien serré. Le papier s'interpose automatiquement entre les spires, que ses bords recouvrent suffisamment. Nous pourrions aussi utiliser une bande de chatterton large.

Bobine et bobinage. — La bobine sera faite en fort presspahn (carte de Lyon) ou matière analogue, collée à la colle cellulosique, après l'avoir légèrement entaillée aux angles (fig. 2). Les deux section extrêmes sont à peine plus larges que la bande de cuivre, elles contiendront les deux secondaires. La centrale recevra le primaire. On aura, bien entendu, calculé *grosso modo* si l'espace disponible permet d'enrouler à l'aise le nombre de tours voulu.

Pendant le bobinage, l'âme de la bobine devra être entièrement occupée par un mandrin de bois, pour éviter les affaissements et les défor-

$$I = \frac{U}{R}$$

$$IR = U$$

$$R = \frac{U}{I}$$

TABLEAU III

Table de bobinage des
FILS DE CUIVRE

SECTION mm ² .	DIA- MÈTRE mm. (fil nu).	COURANT ADMISSIBLE pour une densité par millimètre carré de			R OHMS au km.	KILOS par km. ou grammes par mètre (fil nu).	SPIRES RANGÉES par centimètre.		SPIRES EN VRAC par centimètre carré.	
		2 amp.	2,5 amp.	3 amp.			Émail.	2 c. coton.	Émail.	2 c. coton.
0,00196	0,05	0,004	0,005	0,006	9.000	0,018	130	55	18.000	
0,0038	0,07	0,008	0,01	0,011	4.140	0,034	120	50	11.000	
0,0050	0,08	0,01	0,013	0,015	3.170	0,045	110	45	9.200	
0,0064	0,09	0,013	0,016	0,019	2.505	0,057	96	40	7.800	
0,0078	0,10	0,016	0,02	0,024	2.029	0,070	86	36	6.700	1.100
0,0113	0,12	0,022	0,028	0,034	1.409	0,10	72	31	4.300	950
0,0177	0,15	0,035	0,045	0,053	901	0,16	57	28	3.600	840
0,0201	0,16	0,040	0,050	0,060	792	0,18	55	27,5	3.200	780
0,0254	0,18	0,051	0,063	0,076	700	0,23	49	26,5	2.750	700
0,0314	0,20	0,063	0,080	0,094	565	0,28	43	24	2.350	630
0,0380	0,22	0,076	0,095	0,114	465	0,34	39	23	1.600	550
0,0491	0,25	0,098	0,120	0,147	360	0,43	36	21,5	1.350	460
0,0616	0,28	0,123	0,154	0,184	285	0,55	33	20	1.150	410

0,0707	0,30	0,141	0,175	0,212	250	0,63	31	19,5	1.000	375
0,0884	0,32	0,161	0,201	0,241	215	0,72	29	19	770	335
0,0962	0,35	0,190	0,240	0,289	185	0,85	26	18	640	290
0,126	0,40	0,251	0,310	0,377	140	1,12	23	16,5	480	220
0,159	0,45	0,318	0,400	0,477	110	1,41	20	15	390	190
0,196	0,50	0,390	0,490	0,588	90	1,75	17	14	340	165
0,238	0,55	0,476	0,600	0,714	75	2,11	16	14	190	135
0,283	0,60	0,566	0,700	0,849	63	2,51	15	13	220	115
0,332	0,65	0,664	0,830	1	54	2,95	14	12	185	105
0,385	0,70	0,770	0,960	1,16	46	3,43	13	11	155	95
0,442	0,75	0,884	1,10	1,33	40	3,90	12,5	10,5	130	88
0,503	0,80	1,01	1,25	1,51	35	4,47	12	10	110	80
0,568	0,85	1,14	1,41	1,70	31	4,99	10,5	9,5	95	72
0,636	0,90	1,27	1,60	1,91	28	5,66	10	9	85	64
0,785	1	1,57	1,93	2,36	22	7	9,5	8,5	70	56
0,950	1,10	1,90	2,38	2,85	18	8,5	9	8		
1,131	1,20	2,26	2,83	3,39	15,5	10	8	7		
1,327	1,30	2,65	3,32	3,98	13	11,8	7,5	6,5		
1,539	1,40	3,08	3,85	4,62	11,5	13,7	7	6		
1,767	1,50	3,53	4,42	5,30	10	15,7	6,5	5,5		
2,010	1,60	4,02	5,03	6,03	8,8	17,9	6	5		
2,27	1,70	4,54	5,67	6,81	7,8	20,2	5,5	4,5		
2,55	1,80	5,09	6,36	7,64	7	22,7	5	4		
2,84	1,90	5,67	7,08	8,50	6,3	25,2	5	4		
3,1	2	6,28	7,87	9,42	5,6	28	4,5	3,5		

Ces chiffres
sont
approximatifs
et dépendent
du taux
de
remplissage.

mations. Le bobinage du primaire sera fait à spires jointives, avec interposition d'une feuille de papier paraffiné à chaque couche si l'isolement est à l'émail, toutes les deux ou trois couches si le fil est isolé au coton.

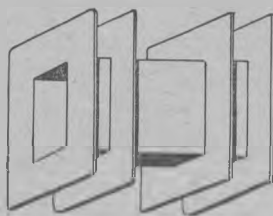


Fig. 2. — La carcasse de la bobine à trois sections.

Les deux secondaires sont bobinés dans leur logement. Pour commencer, la bande est pliée en équerre à 8 centimètres du bout, cette queue est ensuite relevée à angle droit (fig. 3). De cette façon, la queue

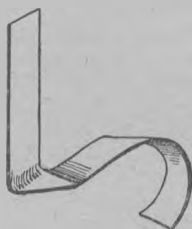


Fig. 3. — Pliage de la bande secondaire à l'entrée du bobinage.

descend le long d'une des joues jusqu'au fond de la carcasse, et la bande s'enroule en couches successives. Nous allons oublier de dire que les queues de début de bobinage sont isolées avec du sparadrap de pharmacien, à moins que vous ne préfériez de la bande caoutchoutée.

Les quatre extrémités des deux secondaires aboutissent à une plaque à bornes en bakélite ou en bois, fixée au transfo, chacune sous un fort écrou à oreilles (fig. 4). On comprend qu'en réunissant les deux entrées

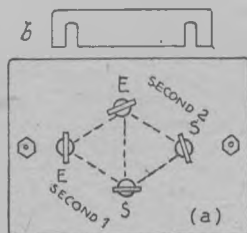


Fig. 4. — A. Plaques à bornes des secondaires ; B. Barrette de couplage.

et les deux sorties les deux secondaires sont en parallèle, tandis qu'ils sont en série si on réunit la sortie du secondaire 1 à l'entrée du secondaire 2. Pour cela, les quatre écrous sont disposés de telle manière que les distances indiquées en pointillé soient égales, et ce sont des barrettes de cuivre telles que B qui servent à établir ces couplages des secondaires.

Comme le débit peut être important, il faut des câbles sérieux munis de cosse soudées. Les nôtres se terminent par deux rivets de cuivre rouge taillés en pointe plate de 2 millimètres carrés de surface. Quant à la soudeuse par point, la nôtre est tout bonnement la chignole dans sa monture à levier, qui la transforme en perceuse d'établi. Un des rivets de cuivre, isolé par un bout de carton, est pris dans le mandrin, l'autre dans l'étau de la base. Tout étant bien réglé, un coup de levier pince les tôles entre les deux pointes des rivets. On donne le courant pendant une fraction de seconde, et la soudure est faite si les tôles sont assez minces. Les tôles ne doivent pas rougir, sinon la soudure est ratée.

Pour souder ou braser à l'étain, au cuivre, à l'aluminium, l'un des câbles se termine par une pince crocodile forte qui pince la pièce, l'autre câble se termine par le porte-charbon représenté par la figure 5. C'est un



Fig. 5. — Porte-charbon.

manche d'outil creux, muni d'une lame de cuivre repliée qui serre un charbon de lampe à arc ou de pile ménage hors d'usage. Pour assurer un meilleur contact, nous cuivrons électrolytiquement un des bouts de nos charbons.

Construisez-vous quand vous le pourrez cet équipement; il en vaut la peine.

LE SURVOLTEUR

Le transfo ci-dessus a été utilisé pour remonter la tension aux bornes d'un four électrique : le secondaire est mis en série sur l'appareil (attention, il y a un sens de branchement), tandis que le primaire est alimenté par le secteur, comme le montre la figure 6. Un transfo dont le secondaire

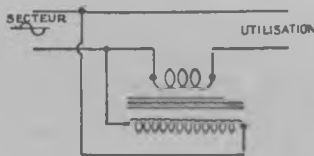


Fig. 6. — Le transfo comme survolteur.

peut débiter 75 ampères sous 7 volts est largement suffisant pour une cuisinière à 3 plaques et un four, puisqu'il ne débite qu'une faible fraction de la puissance demandée par le four.

Quand l'appareil doit être monté à demeure sur un appareil qui demande une tension constante, malgré les fluctuations du secteur, on se sert d'habitude d'un survolteur-dévolteur, bien connu en T. S. F. Les meilleurs appareils de ce genre, à fer saturé, règlent automatiquement la tension dans des limites plus ou moins étroites : il ne peut être question de les faire nous-mêmes. Mais rien n'est plus facile que de faire un *auto-survolteur-dévolteur* réglable, avec de vieux fers de transfo, quand la puissance n'est pas trop grande.

Voici, par exemple, comment nous avons fait un survolteur pour accélérer l'allure d'un moteur de minuterie électrique actionnant l'angélus

automatique d'un clocher. Ce moteur, consommant 10 watts, était prévu pour 220 volts, et il n'en recevait que 190 d'un secteur triphasé déjà chargé. Sur la carcasse d'un vieux transfo basse fréquence de radio, dont le noyau faisait 3,6 centimètres carrés de section, nous avons bobiné, à raison de 14 spires par volt, 3.500 spires de 20/10 que nous avons sous la main, avec prises à 2.380, 2.660, 2.940 et 3.220 spires. Disons en passant que du 15/10 aurait suffi. Cela nous a donné les bornes A, B, C, D, E de la figure 7, c'est-à-dire les tensions théoriques avec le

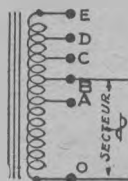


Fig. 7. — Auto-survolteur-dévolteur.

début de l'enroulement, de 170, 190, 210, 230 et 250 volts. Le secteur fut branché entre la borne O et la borne B, soit 190 volts, et le moteur entre la borne O et D, donnant environ 220 volts pratiques. Les autres prises, prévues pour les essais, seront peut-être utiles un jour.

TRANSFO DE HAUT-PARLEUR

Ce haut-parleur électrodynamique est mort, je veux le remplacer par cet autre de construction différente. Tout ira bien si le transfo correct est intercalé entre la dernière lampe et la bobine mobile. Mais quelles seront les caractéristiques de ce transfo ?

D'abord, le catalogue des lampes me dit que l'impédance de charge de la lampe finale, une 6 V 6, par exemple, doit être de 5.000 ohms. La tension est 250 volts, le courant 47 milliampères : nous tableurons donc sur 12,5 watts moyens, soit 15 watts bien tassés en pratique.

Le fer dont nous disposons doit avoir au moins 3,5 centimètres carrés de section, soit 4 centimètres carrés en tenant compte de l'isolant entre tôles. Ceci nous donne 2.800 spires au primaire, d'après le tableau II ci-dessus. Et le fil sera du 18/100, d'après le tableau III, ou mieux encore du 20/100.

Le nombre de tours, multiplié par la longueur de la spire moyenne, donne par exemple 250 mètres, soit une résistance de 1.750 ohms, en série sur la plaque de la lampe : l'impédance d'adaptation sera diminuée d'autant, disons donc : 4.800 ohms environ.

Or, quelle est l'impédance de la bobine mobile ? Toujours très faible, variant de 3 à 150 ohms environ. On l'obtient approximativement en multipliant par 1,5 la résistance ohmique de la bobine mobile. La nôtre fera par exemple 9 ohms à 1.000 périodes, à peine moins à 50 périodes. Pour connaître le rapport de transformation, voici ce que nous ferons :

Nous diviserons l'impédance de charge par l'impédance de la bobine mobile, et nous extrairons la racine carrée. Ceux qui ne veulent pas se fatiguer consulteront le tableau ci-dessous.

Donc, dans notre exemple, le rapport de transformation est

$$\sqrt{\frac{4.800}{9}} = 23.$$

Le secondaire aura par conséquent : $2.800 : 23 = 120$ spires. Puisqu'il

IMPÉDANCE DE CHARGE (ohms).	IMPÉDANCE DE LA BOBINE MOBILE (ohms).												
	3	4	5	6	7	8	9	10	12	14	16	18	20
1.500	23	19	18	16	15	14	13	12	11	10	10	9	8
2.000	26	22	20	18	17	16	15	14	13	12	11	11	10
3.000	32	27	24	22	21	19	18	17	16	15	14	13	12
4.000	37	32	28	26	24	22	21	20	18	17	16	15	14
5.000	41	35	32	29	27	25	24	22	20	19	18	17	16
6.000	45	39	35	32	29	27	26	25	22	21	19	18	17
7.000	48	42	38	34	32	29	28	26	24	22	21	20	19
8.000	52	45	40	37	34	32	30	28	26	24	22	21	20
9.000	55	47	43	39	36	34	32	30	27	25	24	22	21
10.000	58	50	45	41	38	35	33	32	29	27	25	24	22
12.000	63	55	49	45	42	39	37	35	32	29	27	26	24
16.000	73	64	57	51	48	45	42	40	36	34	32	30	28
20.000	82	71	64	58	54	50	47	45	41	38	35	34	32

n'est pas parcouru par le courant continu, comme c'est le cas pour le primaire, sa section ne sera pas nécessairement 23 fois plus forte. Si le primaire est de 20/100, nous choisirons pour le secondaire 0,9 à 1 millimètre de diamètre, soit 18 à 20 fois plus seulement.

Comme le calcul exact d'un transfo de haut-parleur est trop compliqué pour être exposé *in extenso* dans ces pages, nous agirons sagement en mettant 130 spires, et en faisant des prises à 110, 115, 120, 125 et 130 spires, pour choisir celle qui donne les meilleurs résultats.

Rappelons pour terminer qu'un bon transfo de haut-parleur doit avoir une grande self primaire, ce qui demande un fer copieux et beaucoup de tours.

SELS A FER

Une self à fer, c'est une bobine sur un fer ordinairement feuilleté. S'il n'y passe que de l'alternatif, on la constitue comme un transfo sans secondaire. Si un courant continu se superpose à l'alternatif, par

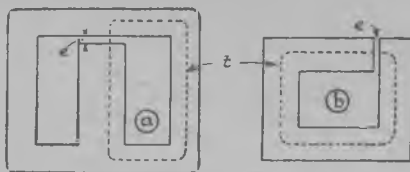


Fig. 8. — Fers de self.

e = Entrefer.

t = Trajet moyen.

exemple dans les selfs de filtrage, le flux magnétique constant dû au continu encombre le fer, dont la perméabilité diminue rapidement. On réduit cet effet fâcheux en coupant le fer par un entrefer plus ou moins large, qui étale la courbe de saturation du circuit magnétique.

Donc, nous constituerons notre self à entrefer en faisant corres-

pondre toutes les coupures des tôles, au lieu de les contrarier comme dans un transfo, et même nous élargirons au besoin l'entrefer en y passant une étroite scie à métaux.

● Il faut d'abord nous fixer une induction de travail B, dont dépendra la perméabilité et le nombre de spires. On peut prendre quelque chose comme 15.000 gauss pour une self de filtrage, beaucoup moins pour une self basse fréquence. Le tableau ci-dessous nous dit d'emblée que, pour B = 15.000, la perméabilité est d'environ 900, ce qui signifie que le fer opposera au flux une résistance 900 fois moindre que l'air.

INDUCTION B Gauss.	AMPÈRES- TOURS nI par cm.	PERMÉA- BILITÉ μ	INDUCTION B Gauss.	AMPÈRES- TOURS nI par cm.	PERMÉA- BILITÉ μ
1.000	0,16	5.000	11.000	3,06	2.870
2.000	0,39	5.000	12.000	3,82	2.520
3.000	0,49	4.900	13.000	5,10	2.040
4.000	0,68	4.770	14.000	7,10	1.570
5.000	0,90	4.540	15.000	12,7	955
6.000	1,11	4.320	16.000	36,2	360
7.000	1,34	4.165	17.000	81	168
8.000	1,68	3.900	18.000	139	104
9.000	2,05	3.460	19.000	212	72
10.000	2,48	3.200			

● Mesurons le trajet moyen l des lignes de force : c'est le pointillé de la figure 1. A titre d'exemple, supposons un trajet moyen de 22 centimètres, un entrefer de 0,1 centimètre et une section de noyau ou d'entrefer de 5 centimètres carrés. On évalue tout en centimètres.

● Calculons l'air équivalent, c'est-à-dire l'épaisseur d'air qui résiste au flux magnétique comme le circuit tout entier.

C'est la longueur du fer ou trajet moyen divisé par la perméabilité, plus la longueur de l'entrefer. Ici, cela fait : $22/900 + 0,1 = 0,125$ centimètre.

● Calculons le nombre de tours. Il est donné par la formule :

$$n = \frac{8 \times B \times \text{air équivalent}}{10 \times I \text{ ampères}}$$

ce qui donne ici, en admettant par exemple 1,3 ampère dans le bobinage :

$$\frac{8 \times 15.000 \times 0,125}{10 \times 1,3} = 1.153 \text{ tours environ.}$$

● Reste à calculer la self: Je multiplie le nombre de tours par lui-même, le résultat par 1,25, le résultat par la section du noyau ou de l'entrefer, et je divise par l'épaisseur d'air total équivalent. En séparant par une virgule 8 chiffres à droite, j'obtiens la self en henrys.

Dans notre exemple, cela donne :

$$\frac{1.153 \times 1.153 \times 1,25 \times 5}{0,125} = 665 \text{ suivi de 6 zéros.}$$

En séparant 8 chiffres à droite, j'ai 6,65 henrys.

TOURS
PAR VOLT



ABAQUE DES TRANSFOS

$$E = \frac{4.44 BSN f}{10^8}$$

L'alignement de deux valeurs connues B, S ou N indique la troisième. Exemple ci-dessus : B = 5.000, S = 20 centimètres carrés, N = 4,4.

LES APPAREILS DU DÉBROUILLARD

Les grands esprits n'ont pas besoin d'équipements somptueux pour faire de grandes choses. Edison, âgé de vingt ans, inventa le télégraphe duplex, et pourtant il n'avait qu'un outillage de gamin ; les Curie ont isolé le radium avec quelques cristallisoirs, et Leverrier n'avait même pas de télescope pour observer Neptune, qu'il venait de découvrir par le calcul !

En vertu de ce principe, nous allons décrire quelques appareils simplifiés à l'extrême. Ils ne valent pas, bien sûr, les beaux instruments américains qui coûtent une petite fortune, mais les débrouillards sauront en tirer des merveilles, en attendant les crédits nécessaires à l'achat d'appareils plus élaborés.

Hétérodyne modulée.

Il y a mille et une manières de réaliser une hétérodyne modulée. En voici une qui, faute d'autres mérites, a l'avantage d'une grande simplicité et d'un prix abordable. Comme les piles coûtent fort cher et sont toujours à plat quand on en a besoin, nous l'avons dotée de l'alimentation secteur par valve 25 Z 6.

L'âme de l'appareil est une triode montée en Hartley. Ses oscillations sont transférées par une bobine de couplage à un potentiomètre de 200 à 500 ohms permettant de doser la sortie. Comme il ne pouvait être question de compliquer le montage avec un oscillateur BF, nous avons tout bonnement fait appel au phénomène de la « grille en l'air », bien connu de tous les dépanneurs, pour moduler les oscillations HF. A cet effet, la résistance de grille a été rendue variable : si on la règle aux faibles valeurs, on obtient des oscillations HF pures — mais, en augmentant la résistance de fuite, le blocage de grille se produit, et le signal se trouve modulé à une hauteur qui varie suivant le réglage de cette résistance.

On peut évidemment utiliser un bloc oscillateur commercial, mais il est bien facile de faire soi-même des bobines amovibles sur des mandrins à broches, qu'on peut du reste fabriquer avec un bout de tube isolant monté sur un culot de lampe. Cette solution dispense d'un commutateur. Avec des mandrins de 3 centimètres de diamètre, on fera les quatre bobines suivantes :

Petites ondes : 11 spires en 5/10, espacées, sur une longueur totale de 35 millimètres.

Bobine de couplage : 1 spire.

Petites ondes : 35 spires en 4/10, espacées, sur une longueur totale de 35 millimètres.

Bobine de couplage : 2 spire espacées.

Moyennes ondes : 100 spires en 25/100 émaillé, jointives.

Bobine de couplage : 5 spires jointives.

Grandes ondes : 310 spires en 3/10 émaillé, en quatre sections jointives bobinées en vrac, longueur totale 36 mm.

Bobine de couplage : 10 spires jointives.

Les bobines de couplage sont enroulées sur le milieu des bobinages oscillateurs, avec interposition d'une bande de papier paraffiné.

Le condensateur variable sera démultiplié de préférence, et les connexions en traits épais seront aussi directes que possible.

Étant donnée la faible consommation de la lampe oscillatrice, la self de filtrage peut être faite d'un vieux transfo BF dont les deux enroulements sont connectés en série. On choisira un transfo à fer aussi important que possible, qu'on détôlera et retôlera de manière à faire coïncider tous les entrefers, qu'on agrandira en y faisant pénétrer de force une mince lame de bakélite qui restera en place.

La résistance de 260 Ω , en ballast sur les filaments, doit pouvoir dissiper 25 watts. On peut la remplacer tout simplement par une lampe de 40 watts, qui fait à peu près la résistance voulue.

Bien entendu, la 6C5 peut être remplacée par toute autre triode, ou par une pentode dont on réunit ensemble l'écran et la plaque, ou par l'élément triode d'une double diode-triode ; et la valve elle-même peut être remplacée par une autre, ou même par une lampe à chauffage indirect dont on néglige la grille et dont les autres électrodes sont réunies ensemble. Il suffira que les filaments aient la même intensité de chauffage, et que la résistance-ballast soit calculée pour produire la chute de tension nécessaire. (Cette chute de tension est égale à 110 volts moins la somme des tensions de chauffage, et la résistance-ballast est égale à la chute de tension divisée par le nombre d'ampères de chauffage d'une lampe.)

Tout l'appareil sera blindé, même la bobine en usage, sur laquelle on placera un blindage cylindrique pas trop étroit qui s'emboîtera à la base dans un cercle fixé au blindage général.

Étalonnage. — Pour l'étalonnage, on se sert d'un récepteur courant, aux bornes duquel on injecte à la fois les émissions venant de l'antenne et les oscillations en provenance de l'hétérodyne. A l'approche de la résonance, on entend un battement qu'on amène à la fréquence zéro : à ce moment, l'hétérodyne émet exactement à la fréquence de l'onde reçue. On trace pour chaque bobine la courbe des fréquences obtenues en fonction des divisions du condensateur. C'est la méthode la plus longue, mais la plus précise aussi. Naturellement, l'hétérodyne ne sera pas modulée pendant cet étalonnage, et l'antenne sera juste suffisante pour recevoir la station, afin d'avoir des lectures précises au cadran du poste.

On s'apercevra que, pour chacune des stations, on entend non pas un battement, mais plusieurs : les « piou...ouit » se succèdent quand on tourne le condensateur de l'hétérodyne. C'est que celle-ci n'émet pas seulement la fondamentale (ou fréquence de la station émettrice), mais aussi ses harmoniques, dont la fréquence est égale à 2, 3, 4... fois celle de la fondamentale. Il en résulte qu'au lieu d'une seule courbe d'étalonnage par bobine nous tracerons une série de courbes sensiblement parallèles, dont chacune représentera l'un des harmoniques.

Par exemple, soit une station émettant sur 7.560 kilocycles, c'est-à-dire environ 40 mètres. Nous entendrons le sifflement caractéristique dans le récepteur accordé sur cette fréquence *quand l'hétérodyne passera par cette fréquence et par ses sous-multiples* (3.780, 2.520, 1.890... kilocycles). Pourquoi ? Parce que chacune de ces fréquences fondamentales admet des harmoniques, dont l'une est justement 7.560 kilocycles.

Si le condensateur est à profil « straight line », les courbes d'étalonnage seront sensiblement des droites.

Remarquez, sur la figure 1, le trait pointillé vertical entre les deux lampes : il sépare l'oscillateur proprement dit de l'alimentation. Donc, si nous coupons les connexions aux points A et B et en rétablissons la

continuité par un cavalier ou par tout autre moyen, nous pourrions nous servir de l'alimentation pour fournir le chauffage et la haute tension à un autre appareil à une lampe — par exemple, l'oscillateur ci-dessous.

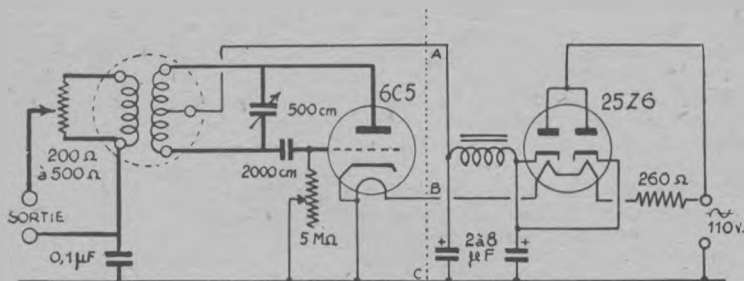


Fig. 1. — Hétérodyne modulée simplifiée.

Oscillateur à basse fréquence.

Voici un petit instrument des plus utiles, puisqu'il permet de vérifier le fonctionnement des amplis BF ou la réponse des haut-parleurs, de moduler une hétérodyne, d'alimenter un pont de mesure à fréquence musicale, etc. Son âme est un vieux transfo BF avec secondaire à prise médiane.

La figure 2 indique le montage, qui se passe de commentaires. L'ali-

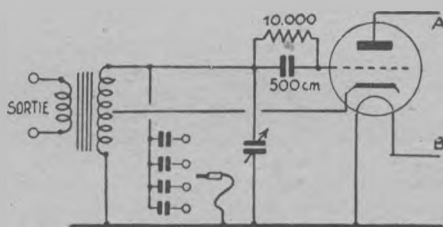


Fig. 2. — Oscillateur BF simple.

mentation de la triode oscillatrice (qui peut être la 6C5 de l'hétérodyne ci-dessus, qu'on lui emprunte quand elle ne sert pas) est assurée par la 25Z6 du même appareil : il suffit de réunir les bornes A, B, C de la figure 2 aux mêmes bornes de l'alimentation (fig. 1).

Nous avons figuré quatre condensateurs fixes d'accord du circuit oscillant, mais on peut en mettre davantage. Suivant leur nombre et leur valeur, on obtiendra une gamme plus ou moins variée et étendue de fréquences audibles. Pour éviter les frais inutiles, la commutation se fait tout simplement à l'aide d'une fiche emmanchée d'un bout de fil souple. On peut figoler, comme l'indique la figure, en complétant avec un condensateur variable de 1/1.000 à diélectrique solide, peu encombrant, pour avoir une variation continue.

Et, maintenant, quelles sont les valeurs des condensateurs fixes ? Très variables — tout dépend du transfo disponible. En principe, de 1 à 50/1.000. En quelques minutes d'essais, on sera fixé.

Si le transfo se refuse à osciller, inverser les bornes secondaires. Et,

s'il s'obstine, c'est qu'il est trop camelote : résistance trop élevée, mauvais isolement, etc. Le seul remède est de le changer.

Pont à capacités.

Alors qu'un ohmmètre suffit pour vérifier la valeur d'une résistance courante, la vérification des capacités se fait mieux avec un appareil spécial. En voici un que vous construirez aisément. Il permet de comparer la capacité d'un condensateur avec une capacité connue, de vérifier l'isolement, d'éprouver les électrolytiques. C'est un pont de Wheatstone complété par une ampoule au néon alimentée en continu en provenance de n'importe quelle tension plaque — par exemple, celle de l'hétérodyne décrite ci-dessus.

Comme on le voit sur la figure 3, le montage n'offre aucune difficulté.

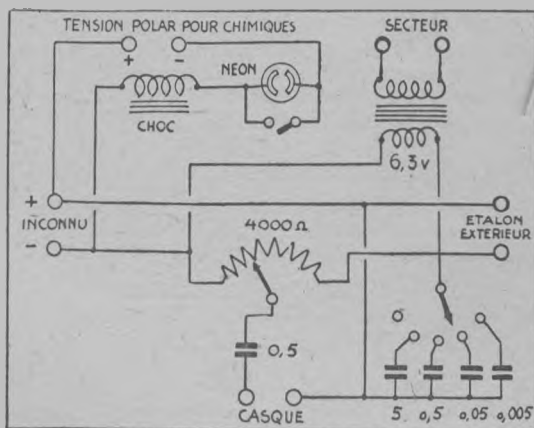


Fig. 3. — Pont à capacités.

té. Le potentiomètre est un bobiné aussi sérieux que possible, car c'est lui qui indique la proportionnalité entre le condensateur inconnu et l'étalon intérieur ou extérieur. Les condensateurs fixes seront sérieux et vérifiés pour voir s'ils ont bien la capacité marquée. La bobine de choc, permettant d'essayer les lytiques sous tension, est une self de filtrage d'environ 20 henrys; le transfo ne sert qu'à donner une fréquence audible et ne demande aucune précision : de 4 à 10 volts au secondaire conviendront fort bien. Par exemple, on peut le faire sur un vieux fer de transfo BF, en mettant 15 à 20 tours par volt au primaire comme au secondaire, ce qui fait environ 1.500 spires au primaire et 100 au secondaire. On peut aussi alimenter les deux extrémités du potentiomètre avec du courant musical de fréquence plus élevée, provenant par exemple d'un oscillateur BF. L'équilibre du pont se constate à l'aide d'un casque, le ronflement est alors minimum.

Le potentiomètre sera muni d'un bouton de commande à longue aiguille parcourant un cadran qu'on graduera, par exemple, en rapports entre la capacité inconnue et la capacité étalon mise en service. Le rapport 1, c'est-à-dire l'égalité, se trouvera au centre de l'échelle. A gauche, on aura les rapports de 1 à 10; à droite, de 1 à 0,1. Cette graduation est l'affaire de quelques essais. Ceci fait, il sera bien facile de tracer quatre échelles concentriques correspondant aux quatre capacités étalons qu'on voit sur le schéma, et qui seront graduées directement en capacités. Le

cadran ainsi réalisé sur un bristol sera recouvert d'une feuille de celluloïd transparent sur laquelle on peut du reste le coller. Il suffit pour cela de tremper le cadran dans de l'acétone et de l'appliquer rapidement sur le celluloïd, dont on corrige éventuellement le gondolage après séchage à l'aide d'un fer à repasser tiède promené sur le dos du bristol. La feuille de celluloïd peut être une pellicule photographique débarrassée de sa gélatine dans un bain d'eau de Javel.

L'essai des électrolytiques se fait en alimentant la lampe au néon — type mignonnette, 1/4 watt — à l'aide d'une tension continue de 90 volts au moins. L'interrupteur de la lampe étant ouvert, la lampe s'éclaire pendant la charge du condensateur, et sa lueur s'affaiblit puis disparaît au bout d'une douzaine de secondes si le condensateur n'a pas de fuites. Dans le cas contraire, la lueur persiste plus longtemps ou même ne s'affaiblit pas. On ferme ensuite l'interrupteur et on mesure la capacité, en la comparant avec un étalon extérieur s'il y a lieu.

Cet appareil, indiqué par Thordarson, peut également servir à comparer des résistances, puisque c'est un simple pont sans aucune astuce spéciale. La self de choc peut être au besoin remplacée par un secondaire de transfo BF, ou mieux les deux enroulements en série, ou à la rigueur par une résistance de 20.000 Ω 1/2 watt.

Outputmètre-wattmètre.

Si vous avez une boîte de contrôle continu-alternatif, ou simplement un voltmètre à redresseur, complétez-le avec le petit appareil de la figure 4, que vous réaliserez dans un tout petit coffret, à l'aide d'une self

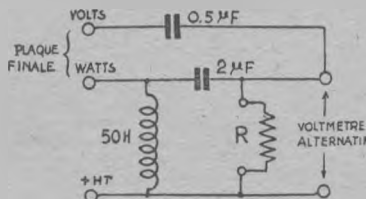


Fig. 4. — Outputmètre-wattmètre.

de 50 henrys ou davantage, deux condensateurs au papier essayés à 500 volts et quelques bornes. Le voltmètre alternatif se branche à un bout, tandis que l'autre bout se branche entre la plaque de la lampe de sortie du poste et + HT, en utilisant l'une ou l'autre borne, selon qu'on désire mesurer les volts ou les watts de sortie.

Pour mesurer les watts, il faut charger la lampe à l'aide de la résistance R, qui s'ajoute en parallèle à la résistance r du voltmètre (donc résistance du cadre + résistance en série avec lui) : la résistance totale est, on le sait, donnée par la relation :

$$\text{Résistance totale} = \frac{R \times r}{R + r}$$

Réciproquement, on peut calculer la résistance R, connaissant l'impédance de charge Z de la lampe et la résistance r du voltmètre, en appliquant la formule :

$$R = \frac{r \times Z}{r - Z}$$

Dès lors, la puissance modulée en watts du récepteur (avec haut-parleur en court-circuit) s'obtient en divisant le carré du nombre de volts lus au voltmètre par la résistance totale qui charge la lampe.

Volt-amp-ohm-mètre.

J'ai un milliampèremètre de 0 à 1 milli, ou même de 0 à 3 millis. Vais-je le laisser tel quel, ou le transformer en boîte de contrôle universelle continu et alternatif, avec lecture directe des capacités ?

Ni l'un ni l'autre. Je vais d'abord en faire un appareil simple en continu seulement, comme l'indique la raison (car en radio on mesure surtout du continu). Et puis, quand j'aurai bien étudié l'engin, j'en ferai peut-être un contrôleur universel — à moins que je n'aie compris qu'il est préférable d'acheter d'abord un milli plus sensible à grand cadran, ou le contrôleur tout fait.

Va donc pour la simplicité continue. Avec quelques résistances, quelques douilles et une pile de poche, notre milli fera merveille.

Le schéma est celui de la figure 5. On voit qu'il y a deux shunts

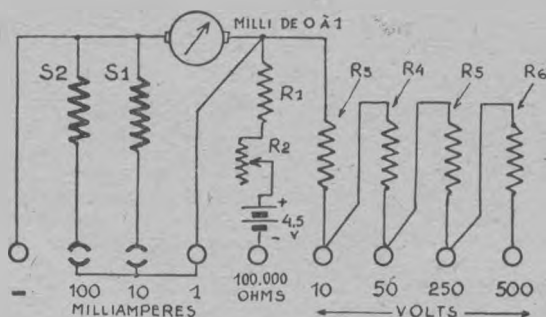


Fig. 5. — Volt-amp-ohm-mètre.

S_1 et S_2 pour pouvoir mesurer jusqu'à 100 millis avec un appareil de 0 à 1 milli que nous choisirons comme type, plus une série de résistances élevées R_3 à R_6 , et enfin deux résistances si possible bobinées R_1 et R_2 . Il s'agit de calculer ces diverses résistances.

- S_1 doit multiplier les lectures par 10, elle doit être égale à 1/9 de la résistance du cadre du milliampèremètre, qui est ordinairement indiquée sur le cadran ; sinon, il faudra la mesurer.

- S_2 doit multiplier par 100, elle doit être égale au 1/99 de la résistance du cadre.

Par exemple, si l'instrument a une résistance de 120 ohms (ce qui est courant pour 0-1 milli), $S_1 = 13,33$ ohms et $S_2 = 1,21$ ohm seulement. Mais dans ce dernier cas la gamme de l'appareil sera : 0 à 3 millis — 0 à 30 millis — 0 à 300 millis.

- La somme de R_1 et de R_2 doit être égale à mille fois le quotient de la tension en volts de la pile par le nombre de millis de déviation totale de l'instrument.

Par exemple, pour un instrument de 0-1 milli et une pile de poche 4.5 volts, il faut 4.500 ohms en tout. Si l'instrument est 1 à 3 millis, il faudrait $\frac{4,5}{3} \times 1.000 = 1.500$ ohms en tout. Dans le premier cas, on

fera par exemple $R_1 = 4.000 \Omega$ et $R_2 = 1.000 \Omega$; dans le second cas $R_1 = 1.200 \Omega$ et $R_2 = 500 \Omega$. La résistance R_2 sert à compenser l'usure de la pile, on la règle en court-circuitant les bornes marquées — et 100.000 ohms, jusqu'à ce que l'aiguille du milli atteigne exactement le bout extrême de l'échelle graduée, soit 1 ou 3 millis suivant l'instrument.

● Les résistances R_3 à R_6 sont des résistances au carbone aussi précises que possible. Pour un instrument de 0 à 1 milli (résistance de cadre 120 ohms), nous aurons les valeurs suivantes :

$R_3 = 9.880$ ohms, $R_4 = 40.000$ ohms, $R_5 = 200.000$ ohms et $R_6 = 250.000$ ohms.

Pour un instrument gradué de 0 à 3 millis, nous aurons :

Lecture de 0 à 3 volts : $R_3 = 1.000$ ohms, moins résistance du cadre.

Lecture de 0 à 30 volts : $R_4 = 10.000$ ohms.

— 0 à 150 — : $R_5 = 50.000$ —

— 0 à 300 — : $R_6 = 100.000$ —

On voit qu'en principe la résistance en ohms vaut mille fois le quotient du voltage maximum par le nombre de millis maximum lus sur le cadran : c'est une simple application de la loi d'Ohm.

Remarquez les douilles correspondant aux sensibilités 100 et 10 milliampères : elles sont en deux pièces, de telle façon que la broche les court-circuite. La réalisation est indiquée par la figure 6. On voit que les

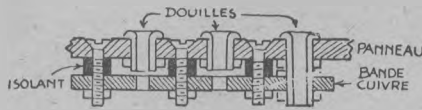


Fig. 6. — Coupe des plots de shunts.

deux douilles sont coupées aussi ras que possible après serrage de leur écrou ; une bande épaisse de cuivre ou de bronze est montée derrière elles, à l'aide de vis et d'espaces isolants, de manière à s'approcher des douilles en laissant un millimètre d'écart. Ceci fait, il faut forer deux trous, à l'aide d'un foret de 4 qu'on fait passer dans les douilles. En entonçant la broche, elle court-circuitera la douille et la bande.

Il ne restera plus qu'à étalonner l'ohmmètre (ce qui se fait en branchant entre la douille — et la douille 100.000 ohms des résistances connues) et à munir l'instrument soit d'un cadran nouveau, soit tout simplement une échelle de concordance ou un tableau permettant de traduire la lecture du cadran suivant la gamme choisie.

Pour terminer, disons comment on peut faire soi-même les shunts. Il faut pour cela une source de tension continue de 40 volts ou davantage, et une résistance variable dont la valeur doit être au moins égale à mille fois le nombre de volts, divisée par le nombre de millis de déviation totale de l'instrument. Exemple : pour un instrument de 3 millis de déviation totale et 50 volts, il faut $\frac{50 \times 1.000}{3}$ ohms ; nous prendrons 20.000 ohms.

Il faut aussi du fil résistant, en constantan ou en manganine de préférence, et si possible isolé.

1° Commençons par réaliser le montage de la figure 7 (a), en ayant soin

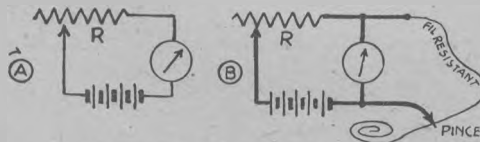


Fig. 7. — Établissement des shunts.

de ne brancher le milli qu'après nous être assuré que la résistance variable est au *maximum*, afin de ne pas griller le cadre. Nous réglons la résistance

jusqu'à ce que l'aiguille s'arrête sur une division aussi élevée que possible.

2° Sans toucher à la résistance variable, mettons en parallèle avec l'instrument un bout de fil résistant préalablement dénudé (fig. 7, b). Nous réglons sa longueur, à l'aide d'une solide pince crocodile par exemple, jusqu'à ce que le milli n'indique plus que la moitié du débit initial, très exactement. A ce moment, la résistance du bout de fil est égale à la résistance du milli. On mesure exactement sa longueur, et une simple règle de trois permet de déterminer quelle longueur il faut prendre pour réaliser les shunts désirés. Les shunts de faible résistance ne seront précis que s'ils sont en fil assez fin.

3° Chaque shunt est bobiné sur une petite plaquette de bakélite mince, et ses bouts sont pincés ou soudés à de larges contacts.

Bien entendu, il n'est pas interdit de mesurer les shunts à l'aide d'un pont et de résistances étalons, si on dispose de ces estimables instruments.

Un mégohmmètre simplifié.

Quand il s'agit de mesurer les hautes résistances, telles que l'isolement d'un condensateur, le dépanneur est souvent perplexe. Son ohmmètre monte péniblement jusqu'au mégohm. Quant au pont, il perd toute précision au delà de quelques mégohms.

Comme la mesure de ces hautes résistances est des plus importante, il vaut la peine de nous construire l'outil nécessaire. Vous en trouverez le schéma à la figure 8.

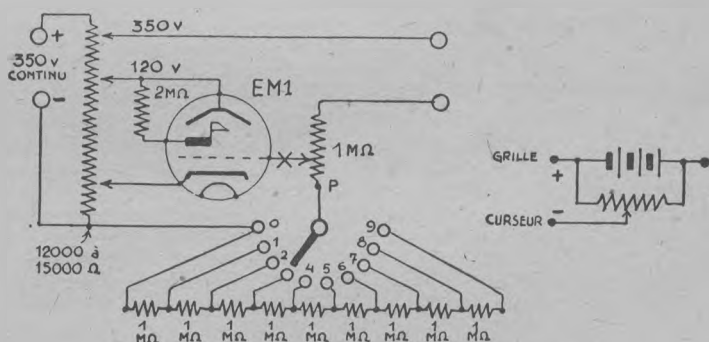


Fig. 8. — Mégohmmètre.

Il consiste essentiellement en un coil magique, par exemple une EM 1 ou une 6 E 5 ; un diviseur de tension de 12 à 15.000 ohms, à 3 curseurs ; un potentiomètre à variation *linéaire* (et non logarithmique!), bien calibré, à large piste, de 1 mégohm ; et 9 résistances de chacune un mégohm. on monte le tout comme l'indique le schéma. Les bornes de gauche se raccordent à une tension plaque capable de donner 350 à 400 volts, et la résistance à mesurer se raccorde aux bornes de droite.

Voyons comment fonctionne l'appareil. Il s'agit évidemment d'amener le coil à l'équilibre, c'est-à-dire d'annuler exactement l'angle d'ombre de l'écran, en manœuvrant le potentiomètre de grille. Mais le fait de fermer le circuit avec la résistance à mesurer R_x applique à la grille une certaine tension positive — d'où la nécessité de donner au repos à cette même grille une tension négative supplémentaire. La lampe EM 1 demande une polarisation de —2,5 volts pour annuler exactement l'angle d'ombre ;

nous lui appliquerons au repos un excès de polarisation égal au 1/100 de la tension appliquée à la résistance inconnue, soit 3,5 volts pour une haute tension de 350 volts. Il s'agit donc de régler très exactement la prise du diviseur de tension correspondant à la cathode pour donner cette polarisation.

La meilleure méthode est la suivante. On met d'abord le curseur du potentiomètre de grille à bout de course, à l'extrémité négative indiquée par la lettre P sur le schéma.

On prend une pile de lampe de poche, on lui met un potentiomètre d'un millier d'ohms en parallèle et on le règle jusqu'à obtenir, entre positif et curseur, exactement le 1/100 de la tension redressée, soit 3,5 volts. L'ensemble est inséré à l'endroit marqué d'une croix sur le schéma, le positif de la pile du côté de la grille, le curseur au curseur du potentiomètre de 1 M Ω . Il ne reste plus qu'à régler le curseur du diviseur de tension relié à la cathode de l'œil, jusqu'à ce que l'angle d'ombre soit égal à zéro, sans recouvrement, après quoi on enlève la pile et son potentiomètre.

Le potentiomètre de 1 M Ω est donc relié directement à la grille par son curseur. Son cadran est divisé en 100 parties égales. La résistance inconnue étant mise aux bornes R_x, il n'y a plus qu'à obtenir l'équilibre de l'œil, c'est-à-dire l'annulation de l'angle d'ombre, en manœuvrant le potentiomètre et, au besoin, le commutateur à 10 positions. A ce moment, le numéro du plot indique le nombre de centaines de mégohms, et le numéro de la division du potentiomètre donne le nombre de mégohms au-dessous de 100. Par exemple, si on lit 57 sur le cadran du potentiomètre alors que le commutateur est sur le plot 4, la résistance mesurée est de 457 mégohms.

UN OUTPUTMÈTRE UNIVERSEL

Vous savez que l'outputmètre est un appareil qui permet de déterminer la puissance modulée à la sortie d'un étage, la résistance de charge optimum à la sortie d'un amplificateur de puissance, la tension d'entrée compatible avec une distorsion admissible à la sortie et, accessoirement, le type de lampe qui donnera le rendement maximum. C'est donc un appareil précieux pour l'étude et le perfectionnement des amplificateurs. L'appareil que nous allons décrire diffère des appareils du commerce : il est à la fois moins compliqué et plus universel, comme on le verra plus loin.

Principe de l'appareil.— Une résistance R dans le circuit anodique d'une lampe devient le siège d'une chute de tension alternative U. La puissance dissipée est égale à $\frac{U^2}{R}$. Connaissant R et mesurant U, on calcule aisément la puissance dissipée, ou puissance modulée à la sortie de la lampe ou de l'étage qu'elle équipe.

Pour séparer la composante continue du courant plaque, on pourrait utiliser l'artifice d'un gros condensateur, comme l'indique la figure 9. Ce montage simple présente le grave inconvénient d'obliger à mettre une résistance élevée, surtout avec les pentodes, ce qui trouble le fonctionnement de la lampe en abaissant considérablement la tension anodique. Pour y obvier, on utilise le montage de la figure 10 : le voltmètre alternatif mesure la tension secondaire d'un transformateur chargé par R. Le voltmètre doit être de résistance connue, aussi élevée que possible. Ici encore, le voltmètre à redresseur du contrôleur universel est tout indiqué. On peut, par l'artifice du transformateur, intercaler

une résistance aussi élevée qu'on veut, sans agir pratiquement sur la composante continue. On peut admettre sans erreur importante que la résistance résultante est R multiplié par le carré du rapport de transformation (primaire : secondaire), si le transformateur ne fuit pas comme un panier par perte de flux.

Donc, pour faire varier la résistance de charge de la lampe, nous disposons de deux moyens : modifier le rapport de transformation, ou

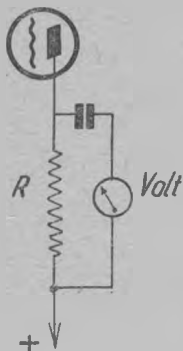


Fig. 9.

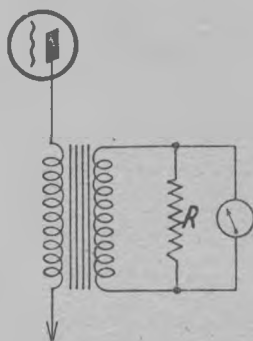


Fig. 10

modifier la résistance sur laquelle débite le secondaire. Ce dernier procédé est le plus pratique : on montera une série de résistances qu'on mettra en circuit à l'aide d'un commutateur (fig. 11). Chacune de ces résistances représentera donc une résistance de charge fictive intercalée dans le circuit anodique, R marqué en parallèle avec r du volt-mètre multiplié par le carré du rapport de transformation, c'est-à-dire le nombre de tours primaire divisé par le nombre de tour-

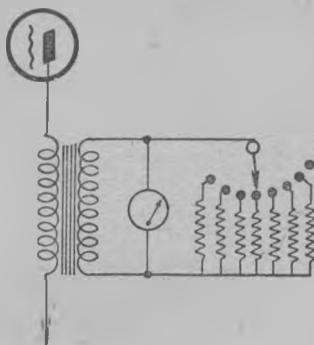


Fig. 11.

secondaire. C'est cette résistance de charge fictive qui doit entrer dans les calculs.

Quant au transformateur, on le choisira très large, pour éviter la saturation, et très bon, pour réduire les pertes de flux : donc, grande section de fer, bon fer au silicium, induction faible, 7.000 à 8.000 gauss, puissance double de celle qu'on aura à mesurer. La résistance des enroulements sera faible (pour ne pas trop s'écarter de la formule ci-dessus).

Dans ces conditions, on obtiendra une approximation très suffisante en pratique.

Au lieu du transformateur, on pourrait prendre un auto transformateur (fig. 12), mais, alors, il faut prendre des précautions spéciales d'isolement pour la manœuvre. On pourrait aussi prendre le montage de la figure 13, où l'autotransformateur de rapport 1/1 est devenu

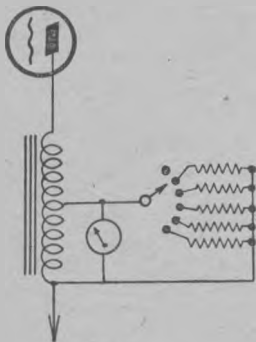


Fig. 12.

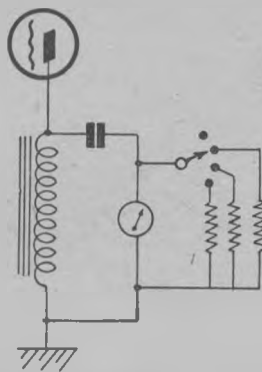


Fig. 13.

une simple self, les résistances et le voltmètre étant isolés par un gros condensateur qui laisse passer l'alternatif. Toutefois, ce système manque de souplesse par suite du rapport 1/1 de l'autotransformateur constitué par la self.

Réalisation de l'outputmètre.

Le transformateur sera de rapport 1/2, ce qui permet, en l'inversant, d'avoir une deuxième série de résistances de charge fictives correspondant

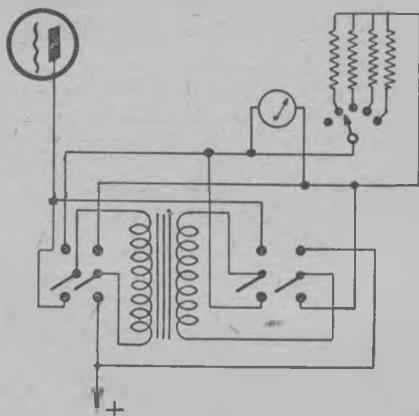


Fig. 14 — Schéma de l'outputmètre.

au rapport 1/1, sans avoir besoin d'un autre jeu de résistances étalons.

On groupera les organes, suivant schéma de la figure 14, dans une boîte de fer épaisse, pour éviter les couplages magnétiques susceptibles

de fausser les mesures. Le transformateur n'offre aucune difficulté de réalisation.

Reste maintenant à calculer les valeurs des résistances. Au secondaire, nous avons deux résistances en parallèle : la résistance étalon en service et la résistance interne du voltmètre, que nous appellerons R_s et R_v . R_v est fixée par l'appareil qu'on a en sa possession, par exemple : 30.000 ohms pour un voltmètre de 0 à 150 volts.

On se fixe une série de résistances de charge que l'on veut réaliser, par exemple 10.000, 25.000, 50.000, 75.000, 100.000 ohms. Avec un rapport de transformation $\frac{\text{primaire}}{\text{secondaire}} = \frac{1}{2}$ (transformateur abaisseur), la résistance totale aux bornes du secondaire doit être le quart de ces valeurs. La résistance étalon R_s se calcule par la formule :

$$R_s = \frac{R \text{ de charge voulue} \times R_v}{4 R_v - R \text{ de charge}}$$

Par exemple, pour une résistance de charge de 10.000 ohms qu'on veut réaliser et une résistance R_v du voltmètre égale à 30.000 ohms, on aura :

$$R_s = \frac{10.000 \times 30.000}{120.000 - 10.000} = 2.727 \text{ ohms.}$$

On calculera de même les autres résistances correspondant aux autres résistances de charge désirées.

Quand on retourne le transformateur, le rapport devient 2/1 (transformateur élèveur) et, avec les mêmes résistances aux bornes du transformateur, on obtient des résistances de charge *seize fois* moins élevées que ci-dessus : par exemple, une résistance, aux bornes du secondaire, de 2.727 ohms, au lieu de donner une résistance de charge de 10.000 ohms comme ci-dessus, ne donnera plus que 625 ohms de charge.

En ne mettant aucune résistance aux bornes du secondaire (plot mort), la résistance de charge est évidemment quatre fois la résistance du voltmètre dans le cas du transformateur abaisseur, et le quart seulement dans le cas du transformateur élèveur.

Utilisation de l'outputmètre.

Recherche de la résistance de charge optimum. —

« *Enfantin, direz-vous. Je consulte les catalogues de lampes, et ma résistance de charge est toute trouvée.* » Vaire ! Ce n'est juste que si la lampe est utilisée dans les conditions exactes fixées par le fabricant. La véritable résistance peut se calculer d'après les courbes, du moins théoriquement. Mais il est plus simple de la déterminer par la mesure.

On injecte dans l'amplificateur une tension alternative faible de fréquence quelconque, par exemple 0,5 volt environ. L'outputmètre est branché à la place du haut-parleur. On balaye toute la gamme des résistances de charge, tant à l'aide du commutateur que de l'inverseur. On note les lectures du voltmètre pour chaque résistance de charge. On calcule

la puissance modulée par la formule $\frac{U^2}{R}$. U étant en volts, R en ohms,

on aura la puissance en watts.

Comme nous avons plusieurs valeurs de R (10 dans le cas de cinq résistances étalons), on voit que, pour graduer directement le voltmètre en watts modulés, il faudrait dix graduations différentes. On tourne la difficulté, en même temps qu'on laisse le voltmètre vierge pour d'autres usages, en traçant dix abaques, ou courbes d'interprétation, avec le résultat de quelques mesures.

On pourrait croire que la puissance maximum correspond au maximum de tension lu sur le voltmètre. Or, il n'en est rien. La figure 15 montre les caractéristiques $\frac{I}{V_p}$ d'une lampe. Au point de fonctionnement A, faisons passer des droites de charge représentant des résistances de charge de plus en plus élevées (1, 2, 3). On voit que la tension alternative de plaque croît en même temps que la résistance (u_1, u_2, u_3).

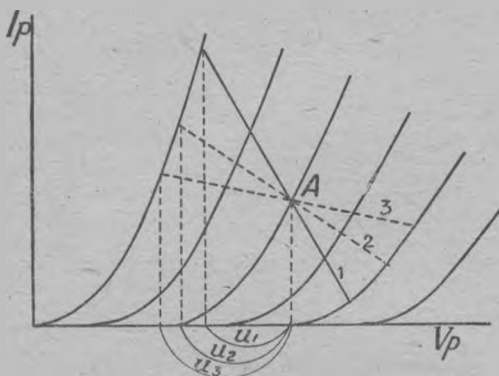


Fig. 15. Influence de la résistance de charge sur la tension de sortie.

Maintenant, pour obtenir la résistance de charge optimum, c'est bien simple. Nous déterminerons quelques puissances modulées, en poussant à fond le potentiomètre de réglage de l'amplificateur et en modifiant la résistance de charge. Nous tracerons la courbe de la figure 16 : elle présente un maximum, généralement entre deux valeurs de

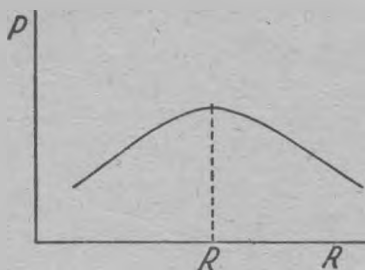


Fig. 16. Détermination de R optimum.

résistances essayées. A ce maximum correspond la résistance de charge optimum.

Recherche des distorsions. — Agissons sur le potentiomètre de volume-control : nous diminuons le swing de grille, et la tension modulée indiquée par le voltmètre diminue aussi. Si cette tension ne diminue pas proportionnellement au swing de grille, c'est qu'il y a des distorsions.

Mais il y a mieux. Le voltmètre indique la tension efficace appliquée à ses bornes, c'est-à-dire la tension d'un courant continu qui, substitué au courant alternatif, donnerait les mêmes effets d'échauffement. Cette tension efficace est inférieure à la tension de pointe et, si le courant

est purement sinusoïdal, on a : tension efficace égale à tension de pointe divisée par 1.414 (1).

Mais la présence d'harmoniques — surtout des harmoniques d'ordre impair, les plus odieux à l'oreille, — se traduit par l'aplatissement de la sinusoïde, si bien que la différence entre la tension efficace et la tension de pointe est de moins en moins marquée.

Dans un amplificateur parfait, il y a proportionnalité entre la tension à l'entrée et la tension à la sortie, et leur rapport est justement le coefficient d'amplification pratique de l'appareil. Si nous pouvons connaître ce coefficient, nous pourrions calculer aisément quelle serait la tension à la sortie, pour une tension d'entrée donnée, en l'absence de distorsions, et par conséquent l'importance de ces distorsions, puisqu'il suffirait de comparer cette tension de sortie théorique avec celle réellement obtenue. Or, pour des tensions d'entrée très faibles, nous savons que les distorsions sont négligeables pour les fréquences normales. La seule difficulté réside donc dans la mesure d'une tension d'entrée très faible, de l'ordre de un dixième de volt.

Nous tournerons la difficulté en appliquant une tension alternative aisément mesurable aux bornes d'un potentiomètre, qui nous en déli-

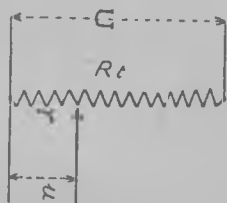


Fig. 17.

vrera une partie aussi minime que nous le désirons. L'étalonnage du potentiomètre est bien facile à faire, à l'aide d'un pont de Wheatstone. On le choisira logarithmique, pour faciliter le réglage des faibles tensions. Ainsi, une tension U appliquée aux bouts du potentiomètre produit une tension d'entrée u égale à U multiplié par $\frac{r}{Rt}$ (fig. 17).

Dès lors, la façon de procéder est des plus simple. On injecte à l'entrée de l'amplificateur une tension très faible qu'on note. On lit la tension modulée pour la résistance de charge choisie. On fait varier la tension à l'entrée, en agissant sur le potentiomètre, et on note les nouvelles lectures. On trace la courbe de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée (fig. 18). Pour les faibles tensions d'entrée, la courbe sera sensiblement une droite, mais elle s'incurvera de plus en plus, au fur et à mesure de l'apparition des harmoniques dus à la surcharge. La différence entre cette courbe et la droite qui prolongerait son départ (en pointillé) donne une indication très nette sur la tension oscillante d'entrée à ne pas dépasser.

(1) L'expression mathématique de la tension efficace U_{eff} par rapport à la tension de pointe U_{max} est :

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{T}{U_{max}^2} \int_0^T \sin^2 \Omega t. dt}$$

Par la même méthode, on peut aussi rechercher quelle est la résistance de charge optimum, non pour obtenir le meilleur rendement, mais pour permettre la tension d'entrée maximum sans production d'harmoniques gênants.

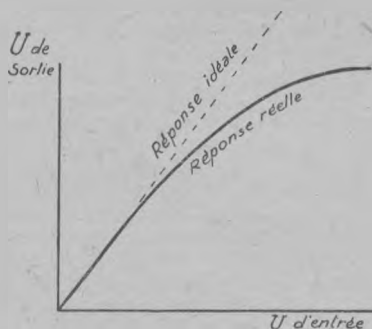


Fig. 18. — Détermination du taux d'harmoniques.

Recherche des distorsions linéaires. — On sait qu'on appelle distorsion linéaire la distorsion en fonction de la fréquence, par opposition à la distorsion en fonction des harmoniques. C'est le fait d'un amplificateur qui n'amplifie pas également toutes les fréquences audibles.

On injectera donc une fréquence audible variable, à l'aide d'un oscillateur basse fréquence, ou, à défaut, à l'aide d'un pick-up et d'un disque de fréquence. L'outputmètre permettra de tracer la courbe de réponse et de déterminer la résistance de charge qui donne la meilleure courbe.

Comme on le voit, ce petit appareil, bien facile à construire, rendra de grands services aux amateurs et aux dépanneurs qui ne craignent pas de se donner un peu de peine pour calculer les quelques points nécessaires à l'établissement des courbes d'étalonnage.

Pour terminer, rappelons que :

1° Les résistances doivent être stables, donc d'excellente qualité, capables de supporter allégrement le courant qui les traverse. Il ne sera pas mauvais de les étalonner de temps à autre avec un pont.

2° Les distorsions ne proviennent pas nécessairement de la lampe de sortie de l'amplificateur. Bien au contraire, elles proviennent très souvent de la première, dont l'admissibilité de grille est insuffisante pour le montage dont elle fait partie.

LE PICK-UP

« Mamamouchi, vous dis-je, je suis Mamamouchi, c'est-à-dire en notre langue : *Paladin*. »
(MOLIÈRE.)

Le français est, paraît-il, la langue la plus riche du monde. C'est sans doute pour cela que nous n'avons pas été capables de forger un vocable pour désigner l'appareil qui... que... enfin, quoi, le pick-up ! Et c'est ainsi que se forme un sabir de la radio, où s'entrechoquent agréablement le fading avec le push-pull, et le skin-effect, et le fil « de Litz », et le wobblateur, pour le plus grand bien de la réconciliation des peuples (?).

Mais revenons à nos moutons.

Le pick-up est aujourd'hui le complément obligatoire de tout récepteur de T. S. F. Voyons comment nous pouvons en assurer le meilleur fonctionnement.

Le moteur.

Trois types de moteurs sont couramment utilisés (1) :

Le *moteur universel à collecteur*, qui équipe encore les anciens tourne-disques.

Ce moteur est assez bruyant, à cause du frottement des balais, et il produit des étincelles qui peuvent gêner les auditions des voisins.

Le *moteur synchrone*, dont le rotor est une roue dentée qui tourne entre des pôles à dents excités par le courant alternatif. Il ne démarre pas seul, on le lance donc soit à la main, soit à l'aide d'un mécanisme à ressort. Il n'a pas de régulateur.

Ce type de moteur est remarquablement silencieux et simple, réfractaire aux pannes et indéréglaible. Mais sa vitesse, liée à la fréquence du secteur, ne peut être modifiée, ce qui est parfois un inconvénient.

Le *moteur à induction*, qui n'est autre qu'un moteur asynchrone à cage d'écurie tournant entre deux ou quatre pôles. Pour assurer son démarrage en monophasé, diverses astuces sont utilisées, dont la plus courante consiste à créer un champ tournant par pôles fendus et bagues de déphasage.

Ce moteur est le plus utilisé actuellement. Il est muni d'un régulateur à boules, sa vitesse est réglable, il ne donne pas d'étincelles puisqu'il n'a pas de collecteur, et il est peu bruyant quand il est bien construit.

Bien entendu, il est indiqué de prendre certaines précautions pour éviter de transmettre à l'aiguille les vibrations du moteur. Pour cela :

● Le moteur sera monté sur une base massive, et son coffret sera gainé intérieurement de feutre, pour assourdir le bruit du mécanisme.

Il sera réuni à sa base par des rondelles de caoutchouc *très souple* (montage flottant), sans aucun contact direct avec les boulons de fixation ou la base.

(1) Voir t. II, chapitre *Les petits moteurs électriques*.

Le support du pick-up sera monté de la même manière, avec interposition d'un matelas de caoutchouc mousse ou tout au moins de caoutchouc souple (fig. 1).

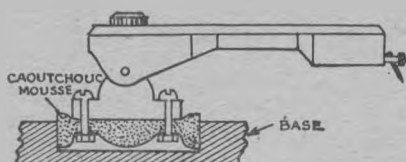


Fig. 1. — Montage flottant d'un pick-up sur caoutchouc mousse encastré.

Enfin, la direction de l'axe du rotor du moteur doit être perpendiculaire au bras du pick-up quand celui-ci se trouve à la moitié de sa course sur le disque — en d'autres termes, l'axe du rotor doit être dirigé suivant la trajectoire de l'aiguille sur le disque (fig. 2).

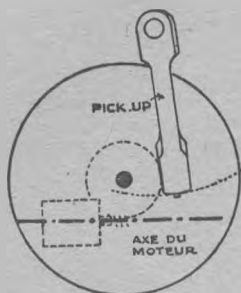


Fig. 2. — L'axe du moteur doit être d'équerre avec le bras du pick-up à mi-course

La position du pick-up.

Un pick-up mal monté use énormément les disques, produit un bruit d'aiguille accentué et reproduit mal la musique. Trois conditions doivent être remplies :

- Le pick-up vu de face, l'aiguille ne doit pencher ni à droite, ni à gauche, sous peine d'user un des talus du sillon.
- Le pick-up vu de travers, l'aiguille doit faire avec le disque un angle correct (généralement 60°) indiqué par le constructeur. Trop couchée, l'aiguille élargit son sillon et rabote les finesses. Trop d'aplomb, elle attaque le fond du sillon comme un outil de tour. On règle cet angle soit en pivotant le pick-up, soit en modifiant sa hauteur par rapport au plateau.
- L'aiguille doit vibrer sans contrainte, aussi bien au début qu'au milieu ou à la fin du morceau. Il faut pour cela que les vibrations de l'aiguille se fassent suivant un rayon du disque. Cette condition serait évidemment remplie si le pick-up était guidé par un rail ou une vis sans fin le long d'un rayon, comme c'est le cas pour l'enregistrement. Mais le pick-up de reproduction est habituellement pivoté sur un axe vertical, autour duquel il décrit un arc de cercle.

Il en résulte une erreur de guidage qui déforme la reproduction et abîme beaucoup les disques. On la réduit par plusieurs procédés. Par exemple, certains pick-up ont la tête orientée vers le centre du disque (fig. 3), d'autres ont la tête pivotante au bout de leur bras sous la com-

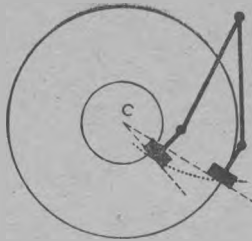


Fig. 3. — Le pick-up à tête orientée vibre à peu près suivant un rayon.

mande d'une bielle formant parallélogramme articulé avec lui. A défaut d'instructions de montage, on s'arrange pour que la pointe de l'aiguille passe à un centimètre en avant de l'axe du disque, ce qui donne un montage à peu près correct dans la plupart des cas. On s'en assure, du reste, en vérifiant si la position du pick-up est correcte au milieu du morceau : alors, l'erreur de guidage est minimum et se produit seulement au commencement et à la fin.

Le pick-up magnétique.

Tout le monde le connaît : dans sa forme habituelle, une légère palette de fer doux solidaire de l'aiguille est en équilibre entre les pôles d'un aimant permanent ; en vibrant, une de ses extrémités s'approche de

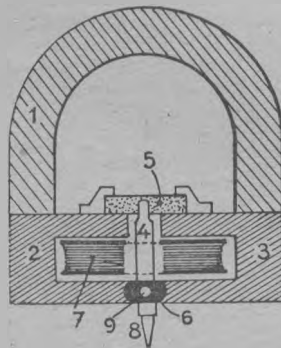


Fig. 4. — Pick-up magnétique.

- | | |
|--------------------------------------|---------------------------|
| 1. Aimant. | 6. Amortisseur inférieur. |
| 2-3. Pièces polaires. | 7. Bobine. |
| 4. Palette. | 8. Aiguille. |
| 5. Amortisseur supérieur (centrage). | 9. Axe. |

l'un ou l'autre pôle et change de polarité à chaque demi-vibration. Ces variations de flux engendrent, dans une bobine qui l'entoure, des courants alternatifs dont l'amplitude et la fréquence reproduisent celles de la musique.

Sur ce schéma général, les constructeurs ont évidemment brodé de variations. Par exemple, certains pick-up sont munis d'un réglage permettant de faire varier la largeur de l'entrefer; d'autres permettent de régler le centrage de la palette, et aussi l'amortissement; certains pick-up soignés ont un amortisseur à huile; enfin, nous citerons le curieux pick-up de Gramophone, où la palette mobile est remplacée par l'aiguille elle-même, sans amortisseur ni centrage supérieur.

Plusieurs modèles sont munis d'une bobine supplémentaire « anti-ronflement », connectée à la bobine principale de telle manière que le ronflement qui peut être capté par une des bobines est neutralisé par celui que capte l'autre.

Un bon pick-up doit avoir une forte impédance, de l'ordre de 2.500 ohms ou plus, s'il est destiné à être intercalé directement dans la grille de la préamplificatrice. Il existe aussi des pick-up à basse impédance (50 à 150 ohms) qui sont destinés à être reliés au circuit d'entrée de l'amplificateur par l'intermédiaire d'un transfo élèveur, car leur tension de sortie est évidemment faible. Ce sont généralement des appareils excellents, mais coûteux, et leur transfo ne souffre pas la médiocrité (fig 6).

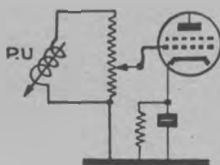


Fig. 5. — Branchement d'un pick-up à haute impédance.

Beaucoup de pick-up ont un potentiomètre dans leur bras; leurs bornes de sortie peuvent donc être connectées entre grille et masse de l'amplificateur. Mais, le plus souvent, le montage se fait au potentiomètre séparé de résistance élevée, de 100.000 à 500.000 ohms (fig. 5).

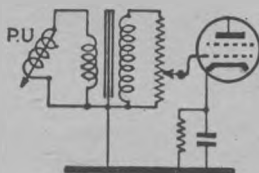


Fig. 6. — Branchement d'un pick-up à basse impédance.

Quelles sont les qualités d'un bon pick-up ?

1. Il doit évidemment conserver longtemps son magnétisme, donc avoir un bon aimant, en acier au cobalt par exemple, ou aluminium-nickel.

2. Il doit conserver longtemps son réglage, donc sa construction doit être soignée et son entrefer doit être réglable si possible, de même que le centrage de la palette.

3. L'équipage mobile doit être très léger et ses mouvements doivent être aussi libres que possible, pour éviter l'usure des disques. Donc, les amortisseurs ne doivent pas être rigides, la force de rappel doit être réduite au minimum.

4. Sa tension de sortie doit être élevée, afin de donner une grande puissance sonore même avec un amplificateur courant. Un bon pick-up doit donner plus d'un volt efficace, certains donnent trois ou même quatre fois plus.

5. La pression de l'aiguille sur le disque doit être réduite, donc le pick-up sera léger ou équilibré. Pour que l'aiguille ne saute pas hors du sillon, il faut évidemment qu'elle soit très mobile et que la palette ait peu d'inertie.

6. Mais, surtout, il faut que la courbe de réponse soit droite, indépendante de la fréquence, entre 250 et 5.000 périodes par seconde. Au delà de 5.000 périodes, le rendement doit faiblir assez brusquement, afin de réduire les bruits d'aiguille, qui sont surtout formés de fréquences élevées.

Au-dessous de 250 périodes par seconde, il est désirable que le rendement du pick-up soit augmenté, afin de compenser l'affaiblissement des notes graves introduit par la gravure des disques.

Ceci demande deux mots d'explication.

On sait que les notes graves, pour être bien rendues, demandent des déplacements de la membrane du haut-parleur beaucoup plus importants que les notes aiguës. Parallèlement, l'amplitude du déplacement de l'aiguille du pick-up devrait être d'autant plus grande que les fréquences à reproduire sont plus basses. Mais on est vite limité dans cette voie, car les ondulations des sillons finiraient par rejoindre celles du sillon voisin : c'est pourquoi les disques sont gravés « à amplitude constante », au-dessous de 250 périodes par seconde. On peut remédier à ce défaut congénital des disques en munissant l'amplificateur d'un expasseur de volume, mais il n'est pas mauvais que le pick-up contribue, lui aussi, à la correction. La courbe de réponse d'un bon pick-up aura donc l'allure indiquée par la figure 7, pour compenser en partie la courbe d'amplitude du disque.

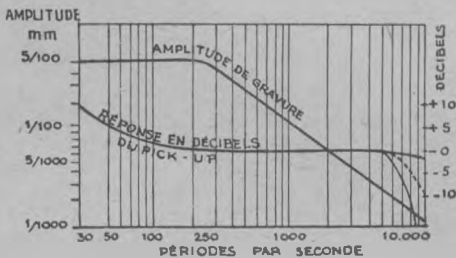


Fig. 7. — Courbe de réponse d'un bon pick-up et effet des filtres d'aiguilles (pointillé).

Notons en passant que les nouveaux disques gravés verticalement, — tout comme les vieux cylindres des premiers « graphophones », s'il vous plaît ! — permettent, beaucoup mieux que les disques courants à gravure horizontale, de loger les notes graves sans leur rogner l'amplitude. Mais ces disques sont encore assez peu répandus.

7. Et, enfin, les meilleurs pick-up sont actuellement munis d'un style de saphir inusable, toujours comme les antiques phonos à pavillon ! Car on s'est aperçu, après bien des essais d'aiguilles bizarres en bambou, à pointe de tungstène ou en aciers extraordinaires, que rien ne remplace le saphir pour réduire les bruits d'aiguille, ménager les disques et durer longtemps.

Le pick-up à cristal.

Les choses en étaient là, quand un nouveau pick-up fit son apparition : le pick-up piézo-électrique, à la fois simple, indégradable, puissant, fidèle et léger.

Certains cristaux dits biréfringents possèdent, entre autres propriétés curieuses, celle de faire apparaître des charges électriques sur leurs faces quand ils sont soumis à un effort mécanique — ou réciproquement de se déformer quand on leur applique des charges électriques. Tels sont le quartz, la tourmaline, le sel de Seignette.

C'est ce dernier qu'on utilise surtout pour construire les pick-up, les microphones et les haut-parleurs dits « tweeters » basés sur ce phénomène. C'est un tartrate double de potassium et de sodium qu'on peut obtenir en très gros cristaux par cristallisations successives, qui se travaille assez facilement et donne un effet piézo-électrique très marqué. On en constitue des cristaux « bimorphes », formés de deux lames taillées dans une direction déterminée et munies de trois armatures fortement cimentées aux lames (fig. 8), les deux extrêmes étant réunies. Sous

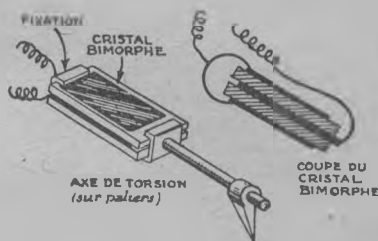


Fig. 8. — Un type de pick-up à cristal (Brush). Les armatures sont figurées en noir.

l'impulsion de l'aiguille, l'ensemble subit des flexions : l'une des plaquettes s'allonge et l'autre se raccourcit (fig. 9), il naît des différences de potentiel entre les armatures.



Fig. 9. — Quand on fléchit ou tord un cristal bimorphe, une plaquette diminue (A) et l'autre s'allonge (B).

Bien construit, un pick-up à cristal reproduit parfaitement une gamme très étendue de fréquences (jusqu'à plus de 10.000 par seconde). Son inertie est si faible et son amortissement si réduit qu'il suit aisément les vibrations de grande amplitude. Il est si léger qu'il n'use pas les disques. Les potentiels qu'il donne sont proportionnels à l'amplitude du mouvement de l'aiguille et indépendants de la fréquence ou de la vitesse. Il se branche exactement comme un magnétique.

Mais toute médaille a son revers — et le pick-up à cristal présente quelques inconvénients qu'il faut connaître :

1. Le sel de Seignette est très hygroscopique. Malgré tous les vernis, le cristal est sensible à l'humidité, qui libère ses ions par hydrolyse. Il ne faut pas l'utiliser dans les lieux humides.

2. Il faut éviter soigneusement d'admettre une tension continue entre ses armatures, car le courant le plus minime décompose le sel.

3. Le bruit d'aiguille est accentué, à cause justement de sa fidélité aux notes élevées. Il faut donc prévoir un filtre d'aiguille.

4. Le cristal est très fragile; il faut préserver le style des chocs.

5. Une température de quelque 60° le met en danger de mort.

Atténuateurs et filtres.

● Pour régler le volume sonore du pick-up, il faut un atténuateur. Comme le circuit d'utilisation est ici un circuit de grille qui ne consomme pas de courant, l'atténuateur consistera tout simplement en un potentiomètre le long duquel on prélève la tension musicale destinée à la grille d'entrée.

Normalement, on donne à ce potentiomètre une résistance égale à vingt fois environ l'impédance du pick-up. Rappelez-vous toutefois que, si le pick-up est branché par l'intermédiaire d'un transfo éleveur, l'impédance est multipliée par le carré du rapport du transfo. Par exemple, si j'utilise un pick-up à basse impédance, de 100 ohms par exemple, je mettrai un transfo de rapport 5 : mes 100 ohms deviendront $10 \times 5 \times 5 = 2.500$ ohms, et mon potentiomètre aura 0,5 mégohm environ.

Toutefois, les meilleurs résultats sont obtenus avec un potentiomètre double à impédance constante, que l'on connecte comme le montre la figure 10.



Fig. 10. — Branchement du potentiomètre à impédance constante.

● Comme le « bruit d'aiguille » si gênant consiste surtout en vibrations à fréquence élevée, il vient tout naturellement à l'idée de s'en débarrasser avec un filtre passe-bas qu'on réglera pour couper tout ce qui dépasse les 5.000 périodes par seconde. Ainsi raisonnait-on il y a quelques années, quand on admirait la tonalité cavernreuse des postes enrhumés du cerveau. Mais nous avons appris à apprécier les aiguës, sans lesquelles la musique n'a ni vie ni couleur..., et l'on s'est aperçu qu'on éliminant le bruit d'aiguille on élimine tout à la fois les harmoniques qui donnent tout leur caractère aux instruments !

Dès lors, comment faire ? Si je filtre le bruit d'aiguille, il ne me reste qu'un cadavre de musique flasque et mou. Si je ne le filtre pas, ma musique sera bien vivante, mais mon plaisir sera gâché par le grincement parasite. Et, le plus ennuyeux, c'est que les pick-up les plus perfectionnés, comme celui à cristal, reproduisent justement très bien les notes aiguës et, par conséquent, favorisent le bruit d'aiguille.

Évidemment, dans les cas les plus défavorables, il faudra bien nous résoudre à prévoir un filtre, suivant l'un des schémas de la figure 11. Mais la vraie solution est la même que pour les parasites industriels : au lieu de filtrer les bruits parasites à la réception, il est bien préférable d'en produire le moins possible. Nous choisirons donc des disques à pâte fine, que nous épousseterons de temps à autre avec un petit coussin de velours. Nous réglerons la pression du pick-up sur le disque afin d'éviter que l'aiguille ne l'attaque trop rapidement. Nous n'utiliserons

que des aiguilles neuves et d'excellente qualité, car une aiguille usée élargit son sillon en dégradant les talus, ce qui accentue le bruit d'aiguille. Et nous utiliserons un pick-up léger à style de saphir, qui glisse avec le minimum de frottement, d'usure et de bruit.

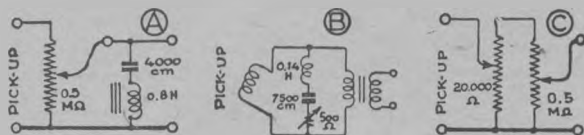


Fig. 11. — Différents filtres d'aiguille.

A convient particulièrement pour pick-up à cristal ; C, pour pick-up magnétique. Le potentiomètre de 0,5 M Ω figure l'atténuateur.

Les troubles de fonctionnement.

1. **Le pick-up est muet.** — Vérifier la résistance de la bobine : si elle est trop élevée, c'est qu'il y a mauvais contact ; si elle est infinie la bobine est coupée ; si elle est trop faible, l'isolement est mauvais des spires sont en court-circuit.

2. **Le pick-up est faible.** — Ce défaut peut être dû :

- à l'aimant qui a perdu son magnétisme ;
- à l'entrefer qui est trop large ;
- aux amortisseurs qui sont trop durs ou trop serrés ;
- à un court-circuit entre spires de la bobine ;
- à l'atténuateur ou « volume-contrôle » mal calculé.

3. **Le pick-up déforme la musique.**

— La cause la plus probable est le décentrage de la palette mobile. Le pick-up étant branché, on doit entendre le même son dans le haut-parleur quand on tapote latéralement avec l'ongle le bout de l'aiguille, soit à gauche, soit à droite.

— Si la déformation se produit seulement pendant les *forte*, l'entrefer est probablement trop étroit.

— Vérifier s'il ne s'est pas introduit de la limaille dans l'entrefer, et s'il n'y a pas de jeu dans les parties mobiles.

— Des amortisseurs trop durs ou trop serrés suppriment les notes graves.

— Des amortisseurs desserrés produisent des résonances de basse fréquence.

— Un atténuateur ou un filtre d'aiguille mal établis produisent aussi des déformations.

— Le ronflement en pick-up provient le plus souvent du défaut de blindage du cordon de pick-up et du moteur, dans les ensembles radio-phonos.

Ces défauts et leurs remèdes ne concernent que le pick-up magnétique. Et le pick-up à cristal ?

Eh bien ! pour celui-ci, le mieux est de le retourner au fabricant quand il lui arrive quelque chose. Sans doute, un amateur armé de patience, d'habileté et de bonnes notions de cristallographie peut tenter de fabriquer un cristal bimorphe en partant d'un beau cristal de sel de Seignette non maclé. Ainsi procédait notre pauvre ami Marc Seignette, qui avait réussi à circonvenir sa femme pour lui faire « élever » ses cristaux dans des solutions concentrées par recristallisations successives...

Le pick-up sans fil.

Au lieu d'accrocher le pick-up à la prise du poste récepteur, peut-être préférez-vous qu'il soit libre, sans fil à la patte, comme les phonos du bon vieux temps ? Qu'à cela ne tienne : il suffira de transformer le pick-up en un minuscule poste émetteur, et votre récepteur l'entendra comme s'il s'agissait d'une puissante station locale. Naturellement, la puissance rayonnée sera minuscule, afin de ne pas dépasser en portée le cadre de la maison. Elle sera néanmoins suffisante pour recevoir confortablement, avec un bon poste, le pick-up opérant dans une pièce voisine.

Le pick-up sans fil n'a que deux lampes : une valve 25 Z 6 ou 25 Z 5, et une oscillatrice 6 A 8, ou 6 A 7, ou EK 2. Le schéma (fig. 12) se passe

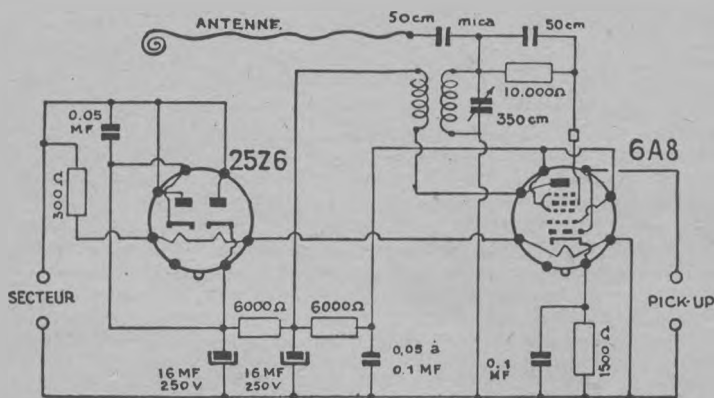


Fig. 12. — Le pick-up sans fil.

de commentaires, c'est la simplicité même. On bâtit cela sur une base d'aluminium isolée de toutes les connexions afin d'éviter les secousses. Le transfo HF est un vulgaire transfo P. O., qu'on peut faire soi-même en bobinant deux fois 45 spires de 3/10 sous soie, spires jointives, sur un tube de 55 millimètres de diamètre, avec une séparation de 10 millimètres environ entre bobinages (ou davantage de spires sur plus petit diamètre). Le condensateur A sera très sérieux, au mica, de 50 centimètres environ : on choisira ce qui convient le mieux, suivant le récepteur et l'antenne. Celle-ci est une pelote de fil souple isolé de 6 à 8 mètres de longueur, dont on déroule la quantité voulue suivant la proximité du récepteur et sa sensibilité. Aux bornes marquées « pick-up », on raccorde le pick-up muni de son atténuateur. On peut aussi y raccorder un microphone au charbon muni de sa pile et de son transfo, comme le montre la figure 15, ce qui permet des fantaisies de plus ou moins bon goût quand on reçoit ses amis...

Les esprits simplificateurs monteront, bien entendu, l'émetteur dans l'ébénisterie même du pick-up, à côté du moteur tourne-disques, qui sera de préférence synchrone pour éviter l'émission de parasites.

Le récepteur, tout comme l'émetteur, seront accordés tout en haut de la bande des P. O., en un point libre de toute émission, vers les 600 kilocycles.

Enfin, nous donnons en figure 13 un autre schéma d'oscillateur que nous n'avons pas essayé, mais dont on nous dit le plus grand bien. Il est, paraît-il, suffisamment puissant pour marcher avec un fil d'un mètre

comme antenne, et même moins, à une dizaine de mètres du récepteur, — ce qui est le maximum de puissance qu'on puisse se permettre sans tomber sous le coup des lois. On voit qu'il s'agit d'un oscillateur Hartley sur plaque et écran d'une pentode (une tétrode conviendrait mieux, à

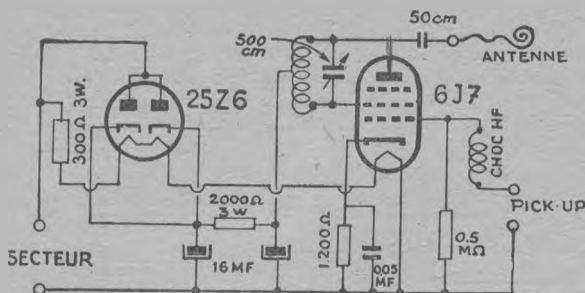
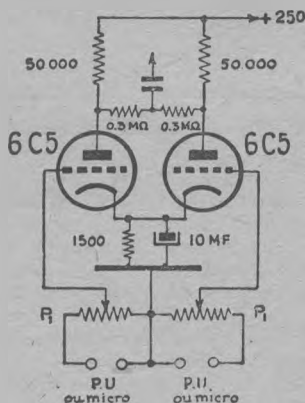


Fig. 13. — Oscillateur de pick-up.
(Erratum : Prière de réunir la plaque 6 J 7 au trait horizontal du haut).

notre avis). La bobine a 60 tours sur mandrin de 2 centimètres de diamètre, avec prise au milieu du bobinage. Une bobine de choc haute fréquence de 25 MH arrête toute incursion de la haute fréquence dans le pick-up. La seule précaution à prendre, comme du reste pour le montage



P_1 et $P_2 = 20$ fois impédance d'entrée
Fig. 14. — Étage mélangeur.

précédent, est d'éloigner de la bobine tout fil parcouru par le courant du secteur, pour éviter le ronflement. Comme l'oscillateur précédent, celui-ci se prête également au « public-address », en branchant un micro à la place du pick-up — ou, plus simplement encore, en remplaçant le pick-up par un dynamique à aimant permanent qui servira de micro.

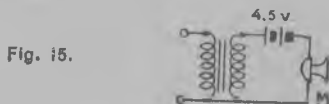


Fig. 15.

Montage d'un micro à charbon.

LES FILTRES ÉLECTRIQUES

Tout le monde sait ce que c'est qu'un filtre électrique : comme son confrère le filtre à café, c'est un organe qu'on interpose quelque part sur le trajet d'un courant complexe, et qui a pour mission d'arrêter ou de freiner certaines fréquences plus ou moins indésirables.

Les filtres électriques se divisent en quatre grandes familles :

- les filtres « passe-bas », qui laissent passer seulement les basses fréquences ;
- les filtres « passe-haut », qui ne livrent passage qu'aux hautes fréquences ;
- les filtres « passe-bande », qui éliminent tout ce qui est plus haut ou plus bas qu'une certaine bande de fréquences ;
- les filtres « coupe-bande », qui éliminent une bande de fréquences en laissant passer tout le reste.

Bien entendu, on peut associer ces filtres et régler leur efficacité. A l'époque héroïque des haut-parleurs à trompette, nous avons connu un amateur, encore plus enragé que nous, qui s'était fabriqué un « filtre universel » terriblement compliqué, avec lequel il se faisait fort de corriger le pire récepteur flanqué du plus lamentable haut-parleur. Son engin avait les dimensions d'un petit cercueil, avec des tas de douilles et de boutons, mais il rendait à peu près acceptables les auditions d'alors... Ce qui n'était pas si mal que cela !

A quoi servent les filtres ? Leurs applications sont innombrables.

A titre d'exemples, nous citerons dans le domaine de la réception :

- le filtre d'alimentation, qui est un passe-bas ;
 - le contrôleur de tonalité, qui est souvent un passe-bas embryonnaire ;
 - le filtre du « tweeter » dans les postes à double haut-parleur : c'est un passe-haut ;
 - les découplages, qui sont habituellement des passe-bas ;
 - les filtres de bande HF ou MF, qui sont des passe-bande ;
 - les trappes à ondes, qui sont des coupe-bande ;
 - les filtres correcteurs, qui favorisent certaines fréquences musicales.
- Ce sont d'habitude des filtres composites, c'est-à-dire constitués par deux ou plusieurs filtres simples en association.

C'est évidemment pour l'établissement de ces filtres correcteurs que les principes suivants seront particulièrement utiles aux lecteurs du *Memento*.

Voilà un poste qui a une résonance désagréable, parce qu'il amplifie exagérément certaines fréquences, par exemple aux environs de 800 périodes par seconde. Nous le guérirons avec un filtre coupe-bande flanqué d'un potentiomètre pour doser son efficacité.

Autre exemple : cette ligne de transmission alimente plusieurs haut-parleurs, mais, par suite des capacités réparties, les haut-parleurs du bout de la ligne manquent d'aiguës. Le remède consiste à intercaler au bon endroit un filtre passe-haut.

Nous remarquons toutefois que, de même qu'un filtre à café ne transforme pas la chicorée en pur moka, un filtre électrique n'ajoute pas les fréquences qui manquent et ne renforce pas celles qui sont trop faibles. Il se contente de rogner celles qui sont trop fortes. Autrement

dit, on reçoit moins à la sortie que l'on a mis à l'entrée. Il faut donc disposer d'un certain excès de puissance pour pouvoir utiliser un filtre tant soit peu efficace.

Les principes des filtres.

Un filtre n'est autre chose qu'un assemblage rationnel de condensateurs et de selfs, ces dernières étant parfois remplacées par des résistances. Les principes généraux en sont relativement simples :

- Une *résistance* freine également le courant continu et le courant alternatif, quelle qu'en soit la fréquence.

- Un *condensateur* arrête le courant continu, mais il laisse passer le courant alternatif, d'autant mieux que la fréquence est plus élevée et la capacité plus grande.

- Une *self* (1) laisse passer le courant continu, mais elle arrête le courant alternatif d'autant mieux que la fréquence est plus élevée et la self plus grande. Donc, une self agit exactement à l'opposé d'un condensateur.

- Un *circuit résonnant en série* (fig. 1, a) arrête le courant continu (puisque son condensateur coupe le circuit) et freine le courant alternatif

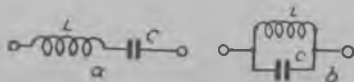


Fig. 1. — Circuits résonnants en série et en parallèle.

(à cause de sa self). Par contre, lorsque la fréquence du courant est égale à la fréquence de résonance du circuit, le courant alternatif traverse le circuit sans rencontrer d'obstacle (si le fil n'est pas trop résistant). Cette fréquence F de résonance est donnée par la formule de Thomson :

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

dans laquelle L est la self en henrys et C la capacité en farads.

- Un *circuit résonnant en parallèle* (fig. 1, b) jouit des propriétés opposées. Il se laisse traverser par le courant continu (à cause de la self) ainsi que par l'alternatif (à cause du condensateur). Par contre, lorsque cet alternatif atteint la fréquence de résonance du circuit, également donnée par la formule ci-dessus, il lui offre une résistance très grande et agit comme un véritable bouchon.

La résistance opposée au passage de l'alternatif diminue d'autant plus qu'on s'éloigne de la résonance. Avec le circuit série, c'est évidemment le contraire : c'est sa perméabilité qui diminue quand on s'éloigne de la résonance.

Ces points bien compris, il est facile de dresser la technique élémentaire des filtres :

a) Quand nous voudrions atténuer toutes les fréquences sans distinction, nous interposerons une résistance pure ;

(1) N'en déplaise aux pontifes, nous nous obstinons à écrire une *self*, et non une « bobine de self-induction », parce que c'est plus simple et que tout le monde comprend. Et, si on veut nous obliger à dire une « inductance », pourquoi ne pas appeler un condensateur « une capacité » ?...

b) Pour barrer le passage à l'alternatif, nous emploierons une self, d'autant plus forte que la fréquence sera plus basse. Si nous voulons bloquer une bande étroite de fréquences, nous mettrons un circuit résonnant en parallèle. Et, pour obtenir une coupure plus nette, nous disposerons plusieurs éléments à la suite l'un de l'autre, en les réunissant convenablement ;

c) Pour livrer passage à l'alternatif, nous ferons le contraire : un condensateur remplacera la self, et le circuit résonnant en série remplacera celui en parallèle si l'on ne veut laisser passer qu'une bande de fréquences.

Quant au courant continu — qui n'est somme toute que de l'alternatif à la fréquence zéro — nous lui livrerons passage avec des selfs et nous le bloquerons avec un condensateur.

L'ANATOMIE DES FILTRES

Le filtre passe-bas.

Le problème consiste à offrir aux basses fréquences un chemin qui arrête les hautes : c'est donc une self, — et à court-circuiter les hautes fréquences par un chemin qui arrête les basses : c'est donc une capacité (fig. 2, a). Pratiquement, on utilise une self entourée de deux capacités

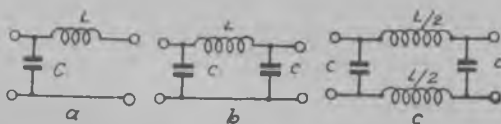


Fig. 2. — Filtres passe-bas.

(fig. 2, b) et l'ensemble constitue une cellule filtrante, comme celle qui équipe l'alimentation des postes de BF. On ne gagne rien en répartissant la self dans les deux branches (fig. 2, c), car, ce qui compte, c'est la self totale en circuit.

Un tel filtre arrête théoriquement les fréquences élevées à partir d'une fréquence dite d' « arrêt », déterminée par la valeur de la self et des capacités. Toutefois, la coupure n'est pas nette, l'atténuation des fréquences élevées a l'allure de la courbe 2 de la figure 3, au lieu de faire le seuil idéal 1 indiqué en pointillé sur la même figure. Quant à la courbe 3 de la figure 3, elle montre l'effet d'amortissement produit par une résis-

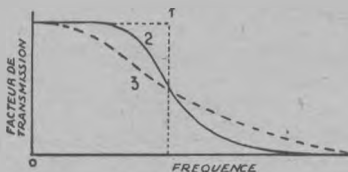


Fig. 3.

tance (par exemple, la self bobinée avec du fil trop fin) ou par les pertes d'autre nature (flux, hystérésis, fuites dans les isolants, etc..).

Pour obtenir une coupure brusque, on est conduit à disposer deux cellules en tandem (fig. 4) ou encore à utiliser un filtre dit « dérivé », dans lequel la self est remplacée par un circuit résonnant en parallèle, ou le condensateur par un circuit résonnant en série.

Le filtre passe-haut.

Ici, le problème est exactement l'inverse du précédent, et l'on comprend intuitivement qu'il suffit de remplacer, dans les schémas de la

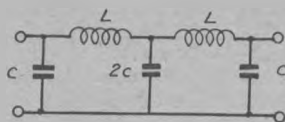


Fig. 4.
Filtre passe-bas à deux cellules.

figure 2, les selfs par des condensateurs et ceux-ci par des selfs. On renforcera de même l'efficacité du filtre en mettant deux cellules entandem, d'où les filtres passe-haut de la figure 5.

On remarquera que, dans le filtre à double cellule de la figure 5 (c),

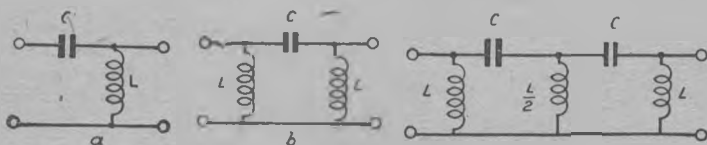


Fig. 5.
Filtres passe-haut à une et deux cellules.

la self du milieu n'est que la moitié des autres. En effet, si l'on met en série deux cellules telles que figure 5 (b), on a deux selfs L en parallèle au milieu. Or deux selfs en parallèle n'ont pour valeur totale que la moitié de l'une d'elles.

Pour la même raison, la capacité centrale de la figure 4 remplace deux capacités en parallèle et doit être égale à leur somme.

Le filtre passe-bande.

C'est l'un des plus importants en radio. On le retrouve dans tous les circuits sélectifs modernes. Le filtre passe-bande a deux fréquences d'ar-

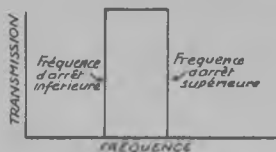


Fig. 6. — Courbe passe-bande idéale.

rêt et ne laisse théoriquement passer que ce qui se trouve entre elles. En réalité, les courbes de transmission, au lieu d'être rectangulaires comme le voudrait la définition (fig. 6), présentent des arrondis (fig. 7).

D'après ce que nous avons dit plus haut, on peut constituer un filtre passe-bande élémentaire soit en mettant dans une branche un circuit résonnant en série, qui ne laisse passer que les fréquences proches de celle de résonance (fig. 8), soit encore en court-circuitant les deux branches par un circuit résonnant en parallèle, qui se laisse traverser par les fré-

quences autres que celle de résonance (fig. 9). Les deux schémas sont équivalents, et l'on peut du reste les combiner, comme nous le verrons plus loin.



Fig. 7. — Courbes passe-bande réelles.

Pour obtenir la courbe de la figure 7 (b), qui présente deux maxima voisins, — c'est celle des filtres de bande HF et MF modernes, — il faut utiliser deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence et couplés



Fig. 8. — Passe-bande à circuit résonnant en série.

entre eux, ce couplage étant réalisé soit par induction (fig. 10, a) soit par capacité (fig. 10, b). Il existe un certain couplage dit « couplage critique » pour lequel le transfert d'énergie est maximum. En augmentant légère-

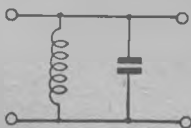


Fig. 9 — Passe-bande à circuit résonnant en parallèle.

ment ce couplage critique, la courbe de résonance s'élargit et la courbe prend la forme cherchée, comme le montre la figure 11, où l'on voit :

- En 1, la courbe obtenue avec faible couplage ;
- En 2, — — — couplage critique ;
- En 3, — — — couplage plus serré ;
- En 4, — — — couplage très serré.

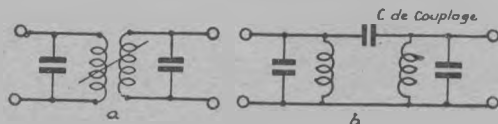


Fig. 10. — Filtres de bande à circuits couplés.
a) Couplage magnétique. b) Couplage statique.

Par exemple, si k est le coefficient de couplage dans le cas du couplage magnétique de la figure 10 (a), la résonance se produit à deux fréquences voisines, l'une plus élevée, l'autre plus basse que la fréquence F de chacun des deux circuits. Ces deux fréquences voisines ont pour valeur :

$$\frac{F}{\sqrt{1+k}} \text{ et } \frac{F}{\sqrt{1-k}} ;$$

elles diffèrent donc d'autant plus que k est plus grand.

Les deux bosses de la courbe de résonance « en dos de chameau » seront d'autant plus marquées que les circuits auront des pertes plus réduites.

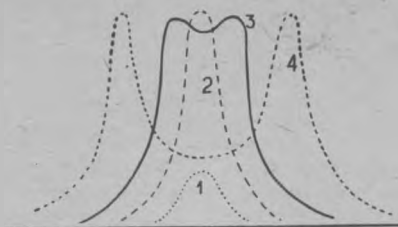


Fig. 11. — Courbes de résonance de deux circuits couplés.

Le filtre coupe-bande.

Ce filtre travaille exactement à l'inverse du précédent. On constitue un filtre coupe-bande élémentaire soit en mettant dans l'une des branches un circuit résonnant en parallèle (fig. 12), soit encore en court-circuitant ces branches par un circuit résonnant en série (fig. 13). On retrouve là les « trappes à ondes » utilisées dans le circuit d'antenne des postes manquant de sélectivité. Nous verrons plus loin des filtres coupe-bande plus élaborés.

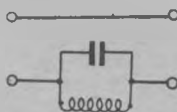


Fig. 12. — Coupe-bande à circuit résonnant en parallèle.

tant ces branches par un circuit résonnant en série (fig. 13). On retrouve là les « trappes à ondes » utilisées dans le circuit d'antenne des postes manquant de sélectivité. Nous verrons plus loin des filtres coupe-bande plus élaborés.

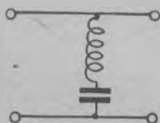


Fig. 13. — Coupe-bande à circuit résonnant en série.

FILTRES SYMÉTRIQUES ET FILTRES DÉRIVÉS

Si nous considérons un filtre en fonctionnement, nous voyons une source alternative de force électromotrice à l'un de ses bouts et un organe d'utilisation à l'autre bout. L'énergie doit être transférée de la source au filtre, puis du filtre à l'organe d'utilisation ou charge, et nous savons que pour transférer le maximum d'énergie, il faut que les impédances de ces trois organes soient égales. Nous avons cependant la ressource de marier deux impédances inégales à l'aide d'un transfo dont le rapport est la racine carrée du rapport des deux impédances.

Ceci vu, on conçoit intuitivement qu'un filtre sera de préférence symétrique, afin de présenter aux impédances d'entrée et de sortie des « impédances terminales » égales. Voyons cela de plus près.

D'après notre étude sommaire, nous savons que, somme toute, un filtre comprend une impédance en série pour atténuer certaines fréquen-

ces, ou une impédance en parallèle pour les court-circuiter, ou encore la combinaison des deux. Ces impédances sélectives, ce sont : soit une self, soit une capacité, soit un circuit oscillant. Cela se schématise comme le montre la figure 14, où l'on voit une impédance Z_s en série, et une impé-

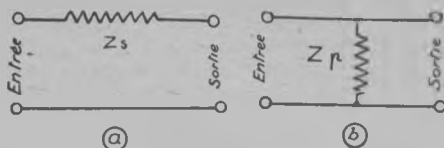


Fig. 14. — Filtres simples symbolisés par leur impédance.

dance Z_p en parallèle : évidemment, ces impédances sont symétriquement disposées par rapport à l'entrée et la sortie.

Il n'en est plus de même dans la combinaison des deux impédances du filtre schématisé par la figure 15 (a). Mais il est bien facile de le rendre

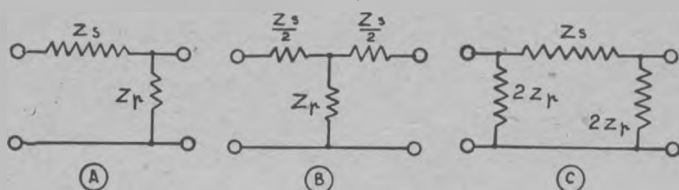


Fig. 15. — Ces trois schémas sont équivalents.

symétrique : nous avons toujours le droit de remplacer une impédance par deux *demi-impédances en série*, ou par deux *impédances doubles en parallèle* (tout comme les résistances). Dès lors, remplaçons Z_s par deux demi-impédances $\frac{Z_s}{2}$ en série de part et d'autre du point milieu, et nous

obtenons le filtre symétrique dit « en T » de la figure 15 (b). Nous aurions pu tout aussi bien remplacer Z_p par deux impédances doubles $2Z_p$ disposées de part et d'autre de l'impédance Z_s , et nous aurions eu le schéma symétrique dit « en - » de la figure 15 (c).

Dans les exemples qui suivront, nous nous bornerons à donner le schéma théorique qu'il suffira de rendre symétrique, en *té* ou en *pi*, le cas échéant.

Filtres constants et filtres dérivés.

Le *filtre à k constant*, ou mieux à impédance moyenne constante, est le plus simple. Comme son nom l'indique, son impédance moyenne est constante à toutes les fréquences. Cette impédance moyenne, c'est la moyenne géométrique de l'impédance en série et de l'impédance en parallèle (fig. 15, a), c'est $\sqrt{Z_s \times Z_p}$.

Pour obtenir une coupure plus brusque, on ajoute des impédances supplémentaires, soit en shunt, soit en série, ce qui a pour effet de bloquer complètement une certaine fréquence qu'on appelle « fréquence d'atténuation infinie » et qu'on représente par f_∞ . On obtient ainsi un *filtre dérivé* (dit *m dérivé*).

Le filtre dérivé est caractérisé par deux fréquences : la *fréquence d'arrêt*, qui est celle où le filtre commence à agir, et la *fréquence d'atténuation infinie*, où le filtre coupe totalement. La coupure est d'autant plus brutale que ces deux fréquences sont plus voisines.

FORMULES DE FILTRES

Dans les formules suivantes, nous ne donnerons que la courbe de transmission, la courbe d'atténuation étant aisément déduite de la première. Les symboles suivants sont utilisés :

Z = impédances terminales (source et charge) ;

f_a = fréquence d'arrêt en cycles/seconde ;

f_∞ = fréquence d'atténuation infinie, en cycles/seconde

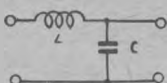
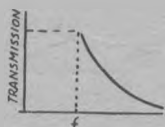
C = capacité en farads ;

L = self en henrys ;

m = fonction de f_a/f_∞ . C'est un nombre compris entre 0 et 1, d'autant plus petit que la coupure est plus brusque ; m est un coefficient des impédances Z_a et Z du filtre constant.

FILTRES PASSE-BAS

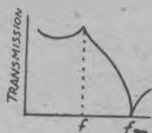
Filtre constant



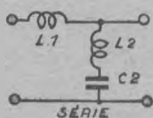
$$L = \frac{Z}{\pi f}$$

$$C = \frac{1}{Z \pi f}$$

Filtres dérivés



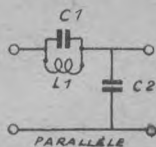
$$m = \sqrt{1 - \frac{f^2}{f_\infty^2}}$$



$$L_1 = \frac{m Z}{\pi f}$$

$$L_2 = \frac{(1 - m^2) Z}{4 m \pi f}$$

$$C_2 = \frac{m}{Z \pi f}$$



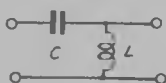
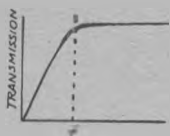
$$L_1 = \frac{m Z}{\pi f}$$

$$C_1 = \frac{1 - m^2}{4 m Z \pi f}$$

$$C_2 = \frac{m}{Z \pi f}$$

FILTRES PASSE-HAUT

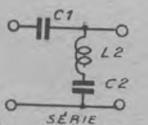
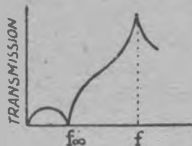
Filtre constant



$$L = \frac{Z}{4\pi f}$$

$$C = \frac{1}{4\pi f Z}$$

Filtres dérivés

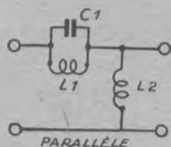


$$C_1 = \frac{1}{4\pi f m Z}$$

$$C_2 = \frac{m}{\pi f Z (1 - m^2)}$$

$$L_2 = \frac{Z}{4\pi f m}$$

$$m = \sqrt{1 - f_c^2/f}$$



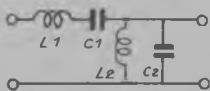
$$L_1 = \frac{Z m}{\pi f (1 - m^2)}$$

$$L_2 = \frac{Z}{4\pi f m}$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f Z m}$$

FILTRES PASSE-BANDE

Filtre constant



$$L_1 = \frac{Z}{\pi (F - f)}$$

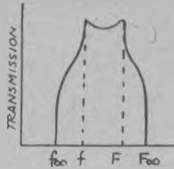
$$L_2 = \frac{Z (F - f)}{4\pi F f}$$

$$C_1 = \frac{F - f}{4\pi F f Z}$$

$$C_2 = \frac{1}{Z\pi (F - f)}$$

Filtres dérivés

$$f_{\infty} = \frac{Ff}{\infty}$$



$$m = \frac{h}{1 - Ff/F_{\infty}^2}$$

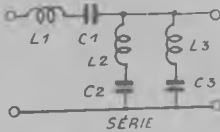
Calculer d'abord les facteurs suivants :

$$h = \sqrt{(1 - F^2/F_{\infty}^2)(1 - F^2/F_{\infty}^2)}$$

$$\alpha = \frac{(1 - m^2) Ff}{4 h f_{\infty}^2} (1 - f_{\infty}^2/F_{\infty}^2)$$

$$b = \frac{1 - m^2}{4 h} (1 - f_{\infty}^2/F_{\infty}^2)$$

$$f_{\infty} = \frac{Ff}{F_{\infty}}$$



SÉRIE

$$L_1 = \frac{Z m}{\pi (F - f)}$$

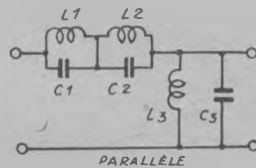
$$L_2 = \frac{b Z}{\pi (F - f)}$$

$$L_3 = \frac{a Z}{\pi (F - f)}$$

$$C_1 = \frac{F - f}{4 \pi F f Z m}$$

$$C_2 = \frac{F - f}{4 \pi F f Z a}$$

$$C_3 = \frac{F - f}{4 \pi F f Z b}$$



PARALLÈLE

$$L_1 = \frac{Z (F - f)}{4 \pi F f b}$$

$$L_2 = \frac{Z (F - f)}{4 \pi F f a}$$

$$L_3 = \frac{Z (F - f)}{4 \pi F f m}$$

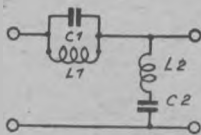
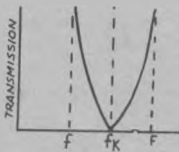
$$C_1 = \frac{a}{Z \pi (F - f)}$$

$$C_2 = \frac{b}{Z \pi (F - f)}$$

$$C_3 = \frac{m}{Z \pi (F - f)}$$

FILTRES COUPE-BANDE

Filtre constant



$$f_k = \sqrt{Ff}$$

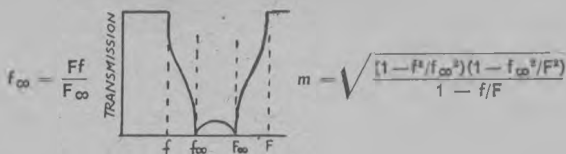
$$L_1 = \frac{Z (F - f)}{\pi F f}$$

$$L_2 = \frac{Z}{4 \pi (F - f)}$$

$$C_1 = \frac{1}{Z 4 \pi (F - f)}$$

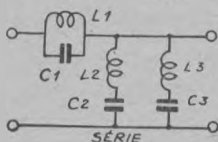
$$C_2 = \frac{F - f}{4 \pi F f}$$

Filtres dérivés



Calculer d'abord les facteurs suivants :

$$a = \frac{1}{m} \left(1 + \frac{Ff}{f_{00}^2} \right)$$



$$L_1 = \frac{Zm(F-f)}{\pi Ff}$$

$$L_2 = \frac{Za}{4\pi(F-f)}$$

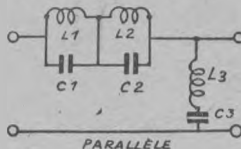
$$L_3 = \frac{Zb}{4\pi(F-f)}$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi(F-f)Zm}$$

$$C_2 = \frac{F-f}{\pi FfZb}$$

$$C_3 = \frac{F-f}{\pi FfZa}$$

$$b = \frac{1}{m} \left(\frac{1 + f_{00}}{Ff} \right)$$



$$L_1 = \frac{Z(F-f)}{\pi Ffb}$$

$$L_2 = \frac{Z(F-f)}{\pi Ffa}$$

$$L_3 = \frac{Z}{4\pi m(F-f)}$$

$$C_1 = \frac{a}{4\pi Z(F-f)}$$

$$C_2 = \frac{b}{4\pi Z(F-f)}$$

$$C_3 = \frac{(F-f)}{ZFf}$$

Comment utiliser ces formules.

1. On examine d'abord la brusquerie de la coupure — autrement dit le rapport de l'écart entre les deux fréquences (atténuation maximum et arrêt) à la fréquence d'arrêt. Si la coupure doit être brusque, il faut choisir un filtre dérivé.

2. C'est le choix de la cellule qui détermine la forme de l'atténuation. Le montant d'atténuation est déterminé par le nombre de cellules en tandem.

3. On détermine d'abord le facteur m (s'il s'agit d'un filtre dérivé) à l'aide des deux fréquences f_a et f_{∞} . Ou, plus simplement, on se fixe m , compris entre 0 et 1, suivant la brusquerie de coupure désirée. Par exemple, $m = 0,9$ donne une coupure molle, $m = 0,2$ donne une coupure très brusque, etc...

4. Pour éviter les réflexions internes et obtenir le transfert maximum, il est désirable que le filtre ait une terminaison mi-parallèle en face de chaque impédance d'entrée ou de sortie si le filtre est série, ou une terminaison mi-série en face de ces impédances si le filtre est parallèle. Le calcul fait suivant les formules, il faudra donc rendre la cellule symétrique, comme il a été exposé plus haut.

5. Si le filtre comprend plusieurs cellules, les mêmes principes s'appliquent à chacune d'elles, chaque cellule jouant, par rapport à celle qui

la précède ou qui la suit, le rôle d'impédance terminale. Les schémas de ces cellules étant mis bout à bout, on remplace évidemment deux selfs en série par leur somme, deux capacités en série par leur somme inverse, deux capacités en parallèle par leur somme, deux selfs en parallèle par leur somme inverse.

A titre d'exemple, calculons le filtre suivant.

On demande un passe-bas placé entre impédances terminales de 500 ohms, coupure à 4.000 par seconde avec atténuation maximum à 5.000 par seconde.

Pour une coupure aussi brusque, il faut évidemment un filtre dérivé. Calculons son m , d'après la formule :

$$m = \sqrt{1 - \frac{4.000^2}{5.000^2}} = 0,6$$

Si nous choisissons le filtre parallèle (pour n'avoir que deux bobines nous calculons les L et les C :

$$L_1 = \frac{0,6 \times 500}{3,14 \times 4.000} = 0,024 \text{ henry ;}$$

$$C_1 = \frac{1 - 0,36}{4 \times 0,6 \times 500 \times 3,14 \times 4.000} = \frac{0,64}{15.072.000} \\ = 0,000.000.0425 \text{ farad} = 0,0425 \mu\text{F.}$$

$$C_2 = \frac{0,6}{500 \times 3,14 \times 4.000} = 0,000.000.0956 \text{ farad} = 0,0956 \mu\text{F.}$$

Ces valeurs s'appliquent au filtre théorique figure 16. Pour le rendre symétrique, nous divisons le circuit $L_1 C_1$ en deux autres à demi-impédance placés de part et d'autre du milieu. Comme les deux capacités

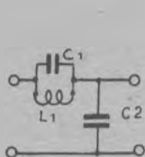


Fig. 16.

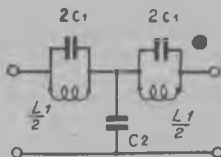


Fig. 17.

sont de ce fait en série, de même que les selfs, il faut doubler les capacités (pour que leur somme égale C_1) et il faut diviser les selfs par deux (pour que leur somme égale L_1). Cela nous donne le schéma figure 17.

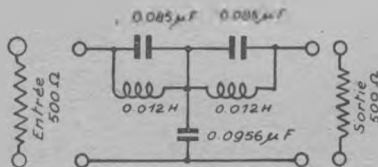


Fig. 18.

Finalement, le filtre terminé est représenté par la figure 18.

Nous terminerons par deux exemples simples d'application courante.

- Soit une ligne de haut-parleurs dont les aiguës tombent à une certaine distance de l'ampli parce qu'elles sont absorbées par la capacité répartie. Nous la corrigerons en introduisant à un point choisi le simple filtre passe-haut de la figure 19, qui n'a pas de coupure brutale. Le circuit

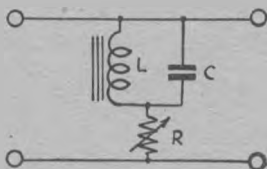


Fig. 19

LC court-circuitera les fréquences basses et moyennes en laissant les aiguës intactes au voisinage de la fréquence de résonance que nous fixons à volonté. Par exemple, si nous constatons une chute à partir de 3.000 périodes par seconde, nous pourrions fixer la fréquence propre du filtre à 3.500 par seconde. La résistance variable R permettra de doser l'action du filtre.

Pour calculer les éléments L et C, nous pouvons appliquer la formule de Thomson, qui peut s'écrire :

$$f \text{ en périodes/seconde} = \frac{1.000}{6,28 \sqrt{L \text{ henrys} \times C \text{ microfarads}}}$$

ce qui, dans le cas présent, nous donne :

$$LC = 0,00206 \text{ environ.}$$

Nous pouvons du reste obtenir cette valeur de LC sans la calculer, tout simplement en la lisant dans le tableau de la page 194, qui nous donne $LC = 0,0020677$.

C'est maintenant un jeu d'enfant de déterminer C connaissant L, ou *vice versa*. Par exemple, avec une self d'un demi-henry, il faudra $0,0020677 : 0,5 = 0,00413 \mu\text{F}$, soit en pratique 4/1.000.

- Le problème opposé est celui du filtre d'aiguille pour pick-up : c'est évidemment un passe-bas qui atténue les fréquences de l'ordre de 3.500 par seconde, car c'est là que se trouve le maximum de bruit d'aiguille. Comme il ne faut pas une coupure brutale, nous choisirons le simple

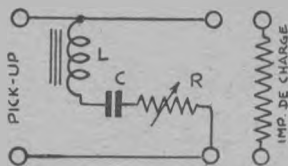


Fig. 20.

circuit de la figure 20. L'ensemble LC court-circuite les fréquences voisines de celle de résonance, et son action est dosée par R variable.

Nous avons encore, pour L en henrys et C en μF :

$$3.500 \text{ p. s.} = \frac{1.000}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

d'où nous tirons :

$$LC = \text{env. } 0,002.$$

Connaissant L, nous en déduisons C. Toutefois, il est intéressant de s'arranger pour que l'impédance du circuit oscillant soit grande (environ dix fois l'impédance de charge du pick-up) aux approches de la résonance, pour éviter des pertes trop grandes.

Avec une impédance de charge de 500 ohms, par exemple, nous choisirons L et C de manière à satisfaire la relation :

$$2 \pi f L - \frac{10^6}{2 \pi f C} = \pm 5.000 \text{ ohms,}$$

ce qui, à la fréquence de 3.000, devient en divisant par $2 \pi f$:

$$L - \frac{52,5}{C} = \pm 0,26,$$

d'où les valeurs approximatives :

$$L = 0,77 \text{ henry et } C = 2.680 \mu\mu\text{F.}$$



HAUT-PARLEURS EN PLEIN AIR

Contrairement à ce que pensent les profanes, la « sonorisation du plein air » est relativement plus facile que la sonorisation des salles, car le plein air est somme toute une salle immense, sans plafond, sans cavités résonnantes, avec une seule paroi réfléchissante : le sol.

Sans doute, il y a bien parfois des murs ou des édifices qui entourent l'espace à sonoriser, mais ces réflecteurs sont rarement gênants, et on arrive assez aisément à éviter les phénomènes d'écho qu'ils peuvent engendrer. Le plein air peut être assimilé à une grande salle très amortie, et l'on devine immédiatement que son principal inconvénient sera d'exiger une puissance sonore assez importante.

Le sol, avons-nous dit, est à peu près le seul réflecteur qui compte. Son action est toujours favorable, le son ricoche à sa surface comme un galet sur l'eau et se propage au loin. Mais tous les sols ne se valent pas : il est évident qu'une place pavée ou une piste cimentée absorberont peu les ondes sonores, tandis qu'une plaine herbeuse les amoindrira. Une fête nautique sur un lac aux eaux tranquilles bénéficie d'un « sol » de premier ordre qui réfléchit merveilleusement les ondes vers les bords, alors qu'une place publique couverte d'auditeurs réfléchit peu et absorbe beaucoup. On conçoit que la puissance de l'amplificateur ne sera pas la même dans les deux cas.

Le niveau sonore.

Avant de calculer la puissance modulée nécessaire pour obtenir une bonne audition, définissons d'abord celle-ci. Vous savez que l'intensité de la sensation sonore se mesure en *décibels* : c'est en quelque sorte la « force du son » qui arrive à mon oreille, et cette force sera d'autant plus grande que la source sera plus puissante et surtout plus proche. Zéro décibel, cela correspond évidemment au silence, juste au seuil d'audibilité, où il arrive à mon oreille une énergie tellement faible que je commence à peine à percevoir un léger murmure. Cette énergie est égale à 10^{-16} watt par centimètre carré, ce qu'on peut également écrire en traçant d'abord un zéro suivi d'une virgule, puis quinze zéros, et enfin le chiffre un suivi du mot watt !

Dix fois plus d'énergie arrivant à mon oreille font 10 décibels ; cent fois plus font 20 décibels (correspondant à un murmure à un mètre) ; mille fois plus d'énergie font 30 décibels, et ainsi de suite, jusqu'à la limite supérieure d'audibilité qui est 140 décibels, où la sensation sonore se change en sensation douloureuse.

Nous devons donc établir notre projet de telle façon que l'auditeur le plus éloigné entende suffisamment, et l'expérience a montré que ce résultat est atteint si la source sonore arrive à produire dans l'oreille de ce spectateur 20 à 30 décibels *de plus* que ceux produits par les bruits environnants. Dans le silence total, 30 décibels suffiraient pour entendre correctement la parole ou la musique. Malheureusement, il faut compter avec le brouhaha des foules, les différences d'intensité de la source sonore

pendant les *piani* et les *forte* de l'orchestre ou du speaker — si bien que la source sonore devra produire au point le plus éloigné une intensité d'environ 80 décibels pour assurer une bonne audition.

La puissance sonore.

Pour produire ces 80 décibels dans l'oreille de l'auditeur le plus éloigné, — ce qui correspond à un apport d'énergie rayonnante de 0,00000001 watt par centimètre carré seulement, — il faut que les haut-parleurs mettent en jeu une certaine énergie sonore qui variera suivant le volume à sonoriser, la réverbération, l'effet directif des appareils. Et l'on surprend généralement bien des gens quand on leur dit combien cette puissance sonore est faible : par exemple, un violon n'a qu'une puissance d'un dixième de watt, et un puissant orchestre en délire ne fait guère plus de 50 watts ! Quand à la parole humaine normale, elle se contente d'atteindre deux milliwatts...; ce qui, au dire des misanthropes, est bien suffisant.

La première étape va donc consister à calculer la puissance sonore nécessaire, que nous traduirons ensuite en watts modulés par l'amplificateur, en tenant compte du rendement des appareils.

Trois cas peuvent se présenter.

1° **Hall ouvert, place couverte.** — Ce problème relève presque de la sonorisation des salles, que nous avons traitée dans le tome II du *Memento Tunçgram* — c'est du semi-plein air.

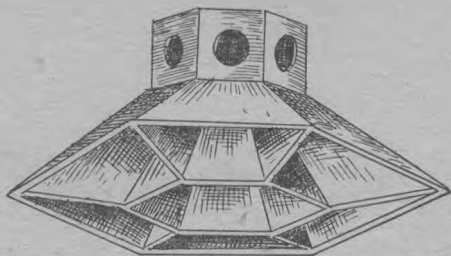


Fig. 1. — Un haut-parleur à baffle rayonné que tout menuisier peut exécuter.

On calcule d'abord le temps de réverbération t suivant la formule

$$t = 0,83 + 0,041 \sqrt{V}$$

dans laquelle V est le volume en mètres cubes de la place couverte ou du hall, puis on divise V par ce temps t et on prend la cent millième partie du résultat. On obtient ainsi la puissance sonore nécessaire en watts modulés.

Comme nos lecteurs ont autre chose à faire qu'à calculer des formules, nous leur donnons ci-dessous les résultats pour des volumes variant de 500 à 300.000 mètres cubes. Ce sont, évidemment, des valeurs théoriques qu'il convient d'interpréter dans chaque cas.

2° Nous pouvons assimiler au cas précédent celui de la place publique entourée de hautes maisons. Nous calculerons le temps de réverbération suivant la formule ci-dessus, et la puissance nécessaire en watts s'obtiendra en prenant la cent millième partie du quotient du volume par ce temps, exactement comme ci-dessus.

Mais, direz-vous..., il nous manque justement le volume ! Eh bien ! nous prendrons le volume formé en multipliant la surface de la place par

Hall ouvert, place couverte.

VOLUME Mètres cubes.	RÉVERBÉRATION Temps-secondes.	PUISSANCE SONORE Watts.
500	1,15	0,00435
600	1,17	0,0051
700	1,19	0,0059
800	1,21	0,0066
900	1,22	0,0074
1.000	1,24	0,0081
1.500	1,29	0,0116
2.000	1,33	0,015
2.500	1,38	0,018
3.000	1,42	0,021
3.500	1,45	0,024
4.000	1,48	0,027
4.500	1,51	0,030
5.000	1,53	0,034
6.000	1,57	0,038
7.000	1,61	0,044
8.000	1,65	0,049
9.000	1,68	0,054
10.000	1,71	0,059
15.000	1,84	0,081
20.000	1,94	0,103
25.000	2,03	0,123
30.000	2,10	0,142
35.000	2,17	0,161
40.000	2,23	0,179
45.000	2,28	0,197
50.000	2,34	0,214
60.000	2,43	0,247
70.000	2,52	0,278
80.000	2,60	0,308
90.000	2,67	0,337
100.000	2,73	0,365
200.000	3,23	0,619
300.000	3,57	0,840

les deux tiers environ de sa plus petite dimension. C'est cavalier, mais cela suffit en pratique, à la condition que la place ne soit pas très vaste, car, dans ce dernier cas, il vaut mieux la considérer comme un « vrai plein air ».

3° En vrai plein air, on peut calculer approximativement la puissance sonore, tout simplement en divisant par 2.500 la surface à couvrir évaluée en mètres carrés, ce qui donne les watts sonores nécessaires.

On peut encore calculer cette puissance sonore en fonction de la distance qui sépare l'auditeur le plus éloigné de la source sonore, en se servant de l'abaque ci-dessous établi pour haut-parleurs dynamiques montés sur baffle, donc assez peu directifs. Il suffit d'aligner la distance prise sur l'échelle de gauche avec les décibels désirés pris sur l'échelle de droite, la droite d'alignement coupe l'échelle du milieu en un point qui indique la

puissance sonore de la source dans son axe. Par exemple, la droite pointillée tracée sur l'abaque montre qu'à 70 mètres de la source on aura 80 décibel si la puissance sonore mise en jeu est de 3 watts. En alignant la puissance disponible avec la distance, on obtiendra la sensation en décibels.

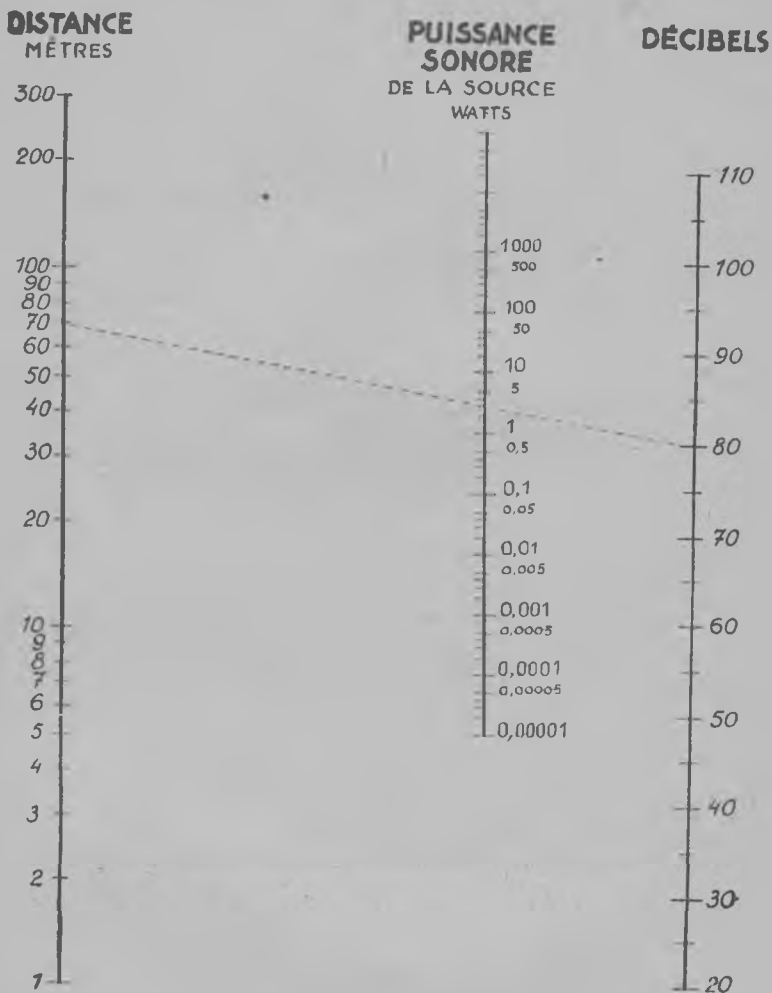


Fig. 2. — Abaque des puissances sonores.

Lorsque les haut-parleurs sont munis d'un pavillon, il faut réduire les puissances données par l'abaque. Avec des haut-parleurs à chambre de compression dits « à 45° », la puissance sera dix fois moindre. Avec des dynamiques munis d'un pavillon court et large, on prendra trois à cinq fois moins de watts que ne l'indique l'abaque.

La puissance modulée de l'ampli.

Il faut d'abord savoir que la « puissance modulée » de catalogue d'un amplificateur n'est pas la puissance réellement envoyée aux haut-parleurs. Ce serait trop beau !

Quand on dit qu'un ampli est capable de donner 50 watts modulés, on sous-entend qu'il s'agit d'une modulation *sinusoïdale pure* de 1.000 cycles-seconde par exemple. Mais la parole et la musique sont formées d'un mélange très complexe de fondamentales et d'harmoniques de toutes fréquences et de toutes amplitudes, si bien que la tension efficace est très inférieure à 0,707 fois la tension de pointe, comme ce serait le cas pour une modulation sinusoïdale, et le rendement de l'amplificateur baisse en conséquence. D'autre part, on est obligé de réduire le swing de grille dans les amplis de la classe A, afin d'éviter de faire apparaître le courant de grille, si bien que la puissance modulée réelle diminue encore de ce fait.

Finalement, la puissance modulée réelle d'un ampli de la classe A n'est guère supérieure au dixième de la puissance modulée théorique. En classe AB2, où un certain courant de grille est admis, le rendement est meilleur, et la puissance modulée réelle est environ le tiers de la puissance modulée théorique.

Mais ce n'est pas tout. Pour qu'un haut-parleur débite un watt de puissance sonore, il faut lui fournir plus d'un watt de puissance électrique modulée, parce que son rendement est plus faible que l'unité. Un dynamique monté sur baffle a un rendement compris entre 4 et 10 p. 100, suivant sa qualité et sa puissance. Un haut-parleur à chambre de compression avec pavillon exponentiel peut atteindre un rendement de 45 p. 100.

Finalement, pour obtenir la puissance modulée théorique nécessaire, nous devons multiplier la puissance sonore par un coefficient important, compris entre 15 et 200, suivant l'ampli et les haut-parleurs utilisés, soit :

- environ 15 pour ampli classe B ou AB2 et haut-parleurs à haut rendement ;

- environ 40-50 pour ampli classe A et haut-parleurs à haut rendement ;
- environ 100 pour les installations courantes avec ampli A et haut-parleurs normaux ;
- et davantage encore pour les petites installations.

La disposition des haut-parleurs.

● Le problème capital consiste évidemment à répartir le son aussi uniformément que possible sur la surface totale occupée par les auditeurs. Si nous utilisons des appareils non directionnels, tels que des dynamiques sur baffle, le son décroît comme le carré de la distance, et nous serons obligés de multiplier les haut-parleurs, ce qui complique le câblage, encombre le champ visuel, réduit le rendement et surtout produit le désagréable phénomène de la « double audition ».

On emploie de préférence des haut-parleurs à pavillon qui « portent le son » beaucoup plus loin, et on les dispose à une hauteur telle que, l'axe du pavillon étant dirigé vers les auditeurs les plus éloignés, les auditeurs des premiers rangs reçoivent les rayons sonores qui font environ 40° avec l'axe. De cette façon, toute l'assistance bénéficiera d'une couverture régulière, avec des différences de niveau sonore qui n'excéderont guère 5 décibels. Si la largeur est trop grande pour être embrassée par un seul haut-parleur, on en dispose plusieurs en rayonnement, de telle façon que leurs axes fassent entre eux un angle de 60° environ si l'on désire une couverture bien homogène (fig. 4).

● Pour éviter l'effet Larsen, les microphones ne se trouveront pas dans le champ des haut-parleurs. En utilisant un microphone directif, par exemple le microphone à ruban, qui est insensible aux oscillations latérales, on pourra toujours rendre indépendants les uns des autres le micro et les haut-parleurs.

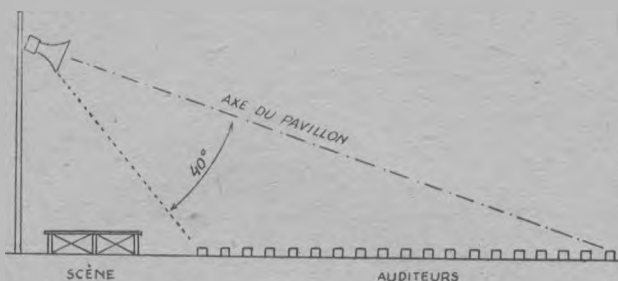


Fig. 3. — Théâtre en plein air.

● On évitera de diriger l'axe d'un haut-parleur vers un mur capable de renvoyer une partie du son au micro ou à l'assistance, afin d'éviter l'effet Larsen ou l'écho gênant.

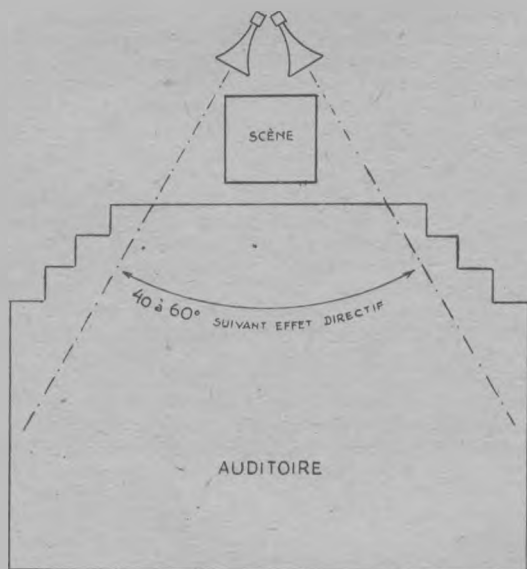


Fig. 4. — Théâtre en plein air.

● Si un auditeur entend simultanément deux haut-parleurs inégalement éloignés, le son de l'un se trouvera déphasé par rapport à celui de l'autre. Par exemple, si la différence des distances est de 30 mètres, le son d'un haut-parleur arrivera avec un retard de un douzième de seconde : c'est le phénomène de l'écho, qui brouille toute l'audition. Pour l'éviter,

il faut : ou bien que la différence des distances ne dépasse pas 15 mètres, ou bien que l'un des haut-parleurs soit entendu nettement moins que l'autre.

C'est pourquoi il y a toujours avantage à utiliser des haut-parleurs à pavillon, dont les champs n'empiètent pas trop les uns sur les autres, sauf s'ils sont également éloignés.

● Enfin, quand on utilise plusieurs haut-parleurs, il faut vérifier que les membranes se déplacent bien en *phase*, afin d'éviter des troubles d'audition et une forte réduction de la puissance. Il suffit pour cela d'alimenter la bobine mobile des haut-parleurs avec un courant continu : toutes les membranes doivent subir un déplacement *de même sens*.

Le couplage des haut-parleurs.

Nous avons indiqué sous ce titre, dans le tome II, les règles à suivre pour brancher correctement sur un ampli des haut-parleurs de diverses impédances. Rappelons, cependant, quelques principes.

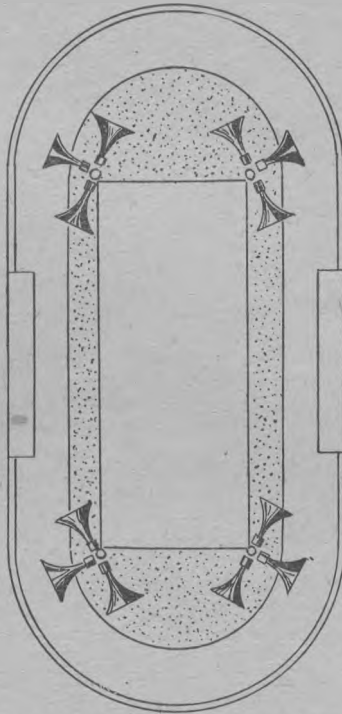


Fig. 5. — Sonorisation d'un terrain de sport.

● Dans les petites installations, il y a intérêt à mettre le transfo de sortie sur l'amplificateur. Non seulement cette disposition évite de faire passer la haute tension dans le fil de ligne, mais elle permet d'éloigner le haut-parleur de 40 à 50 mètres. Toutefois, comme la ligne est parcourue par un courant musical relativement intense sous basse tension, il

faut choisir du *très gros fil*, 20 à 25 dixièmes, pour éviter toute perte de puissance.

● On peut encore utiliser cette ligne à basse impédance pour alimenter plusieurs haut-parleurs pas trop éloignés de l'ampli, en branchant les bobines mobiles en parallèle ou en série. Quand elles sont en *série*, l'impédance totale est la somme des impédances des bobines. Quand elles sont en *parallèle*, c'est l'inverse de l'impédance totale, qui est égale à la somme des inverses des impédances, suivant l'expression :

$$\frac{1}{Z \text{ total}} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \dots$$

Par exemple, deux bobines mobiles de 8 ohms chacune donneront une impédance totale de :

$$8 + 8 = 16 \text{ ohms en série ;}$$

$$\frac{8 \times 8}{8 + 8} = 4 \text{ ohms en parallèle.}$$

On sait que le rapport du transfo de sortie doit être égal à la racine carrée du quotient de l'impédance de charge optimum de l'étage final par l'impédance totale des bobines mobiles. Mais le plus simple est de disposer d'un transfo de sortie à rapport variable, qui permet toutes les combinaisons.

● Quand la ligne est longue et que les haut-parleurs sont de types différents, il vaut mieux utiliser une ligne à impédance moyenne, par exemple 500 ohms. Un premier transfo situé près de l'ampli adapte l'étage final à cette ligne. Chaque haut-parleur se branche, à son tour, sur cette ligne à l'aide d'un transfo mariant l'impédance de sa bobine mobile à celle de la ligne, qui n'a pas besoin d'être blindée, ni en fil de gros diamètre.

Un amplificateur de 100 watts modulés.

Pour terminer, nous décrirons un ampli classe B suffisant pour la plupart des problèmes courants de sonorisation. Cet appareil, qui a été étudié par les laboratoires Tungram, permet d'obtenir 100 watts modulés avec un étage final formé de deux lampes de 35 watts, et cependant la distorsion ne dépasse pas 5 p. 100 à pleine puissance.

L'entrée se fait par une pentode EF 6, dont la grille reçoit les impulsions du pick-up, du microphone ou de l'étage détecteur d'un récepteur quelconque. L'étage suivant est constitué par une triode AC 2, dont le circuit de grille reçoit le contrôle de puissance. Cet étage est suivi du driver, dont la lampe est du même type que celle du push-pull final, avec une tension plaque à froid de 540 volts et polarisation automatique. Les grilles du push final sont attaquées par un transfo à deux secondaires de rapport 4 : 1. Au repos, le courant anodique des lampes atteint 40 milliampères, ce qui correspond à une dissipation de 24 watts par lampe ; si l'on voulait réduire cette dissipation, la distorsion augmenterait à faible puissance. L'impédance de charge d'anode à anode est de 5.000 ohms, et le transfo de sortie alimente une ligne de 200 ohms d'impédance, qui peut recevoir jusqu'à douze gros haut-parleurs.

A pleine puissance, voici quels sont les swings de grille :

Grille	EF 6	= 20 millivolts effectifs ;
—	AC 2	= 2 volts effectifs ;
—	driver	= 36 — —
—	étage final	= 80 — — chacune.

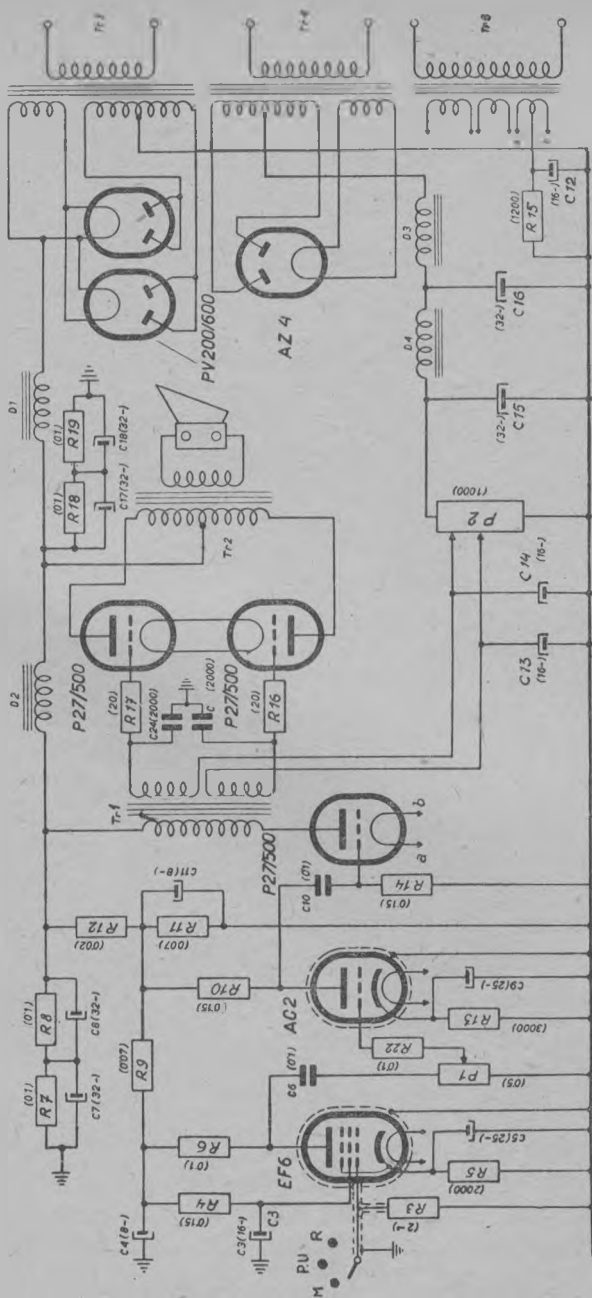


Fig. 6. — Amplificateur classe B de 100 watts.

L'alimentation comprend deux PV 200/600 redressant chacune une alternance. Comme le courant anodique en classe B varie considérablement (entre 140 et 340 mA), la sortie de l'alimentation comprend des selfs à fer pour réduire sa résistance interne.

La tension de polarisation de l'étage final est produite par une valve biplaque AZ 4, afin d'éviter toute réaction des oscillations anodiques sur la tension des grilles, et cette polarisation est ajustée par potentiomètre.

Liste du matériel nécessaire.

- Transfo de sortie T2 : noyau, 50 × 40 mm. ; fenêtre, 70 × 30 ;
primaire, 1.800 + 1.800 tours, 35/100 ;
secondaire, 720 tours, 65/100 (pour ligne
200 ohms d'impédance).
- Transfo de driver T1 : noyau, 33 × 28 mm. ; fenêtre, 56 × 15 mm. ;
primaire, 4.000 tours, 18/100 ;
secondaire, 1.000 + 1.000 tours, 25/100 ;
entrefer, 0,3 mm.
- Transfo d'alimentation :
Tension anodique : 750 + 750 volts eff., 300 mA continu ;
Chauffage : 4 volts; 6 amp.
- Transfo de polarisation :
125 + 125 volts eff., 60 mA continu ;
Chauffage : 4 volts; 2,2 amp.
- Transfo de chauffage :
6,3 volts; 0,4 amp.
4 — 5 —
4 — 1 —
- Selfs :
D1 : noyau, 70 × 36 mm. ; 5.000 tours, 4/10 ; entrefer, 1,5 mm. ;
D2, D3 et D4 : selfs 12 henrys, 50 mA.
- Condensateurs électrolytiques :
4 de 32 MF, 400/450 V. (C7, C8, C17, C18) ;
4 de 8 MF, 400/450 V. (C4, C11) ;
2 de 32 MF, 300/350 V. (C15, C16) ;
1 de 16 MF, 300/350 V. (C3) ;
3 de 16 MF, 100 V. (C12, C13, C14) ;
2 de 25 MF, 25 V. (C5, C9).
- Condensateurs au papier, essai 1.500 V.
1 de 100.000 cm. (C6) ;
1 de 10.000 cm. (C10) ;
2 de 2.000 cm. (C24, C25).
- Résistances fixes :
Type 6 watts : 2 de 70.000 (R9, R11) ;
1 de 20.000 (R12) ;
1 de 1.200 (R15).

Type 3 watts : 4 de 0,1 M Ω (R7, R8, R19, R20).

Type 2 watts : 1 de 0,15 M Ω (R10);

1 de 3.000 (R13);

1 de 2.000 (R5).

Type 1 watt : 2 de 0,15 M Ω (R4, R14);

1 de 100.000 (R6).

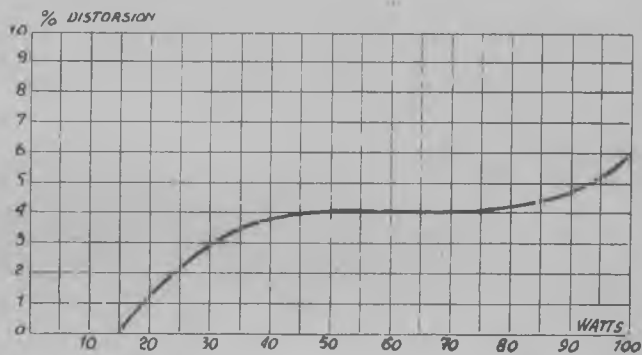
Type 0,5 watt : 1 de 2 M Ω (R3);

1 de 0,1 M Ω (R22).

● Potentiomètres :

1 logarithmique de 0,5 M Ω 0,5 watt :

1 de 1.000 ohms 25 watts.



Distorsion de l'ampli de 100 watts.

CALCUL GRAPHIQUE SIMPLE

Nous avons quelques calculs approchés à faire : il s'agit, par exemple, de déterminer une impédance complexe, ou d'associer deux ou trois résistances en parallèle, ou de calculer un pourcentage d'harmoniques. Allons-nous procéder comme les élèves du certificat et nous embrouiller dans les divisions et les preuves par neuf ?

Bien sûr que non. Si nous avons une règle à calcul, le résultat est immédiat. Et, si nous n'en avons pas, nous chargerons un double décimètre de faire à notre place les multiplications, les divisions, les extractions de racines et autres divertissements. Vous verrez qu'il s'en acquittera fort bien. C'est du reste comme cela que calculaient les grands mathématiciens de l'antiquité tels que Pythagore, et le Phénicien Thalès qui offrit aux dieux un bœuf en sacrifice lorsqu'il découvrit qu'un triangle rectangle peut toujours s'inscrire dans un demi-cercle. Nous allons du reste voir une application de la découverte de Thalès...

Dans tout ce qui va suivre, nous nous bornerons à indiquer la recette sans rien démontrer, car le *Memento* n'est pas un cours de maths. Ceux qui aiment à comprendre n'auront qu'à considérer les triangles semblables formés par le tracé et à appliquer les règles de proportions. Mais le plus simple est de ne pas trop chercher à comprendre, car la vie est trop courte pour se mettre inutilement martel en tête.

* * *

Le calcul graphique consiste essentiellement à remplacer les nombres par des longueurs, des droites qu'on trace sur du papier avec une règle et un crayon pointu. Par exemple, le nombre 118 sera représenté par une ligne droite de 118 millimètres de long, le nombre 72,5 par 72 1/2 millimètres pris entre deux points sur une droite, etc. Quand les nombres sont trop grands pour pouvoir être représentés exactement en millimètres sur le papier, on les divise d'abord par 10, 100, 1.000... et on fait l'opération inverse sur le résultat trouvé. Quand les nombres sont trop petits (exemple : 0,074) on fait le contraire : je le multiplie par 1.000, ce qui donne 74, longueur « confortable » à manier, j'en serai quitte pour faire l'inverse sur le résultat.

Avant de commencer, voici quelques conseils :

Si vous voulez de la précision, soignez votre tracé, faites des traits fins et surtout tracez les lignes parallèles à l'aide d'une équerre glissant le long d'une règle. Marquez vos points sur les lignes, non par un point rond, mais par une fine ligne qui les coupe, le point étant l'intersection, beaucoup plus précise. Vérifiez si votre résultat est raisonnable, car la pire des erreurs est une mauvaise position de virgule ! Exemple : 0,35 : 0,058. Je trouve à peu près 604. Faut-il lire 0,604, ou 0,064, ou 6,04 ? Réfléchissons : puisque 0,058 est compris entre 0,1 et 0,01, le quotient est entre 10 et 100 fois *plus grand* que le dividende 0,35. Le bon quotient est donc 6,04.

Autre exemple : racine carrée de 34.550. Je trouve à peu près 1.853. Où placer la virgule ? Je sonde rapidement : $10 \times 10 = 100$, $100 \times 100 = 10.000$, $1.000 \times 1.000 = 1$ million. Puisque 34.550 est compris entre

10.000 et 1 million, sa racine est comprise entre 100 et 1.000. Ce sera donc 185,3.

Tout ceci est du reste beaucoup plus long à décrire qu'à faire, comme tout ce qui va suivre. Essayez, vous verrez comme c'est simple !



La racine carrée.

Nous allons utiliser le triangle rectangle de Thalès.

Sur une droite horizontale (fig. 1), nous repérons d'abord une longueur AO égale à notre nombre, et une longueur OI égale à l'unité choisie (qui sera le multiple de 10 le plus proche de notre nombre).

Avec la distance AI comme diamètre, traçons un demi-cercle. Il suffit maintenant d'élever du point O une perpendiculaire, jusqu'à ce qu'elle rencontre le cercle : cette perpendiculaire représente la racine carrée de A, il suffit de la mesurer.

Mais, dira-t-on, où est le fameux triangle rectangle de Thalès ? Joignez par deux droites les deux bouts du diamètre au bout de la perpendiculaire, et vous aurez un triangle rectangle inscrit. Le carré de la perpendiculaire $O\sqrt{A}$ est égal au produit $AO \times OI$.



Fig. 1. — Extraction de la racine.

● Il arrive souvent qu'on doive extraire la racine carrée d'un produit de deux nombres — par exemple quand on calcule la fréquence d'un circuit oscillant par la formule de Thomson, les coefficients de couplage, etc.

On trace une ligne droite sur laquelle on marque une longueur AB égale au premier nombre et une longueur BC égale au second (fig. 2).

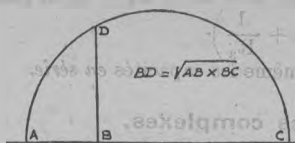


Fig. 2.

Avec AC comme diamètre, on trace un demi-cercle. Il ne reste plus qu'à élever la perpendiculaire BD : sa longueur représente justement la racine carrée de $AB \times BC$.

QUELQUES CALCULS DE RADIO

Résistances en parallèle.

C'est très simple : à partir d'une droite horizontale, j'élève une perpendiculaire R_1 égale à la première résistance, et un peu plus loin une

perpendiculaire R_2 égale à l'autre résistance (fig. 3). Je trace les deux obliques croisées représentées en pointillé, puis je mesure la distance du point de croisement à l'horizontale : c'est la valeur de $R_1 + R_2$ en



Fig. 3. — Deux résistances en parallèle.

parallèle. Par exemple, $R_1 = 45$ ohms (perpendiculaire = 45 millimètres), $R_2 = 25$ ohms (représentés par 25 millimètres), la construction donne $R_1 + R_2 =$ environ 16 millimètres, soit 16 ohms. En se servant de papier millimétrique, il n'y a rien à mesurer, on ne trace que les obliques, et c'est plus rapide que de se servir d'un abaqué, ou même d'une règle à calcul.

Une troisième résistance se combine avec les deux premières, en continuant le dessin (fig. 4). Ici, M est la somme de R_1 et R_2 , et on le

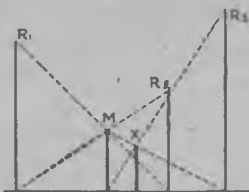


Fig. 4. — Trois résistances en parallèle.

combine avec R_3 suivant les lignes croisées interrompues. On a finalement la perpendiculaire $X = R_1 + R_2 + R_3$ en parallèle (en réalité, cela fait $\frac{1}{X} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$).

On calculera de même les capacités *en série*.

Les impédances complexes.

On sait que l'impédance d'un circuit, ou résistance apparente totale qu'il oppose à un courant alternatif, est la somme *géométrique* de sa résistance pure (dite résistance ohmique), de sa capacitance (ou résistance en alternatif opposée par la capacité) combinée avec son inductance (ou résistance en alternatif opposée par sa self). La somme de l'inductance et de la capacitance s'appelle la *réactance*, elle est nulle quand on remplace le courant alternatif par du continu, ou encore quand le circuit est en résonance avec le courant alternatif qui le traverse. Si f est la fréquence, c la capacité en farads et L la self en henrys, nous avons :

$$\text{Inductance en ohms} = 6,28 \times f \times L.$$

$$\text{Capacitance en ohms} = \frac{1}{6,28 \times f \times C}$$

● Quand la résistance et la réactance sont *en série* (fig. 5), on trace successivement :

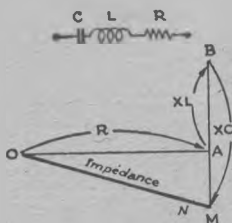


Fig. 5. — Impédance en série.

- Une droite OA égale à la résistance pure R ;
- A son extrémité, une perpendiculaire AB égale à l'inductance XL en ohms ;
- A partir du bout de cette perpendiculaire, on revient en arrière d'une longueur XC, soit jusqu'au point M ;
- Il ne reste plus qu'à mesurer la droite OM pour avoir, à l'échelle, la valeur de l'impédance totale.

Remarquez que la réactance (ou résistance fictive opposée en alternatif seulement par la self et la capacité) est toujours égale à la différence entre la capacitance et l'inductance, et toujours décalée d'une demi-période ou 90° par rapport à la résistance pure. C'est pour cela que XL et XC sont perpendiculaires à R, et qu'ils se retranchent l'un de l'autre dans la figure 7.

● Quand la résistance et la réactance sont *en parallèle*, la construction reste la même, mais l'impédance totale est alors égale à la perpendiculaire AN abaissée depuis A jusqu'à la droite OM.

Harmoniques.

En électricité, on a souvent à calculer des expressions de la forme $\sqrt{a^2 + b^2}$. Nous verrons cela dans le calcul d'un pourcentage d'harmoniques, nous le retrouverons dans le calcul des fréquences de circuits, etc...

Par exemple, nous allons voir (page 217) que le pourcentage d'harmonique 2 est :

$$\sqrt{\frac{A_2^2 + B_2^2}{A_1^2 + B_1^2}} \times 100.$$

ce qui peut s'écrire :

$$\frac{\sqrt{A_2^2 + B_2^2}}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \times 100.$$

Tout revient donc à calculer la racine carrée d'une somme de deux carrés. C'est enfantin, puisque c'est l'application du fameux « pont aux ânes » de Pythagore. Il suffit de tracer un triangle rectangle dont un côté de l'angle droit est égal à l'un des nombres, soit a , et l'autre égal à b l'hypoténuse AB mesure justement la racine carrée de $a^2 + b^2$ (fig. 6)

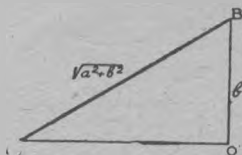


Fig. 6. — Racine d'une somme de carrés.

Par exemple, si $a = 55$, $b = 33$, nous mesurons $\sqrt{55^2 + 33^2} = 63,5$ environ.

Et s'il fallait calculer la racine carrée d'une *différence de deux carrés* ?



Fig. 7. — Racine d'une différence de carrés.

Autrement dit $\sqrt{a^2 - b^2}$? On trouve de telles expressions dans la fréquence propre d'un circuit amorti, par exemple.

C'est tout aussi simple. Je trace une ligne droite égale à a , et je construis un demi-cercle avec cette droite AB pour diamètre (fig. 7). A partir d'un bout du diamètre A, à l'aide du compas, je trace un arc de

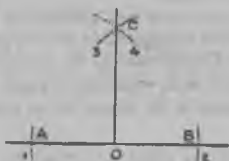


Fig. 8. — Perpendiculaire au compas.

Du point O choisis sur la droite, avec un rayon quelconque, tracer les deux arcs de cercle 1 et 2 qui coupent la droite en A et en B. Augmenter le rayon du compas et tracer les arcs 3 et 4 qui se coupent en C, avec A et B comme centres. La perpendiculaire est la droite qui réunit O et C.

cercle avec b comme rayon : il coupe le demi-cercle en C. Il ne reste qu'à mesurer la distance CB, elle est égale à $\sqrt{a^2 - b^2}$. Vous trouverez aisément pourquoi si vous vous rappelez le triangle inscrit dans un demi-cercle de ce vieux Thalès, et le pont aux ânes de l'antique Pythagore...

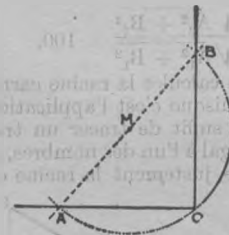


Fig. 9. — Perpendiculaire au bout d'une droite.

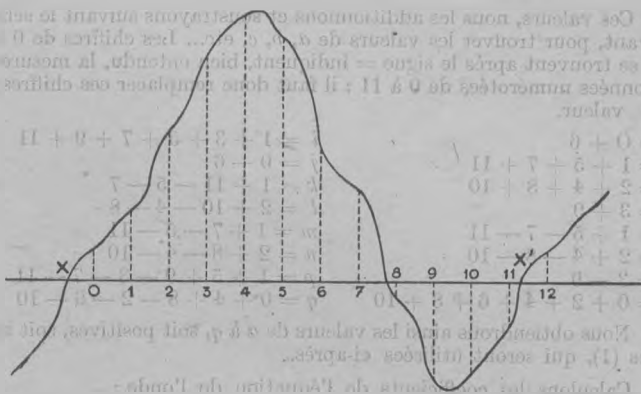
Pour tracer une perpendiculaire au bout O d'une droite, poser la pointe du compas en un point quelconque M au-dessus de la droite et en retrait du bout O, puis tracer le cercle passant par O. Il coupe la droite en A. Tracer le diamètre passant par A et M, il coupe le cercle en B. La perpendiculaire cherchée est la droite qui réunit O et B.

ANALYSE HARMONIQUE

On sait que toute onde qui s'écarte de la pure sinusoïde est la résultante de plusieurs ondes pures : la *fondamentale* et ses *harmoniques*. Ces dernières oscillent à une fréquence multiple de la fondamentale : par exemple, l'harmonique 3 (ou d'ordre 3) a une fréquence triple de celle de la fondamentale.

C'est justement l'ordre et l'amplitude des harmoniques présents dans l'onde sonore qui déterminent le timbre de la voix et des instruments. De même, la distorsion introduite par un amplificateur imparfait peut s'exprimer, pour chaque note, par les pourcentages d'harmoniques d'ordre 2, 3, 4... ajoutés par l'appareil à l'onde qu'il reçoit. A pourcentage égal, plus l'ordre des harmoniques est élevé, plus la distorsion est gênante (1).

Pour analyser une onde ou un son, plusieurs méthodes ont été imaginées : on peut, par exemple, réaliser un filtre passe-bande et mesurer l'étroite bande passant par un outputmètre après amplification — on peut hétérodyner l'onde par un oscillateur variable étalonné, détecter, puis mesurer le battement à l'outputmètre. Ces méthodes, surtout la



dernière, sont excellentes, mais nécessitent un appareillage coûteux et un étalonnage précis.

Mais nous avons relevé l'oscillogramme de l'onde à étudier, à l'aide d'un oscillographe cathodique ou point par point : comment pourrions-nous déterminer les harmoniques présents ? Il y a bien des appareils compliqués, les analyseurs harmoniques dont on peut voir des exemplaires au Palais de la Découverte. Ils vous décortiquent une onde complexe et vous disent, après une demi-heure de travail, les harmoniques présents jusqu'au quarantième, avec les pourcentages et les déphasages... Mais nous allons calculer fort simplement les harmoniques jusqu'au sixième, ce qui n'est déjà pas si mal que cela, sans analyseur et sans migraine.

(1) Voir « Harmoniques et distorsions », *Memento Tungram*, t. II.

Il s'agit, en somme, de déterminer les coefficients de l'équation de l'onde complexe ou « série de Fourier » :

$$y = A_0 + A_1 \sin \omega t + A_2 \sin 2 \omega t + A_3 \sin 3 \omega t + A_4 \sin 4 \omega t + A_5 \sin 5 \omega t \dots + B_1 \cos \omega t + B_2 \cos 2 \omega t + B_3 \cos 3 \omega t + B_4 \cos 4 \omega t + B_5 \cos 5 \omega t + B_6 \cos 6 \omega t \dots$$

Nous allons donner la marche à suivre, que nous avons simplifiée autant que possible, un peu comme une recette de cuisine, sans expliquer le pourquoi des opérations, qui nous entraînerait trop loin.

● Sur l'oscillogramme, nous relevons la longueur exacte d'une période entière (c'est la distance XX') et nous la divisons en 12 parties égales.

● Nous reportons ces divisions sur l'axe des X (ou abscisses), nous numérotions les points de 0 à 12, et nous élevons à partir de ces points les ordonnées en pointillé, jusqu'à rencontre de la courbe. Remarquer que ce n'est pas la base XX' qui a été divisée, mais une longueur égale légèrement décalée, afin que les ordonnées 0 et 12 ne soient pas nulles. Nous profitons de ce décalage pour le régler de telle façon que les ordonnées atteignent autant que possible les points caractéristiques de l'oscillogramme.

● Nous mesurons les longueurs des ordonnées, en affectant les mesures du signe + quand elles sont au-dessus de l'axe des X, et du signe - quand elles sont au-dessous : donc, dans le cas de la figure, les ordonnées 8, 9, 10 et 11 sont *negatives*.

● Ces valeurs, nous les additionnons et soustrayons suivant le schème suivant, pour trouver les valeurs de a , b , c , etc... Les chiffres de 0 à 11 qui se trouvent après le signe = indiquent, bien entendu, la mesure des ordonnées numérotées de 0 à 11 : il faut donc remplacer ces chiffres par leur valeur.

$a = 0 + 6$	$i = 1 + 3 + 5 + 7 + 9 + 11$
$b = 1 + 5 + 7 + 11$	$j = 0 - 6$
$c = 2 + 4 + 8 + 10$	$k = 1 + 11 - 5 - 7$
$d = 3 + 9$	$l = 2 + 10 - 4 - 8$
$e = 1 + 5 - 7 - 11$	$m = 1 + 7 - 5 - 11$
$f = 2 + 4 - 8 - 10$	$n = 2 + 8 - 4 - 10$
$g = 3 - 9$	$p = 1 + 5 + 9 - 3 - 7 - 11$
$h = 0 + 2 + 4 + 6 + 8 + 10$	$q = 0 + 4 + 8 - 2 - 6 - 10$

Nous obtiendrons ainsi les valeurs de a à q , soit positives, soit négatives (1), qui seront utilisées ci-après.

● Calculons les coefficients de l'équation de l'onde :

$$A_0 = \frac{h + i}{12}$$

$$A_1 = \frac{0,5 e + 0,866 f + g}{6}$$

$$A_2 = \frac{0,866 (m + n)}{6}$$

$$A_3 = \frac{p}{6}$$

(1) Pour ceux qui l'auraient oublié, rappelons que, pour *ajouter* une valeur *negative*, il suffit de la soustraire, tandis que, pour *soustraire* une valeur *negative*, on l'ajoute. Par exemple :

— Ajouter — 17 à 18 = 18 - 17 = 1.
— Retrancher — 9 à 13 = 13 + 9 = 22.

$$A_4 = \frac{0,866 (m - n)}{6}$$

$$A_5 = \frac{0,5 e - 0,866 f + g}{6}$$

$$B_1 = \frac{j + 0,866 k + 0,5 l}{6}$$

$$B_2 = \frac{a + 0,5 b - 0,5 c - d}{6}$$

$$B_3 = \frac{q}{6}$$

$$B_4 = \frac{a - 0,5 b - 0,5 c + d}{6}$$

$$B_5 = \frac{j - 0,866 k + 0,5 l}{6}$$

$$B_6 = \frac{h - i}{12}$$

● Ceci fait, le calcul du pourcentage d'harmoniques d'un ordre déterminé est très facile : par exemple, pour calculer le pourcentage d'harmonique 2, on fait la somme des carrés de A_2 et B_2 , on divise par la somme des carrés de A_1 et B_1 , on extrait la racine carrée du quotient et on multiplie par 100 :

$$\text{Pourcentage d'harmonique 2} = \sqrt{\frac{A_2^2 + B_2^2}{A_1^2 + B_1^2}} \times 100.$$

● Pour obtenir le pourcentage d'harmonique 3, il suffit de remplacer dans la formule ci-dessus les valeurs A_2 et B_2 par A_3 et B_3 :

$$\text{Pourcentage d'harmonique 3} = \sqrt{\frac{A_3^2 + B_3^2}{A_1^2 + B_1^2}} \times 100.$$

● On calculerait de même le pourcentage d'harmonique 5 en remplaçant A_2 et B_2 par A_5 et B_5 .

● Le pourcentage total d'harmoniques jusqu'au sixième s'obtient en faisant la somme des carrés de $A_2, A_3, A_4, A_5, A_6, B_2, B_3, B_4, B_5$ et B_6 , qu'on divise comme ci-dessus par la somme des carrés de A_1 et B_1 .

Ensuite, on extrait la racine du quotient et on multiplie par 100.

● Tous ces calculs sont grandement facilités en se servant d'une règle à calcul ou d'une table de logarithmes — ou, à défaut, par la méthode de calcul graphique indiquée dans ce volume.

TRUCS ET TOURS DE MAIN

Soudure de l'aluminium.

Entre autres bénédictions, la guerre nous a donné les conducteurs en aluminium et leurs mauvais contacts. La seule manière de les utiliser correctement est de souder toutes les épissures. En outre — comme l'aluminium s'écrouit et ne reste pas serré sous les vis — il est prudent de prolonger l'extrémité du conducteur avec un fragment de fil de cuivre soudé : c'est lui qui sera serré et donnera le contact sûr. Ajoutons enfin que les soudures sur aluminium doivent être vernies, pour éviter la corrosion ultérieure.

Nous avons obtenu des soudures correctes avec de l'étain *pur* et un fer à souder, en grattant le métal au sein même de la goutte de soudure fondue, pour disloquer la couche d'alumine qui empêche l'étamage. On vend aussi des bâtons de soudure spéciale zinc-étain qui collent parfois et ratent souvent. Mais la meilleure solution est la soudure autogène, qui se pratique bien simplement.

On torsade les deux extrémités décapées (fig. 1), on met un peu de



Fig. 1.

flux en poudre (qui adhère mieux si on chauffe légèrement le joint), et il ne reste plus qu'à fondre une certaine longueur de la torsade pour former une perle d'alu, puis à nettoyer et à vernir. Le flux est un mélange de chlorures et de borates qu'on achète tout préparé (1).

Pour fondre la torsade, on peut utiliser un chalumeau à bouche et la flamme d'une bougie. Mais le mieux est encore de réunir un des fils à un pôle d'une batterie 4 ou 6 volts, et de toucher la pointe de la torsade avec un charbon de pile de poche réuni à l'autre pôle de la batterie : le bout du charbon rougit, la torsade fond aussitôt. Bien entendu, la batterie peut être remplacée par un autosoudeur ou le transfo à souder décrit au chapitre *Les Appareils du débrouillard*.

Quand les fils sont un peu gros, et quand on veut réunir l'alu au cuivre, il est préférable d'utiliser une baguette d'apport formée d'un fil d'alu plus fin ou, mieux, d'un alliage qu'on trouve chez les marchands spécialisés.

● Une autre méthode est la *soudure à réaction*. On fait la torsade comme d'habitude, on met du *chlorure de zinc anhydre* [donc sec et en poudre (2)] et on chauffe avec une flamme quelconque jusqu'à dégagement de fumées blanches, indiquant que le chlorure s'est décomposé et que le métal s'est recouvert d'une couche de zinc formant contact. Il faut chauffer à l'abri de la flamme, dans une petite gouttière (fig. 2). La soudure à réaction

(1) Chez Odam, 131, rue d'Avron, Paris (20^e), ou à l'Aluminium Français, entre autres fournisseurs.

(2) Appelé « poudre à réaction » par les fournisseurs spécialisés ci-dessus

permet de réunir aisément le cuivre à l'aluminium: on peut même souder à l'étain sur la soudure ainsi obtenue.

Pour réunir des fils un peu gros, il est commode de faire une petite

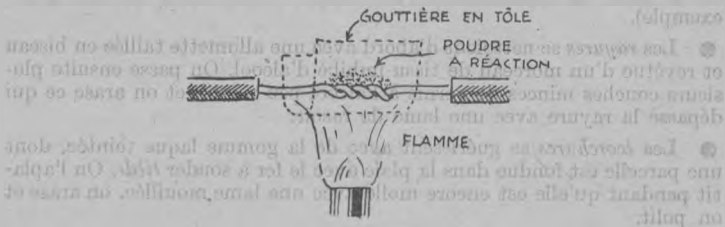


Fig. 2.

lingotière avec un carré de feuille d'aluminium mince (fig. 3). Cette lingotière est remplie de chlorure de zinc anhydre, avec un peu de limaille de soudure d'étain, mélangée de limaille de zinc, et on chauffe jusqu'à réaction, puis on ébarbe, on lave, on sèche et on vernit.



Fig. 3.

Brasure des résistances.

Pour réunir les deux bouts d'une résistance chauffante rompue, ou encore pour monter une résistance sur deux fils conducteurs, rien ne remplace la brasure électrique que nous pratiquons comme ceci,

Les bouts à réunir sont ou torsadés sur quelques millimètres, ou repliés à angle droit et ligaturés avec un morceau de fil de laiton (fig. 4, a). Au bout de la torsade, nous pinçons un tout petit morceau de laiton, ou, mieux, de brasure (fig. 4, b), puis nous enduisons d'un peu de bouillie



Fig. 4.

formée de borax et d'eau. A l'aide d'une pince crocodile, nous réunissons le bas de la torsade à un pôle de notre transfo à souder (mais un accu de 4 à 6 volts ferait aussi bien l'affaire) et nous touchons l'extrémité de la torsade avec un charbon réuni à l'autre pôle (fig. 4, c). Résultat: une perle de brasure parfaite donnant un excellent contact, même à chaud.

Rénovation des ébénisteries.

● Le vernis reprend l'éclat de neuf avec la « popote » des ébénistes ou les produits de brillantage des carrosseries automobiles (Tumbler, par exemple).

● Les rayures se nettoient d'abord avec une allumette taillée en biseau et revêtue d'un morceau de tissu imbibé d'alcool. On passe ensuite plusieurs couches minces de vernis à l'alcool peu teinté, et on arase ce qui dépasse la rayure avec une lame de rasoir.

● Les écorchures se guérissent avec de la gomme laque teintée, dont une parcelle est fondue dans la plaie avec le fer à souder tiède. On l'aplatit pendant qu'elle est encore molle avec une lame mouillée, on arase et on polit.

● Les cloques se fendent suivant le fil du bois avec un éclat de lame Gillette, et on y introduit une goutte de colle liquide qu'on fait naviguer et qu'on laisse sécher sous pression.

● Les pertes de placage se réparent en collant un morceau de placage semblable prélevé sur une vieille ébénisterie et décollé au fer chaud et à la pattemouille. On le coupe un peu plus grand que le défaut, en épousant les veines du bois, on le pose en place et on s'en sert comme d'un

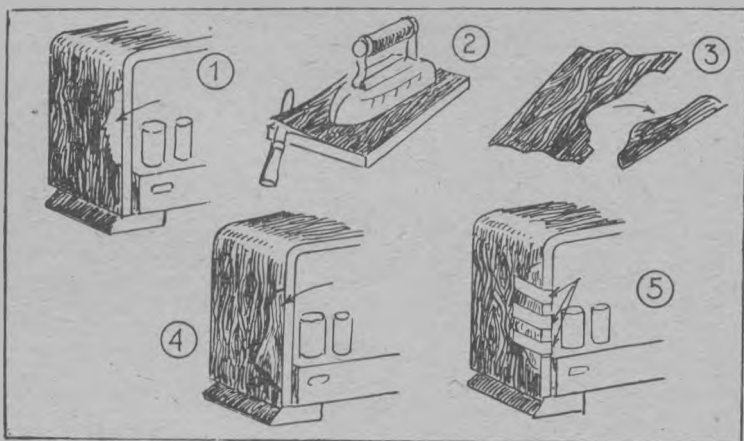


Fig. 5.

calibre pour tracer avec une aiguille ce qu'il faut enlever des bords du placage dégradé. Il ne reste plus qu'à faire sauter ces parcelles avec un canif et à coller sous pression le morceau de placage neuf. Les petits vides se comblent à la gomme laque, la surface est poncée, puis vernie (fig. 5).

● Les pertes de vernis, si elles ne sont pas étendues, se réparent assez bien en étalant un peu de vernis à l'alcool et à la gomme laque, non pas au pinceau, mais au bout du doigt. Après séchage, on ponce légèrement et on recommence. Nous avons obtenu des résultats fort beaux en étalant ainsi un peu de vernis Valentine, en appuyant fortement aux bords de la tache et moins au centre. Le bout du doigt a l'avantage sur le pinceau de ne faire ni bulles ni surépaisseurs.

● Les cognes, ou enfoncement du placage, se corrigent en mouillant la cognie d'une goutte d'eau qu'on laisse un peu pénétrer (une minute ou

deux). Puis on applique un fer tiède avec interposition d'une petite compresse humide. L'humidité qui pénètre le bois le fait regonfler et atténue la cogne, parfois même la fait disparaître.

Deux précieuses solutions.

Ce sont :

1° Une solution de gutta-percha dans le sulfure de carbone. Elle sèche rapidement en laissant un film de gutta isolant, imperméable à l'eau et à l'air, collant à sec quand on le chauffe avec un fer tiède (parfait pour collages photographiques). Ce produit est remarquable pour les bobinages, pour imperméabiliser le cuir, les bouchons, les étoffes, pour réparer maintes choses — on lui trouve chaque jour des applications nouvelles.

2° Une solution de cellulose transparente dans l'acétone, avec addition de 1/10 d'acétate d'amyle. C'est la colle à tout faire si elle est bien épaisse. Elle colle le cuir, le cellulose, le bois, le papier; — sert à vernir le bois, les cadrans, les papiers, qui deviennent lavables; — durcit et imperméabilise l'étoffe; — isole et enrobe les connexions; — se transforme en bois plastique quand on y ajoute de la fine sciure de bois, etc...

C'est en outre un excellent vernis à ongles et une bonne colle à réparer les membranes des haut-parleurs.

Le cellulose transparent s'obtient en débarrassant de vieux films de leur gélatine, en les baignant dans de l'eau de Javel et en les raclant sous l'eau.

Applications.

Elles sont nombreuses, surtout en électricité.

Une trace de peinture sur une résistance indique immédiatement sa température. Un transformateur peint avec l'une ou l'autre de ces peintures, peut-être les deux côte à côte, indique à simple vue si la température atteinte est dangereuse.

Sur un réservoir d'eau chaude, une bande métallique indique la température de l'eau et son niveau.

Un cercle peint sur un arbre près des paliers indique si le palier chauffe et si cet échauffement est dangereux.

De même, certaines parties des machines peuvent être surveillées de manière précise et signaler la marche anormale.

LA COLORATION DES MÉTAUX

Tout d'abord, insistons sur l'absolue nécessité de nettoyer parfaitement les objets qui sont destinés à recevoir la coloration chimique. D'abord, enlever toute trace de rouille, puis polir, puis dégraisser en les frottant avec un solvant, tel que benzine, tétrachlorure de carbone, etc., puis attaquer pendant une ou deux minutes dans un bain d'acide chlorhydrique (esprit de sel) dilué et chaud pour décaper, puis rinçage dans l'eau chaude. Inutile de vouloir bronzer un objet qui n'a pas subi ces traitements, on n'obtiendrait que des taches et un résultat éphémère.

Noir velouté sur cuivre ou bronze.

Immerger les objets dans une solution d'une partie de sulfure d'ammonium (foie de soufre) dans quatre parties d'eau. Si l'objet est en laiton, il prend une teinte gris d'acier.

Bleu noir sur fer ou acier.

Faire bouillir les objets dans une forte solution d'hyposulfite de soude (sel fixateur pour photographie) à laquelle on ajoute un peu d'acétate de plomb ou de nitrate de plomb.

Bruns sur métaux cuivreux.

Faire une solution faible de sulfure de sodium (sel très utilisé par les photographes pour obtenir les tons sépia). Suivant la concentration et la durée de l'action, on obtient toute la gamme allant du jaune au noir, en passant par les sanguines et les bruns, sur les métaux contenant du cuivre. L'argent immergé dans cette solution devient vieil argent. Un polissage des aspérités permet d'imiter les objets antiques. Pour l'argent, il est avantageux d'alcaliniser le bain avec un peu d'ammoniaque.

Teintes variées sur métaux cuivreux.

On obtient une gamme très variée de tons allant du doré au bleu pâle en les immergeant dans une solution de 25 grammes d'acétate de plomb et 25 grammes d'hyposulfite de soude dans un litre d'eau.

Coloration de l'aluminium.

Il faut d'abord mater la surface brillante par une attaque superficielle et très mesurée à l'aide d'une solution de soude caustique (potassium des peintres étendu d'eau). Après quelques secondes d'attaque, l'aluminium est rincé sans délai dans de l'eau chaude, à plusieurs reprises, en changeant d'eau, puis teinté avec une solution d'un colorant d'aniline au choix. La teinture prend sur la surface préparée comme sur du papier, à un degré moindre toutefois.

Après teinture ou coloration, les métaux doivent être rincés dans de l'eau chaude, puis séchés dans de la sciure de bois chaude, et enfin, si on le désire, légèrement huilés pour améliorer encore leur aspect.

Patine bronze antique.

La patine du bronze, soit brune, soit verte, est due à l'attaque superficielle du bronze par les éléments, et en particulier par le gaz carbonique, qui produit une couche de carbonate de cuivre en présence de l'humidité. On a vu plus haut comment on obtient la patine brune sur métaux cuivreux. Pour obtenir la patine verte sur cuivre et laiton, il suffit de les frotter plusieurs jours de suite, une fois par jour, avec une brosse douce trempée dans une solution de sel de cuisine et de sucre dans du vinaigre. Laisser sécher naturellement sans rincer.

Pour obtenir une teinte bleu verdâtre, remplacer la solution précédente par une solution d'acétate de cuivre, de sel de cuisine, de crème de tartre et de sel ammoniac en parties égales, dans du vinaigre fort. Employer deux fois plus de vinaigre que d'ingrédients. Ajouter du carbonate de cuivre, autant que des autres sels réunis.

Voici une autre méthode : Suspendez les objets sous une cloche à fromage, ou une cloche à melons, ou un grand bocal retourné sur un matelas de vieux journaux. Sous la cloche, mettez une tasse contenant des cristaux de soude (carbonate de soude). Brossez les articles avec du vinaigre fort, ou de l'acide acétique dilué. Versez un peu de vinaigre dans la tasse et refermez aussitôt la cloche. Répétez l'opération plusieurs jours de suite, et graduellement vous verrez les objets se recouvrir d'une patine verte et brillante. Pour être parfaite, la couche demande un traitement de près d'un mois, mais on peut se contenter de recommencer l'opération tous les deux jours.

Bronzage de l'acier.

Les objets en fer et en acier peuvent être rendus inoxydables, en leur faisant subir un traitement qui consiste justement à les oxyder. Il existe, en effet, plusieurs oxydes de fer, suivant la quantité d'oxygène qui a participé à la réaction, et certains s'opposent à une oxydation ultérieure. Par exemple, l'oxyde le plus pauvre en oxygène, dont la formule chimique est Fe_3O_4 , forme une couche dure et serrée, qui ne peut plus se transformer spontanément en oxyde plus oxydé, ou en carbonate de fer, et agit comme une protection contre les influences atmosphériques.

Nombre de petites pièces peuvent être bleuies après polissage en les passant à la flamme.

Une méthode très employée dans les ateliers de mécanique de précision consiste à faire fondre du salpêtre sur le feu, dans un récipient résistant à la chaleur. Les objets en fer ou en acier y sont immergés après polissage, pendant quelques minutes. Ils en ressortent avec la coloration bleu noir.

Signalons enfin la méthode bien connue qui consiste à enduire les objets de fer ou d'acier d'une pâte formée d'huile et de fine sciure de bois. Prendre si possible de l'huile épaisse, quoique l'huile de vidange d'auto puisse être utilisée. Ils sont ensuite mis dans une vieille casserole en fer et « cuits » sur un feu modéré. Quand toute l'huile est brûlée, on lave les objets à l'eau chaude et on les sèche rapidement dans de la sciure de bois. Leur surface est devenue gris foncé mat.

QUELQUES ALLIAGES D'USAGE COURANT

ALLIAGE	Plomb.	Étain.	Antimoine.	Zinc.	Aluminium.	Cuivre.	Bismuth.	Cadmium.
Soudure pour aluminium .	—	95	—	5	—	—	—	—
— — — ..	15	25	—	65	—	—	—	—
— — — ..	—	20	—	20	—	—	—	30
Brasure pour aluminium ..	—	25	—	—	75	—	—	—
— — — ..	—	25	—	25	50	—	—	—
— — — ..	—	—	—	40	40	20	—	—
Brasure pour fer (de plus en plus fusible)	—	—	—	10	—	30	—	—
— — — ..	—	—	—	10	—	20	—	—
— — — ..	—	—	—	10	—	10	—	—
— — — ..	—	10	—	30	—	40	—	—
— — — ..	—	10	—	30	—	25	—	—
Alliages très fusibles :								
à 65°	40	20	—	—	—	—	75	15
à 70°	30	20	—	—	—	—	70	—
à 95°	50	30	—	—	—	—	80	—
à 100°	50	20	—	—	—	—	30	—
à 120°	80	—	—	35	—	—	80	—
Soudure verre-métal 200°.	—	97	—	3	—	—	—	—
Caractères d'imprimerie ...	75	—	25	—	—	—	—	—
Moulage dur	15	15	—	70	—	—	—	—
— sans retrait	15	30	15	40	—	—	—	—
— expansible	90	—	20	—	—	—	10	—
— résistant	10	40	—	50	—	—	—	—
— dur et brillant ...	30	60	10	—	—	—	—	—

QUELQUES DÉFINITIONS

Pulsation. — La pulsation d'un courant alternatif est la quantité $2\pi f$, soit 6,28 fois la fréquence. On la représente par la lettre ω (*oméga*). La pulsation *libre* d'une self L et d'une capacité C est donnée par la formule :

$$\Omega^2 = \frac{1}{LC}$$

Oscillations amorties. — Si le circuit présente une résistance R , on appelle facteur d'amortissement la quantité :

$$\beta = R/2L$$

et la pulsation libre Ω devient la pulsation forcée ω telle que :

$$\omega^2 = \Omega^2 - \beta^2.$$

Si $\beta > \Omega$, ce qui revient à $R^2 > \frac{4L}{C}$, le système est aperiodique et n'oscille pas.

Si $\beta < \Omega$, il y a oscillations d'amplitude décroissante de la forme :

$$i = I_0 \sin \omega t. e^{-\beta t}$$

Décroissement logarithmique. — Entre deux maxima d'une oscillation amortie, l'amplitude baisse donc dans le rapport $e^{\beta t}$, et ce rapport est constant pendant toute la durée de l'oscillation. Par exemple, si la seconde amplitude n'est que 80 p. 100 de la première, la troisième sera 80 p. 100 de la seconde, et ainsi de suite.

Le décroissement logarithmique, c'est βt , ou logarithme népérien du rapport de deux oscillations successives d'un courant alternatif amorti.

C'est une constante d'un circuit oscillant, ayant pour valeur $\pi R \sqrt{\frac{C}{L}}$.

On le représente par la lettre grecque δ (*delta*).

Logarithme népérien. — Qu'il nous suffise de dire que le log népérien d'un nombre est égal à 2, 3 fois le log vulgaire de ce même nombre qu'on trouve dans la table page 228.

Le logarithme népérien d'un nombre, ou \log_e , est la puissance à laquelle il faut élever $e = 2,71828$ pour reproduire ce nombre. Si n est le log népérien du nombre N , on aura donc :

$$N = e^n$$

Application. — Le facteur d'amortissement β d'un circuit oscillant est égal à un centième, à combien de sa valeur est réduit un signal au bout de 15 secondes ? Réponse : $x = e^{-0,15}$, donc le log népérien de x est 0,15 et son log vulgaire est $0,15 \times 2,3 = 0,345$, d'où $x = 2,2$. Le signal sera 2,2 fois plus faible.

Constante de temps. — Dans un circuit inductif, c'est le temps nécessaire pour qu'un courant atteigne $\left(1 - \frac{1}{e}\right)$ ou environ 63 p. 100 de sa valeur finale. Ce temps égale L/R .

— Dans un circuit capacitif, c'est le temps nécessaire pour qu'un courant se réduise à $1/e$, ou environ 37 p. 100 de sa valeur finale. Ce temps égale RC.

Bels et nepers. — L'oreille humaine est ainsi faite que, pour enregistrer une sensation deux, trois, quatre... fois plus forte, il faut que l'énergie sonore mise en jeu soit dix, cent, mille... fois plus grande. L'échelle de sensation est donc logarithmique, et deux systèmes sont utilisés : le système des bels et le système des nepers, suivant qu'on considère les logarithmes vulgaires ou les logs népériens.

Soit un ampli dans lequel entre une puissance P_1 et dont sort une puissance P_2 .

Le gain en bels est le logarithme vulgaire de P_1/P_2 .

Le gain en nepers est le demi-logarithme népérien de P_1/P_2 .

Donc :

$$\text{Bels} = \log_{10} \frac{P_1}{P_2}, \text{ Décibels} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}.$$

$$\text{Nepers} = 1/2 \log_e \frac{P_1}{P_2}, \text{ Décinepers} = 5 \log_e \frac{P_1}{P_2}.$$

Un neper vaut 8,686 décibels.

— Si l'on considère non plus la puissance, mais la tension ou l'intensité, on a évidemment :

$$\text{Décibels} = 20 \log_{10} \frac{E_1}{E_2} = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2}.$$

$$\text{Nepers} = \log_e \frac{E_1}{E_2} = \log_e \frac{I_1}{I_2}.$$

On trouvera plus loin une table des sensations auditives graduées en décibels.

Le gain d'un étage. — C'est le nombre de fois que cet étage grossit un volt oscillant qu'on lui injecte. Ce gain n'est dû qu'à la lampe, car les organes de couplage ne font que transférer l'énergie sans l'augmenter. Ce n'est pas le coefficient d'amplification (k ou μ) qui figure dans les caractéristiques des lampes, mais un nombre plus faible, car une partie de l'énergie est perdue dans la charge anodique. On calcule le gain par la formule :

$$\text{Gain} = \frac{\text{coefficient d'ampli} \times \text{charge anodique}}{\text{charge anodique} + \text{résistance interne}}$$

COEFF. d'ampli (k ou μ).	DÉCIBELS équiva- lents.	GAIN pratique (en volts).	GAIN en décibels.	COEFF. d'ampli (k ou μ).	DÉCIBELS équiva- lents.	GAIN pratique (en volts).	GAIN en décibels.
1	0	1	0	12,5	21,9	6	15,9
2	6	1,8	5	15	23,5	7,2	17,5
3	9,4	2,5	8	20	26	10	20
4	12	3,2	10	25	28	11,7	21,9
5	14	3,7	11,5	100	40	49	33,9
6	15,6	4,2	12,5	200	46	56	35
7	16,9	4,7	13,5	500	54	80	37,5
8	18,1	5	14	1.000	60	100	40
9	19	5,2	14,4	1.500	63,5	130	42
10	20	5,6	14,8	2.000	66	165	44,5

La table précédente donne le gain théorique correspondant au coefficient d'amplification et le gain pratique pour une lampe normalement chargée, tous deux exprimés en décibels. Rappelons que le coefficient d'ampli k ou μ est égal au produit de la pente par la résistance interne.

Application. — Quelles lampes doivent constituer le préamplificateur d'un microphone à ruban dont la réponse est cataloguée — 80 décibels ? Réponse : il faut remonter le voltage de 80 décibels au moins, notre ampli comprendra 2 ou 3 lampes dont les gains pratiques totalisent plus de 80 db ; par exemple deux 6 J 7 et une 6 C 6, dont les k sont respectivement 1.000 et 10 environ pour une tension plaque de 90 volts.

Ampli classe A. — Dans cet ampli, la forme de l'ondesortante est la même que celle de l'onde qui excite la grille. Le courant plaque passe continuellement, la grille polarisée négativement n'est jamais positive, les oscillations n'intéressent que la partie rectiligne des caractéristiques.

Le rendement est faible, et le rapport d'amplification de puissance est élevé.

Ampli classe B. — La puissance de sortie est proportionnelle au carré de l'excitation de grille. Le courant plaque au repos est presque nul, la grille étant polarisée de telle façon que les oscillations du courant plaque ne se produisent que pendant la demi-période positive des oscillations de grille. Celle-ci devient généralement positive aux pointes de l'onde incidente, il se produit donc des harmoniques qui sont filtrés dans le circuit de plaque.

Le rendement est plus grand qu'en classe A, et le rapport d'amplification de puissance est moindre.

Ampli classe C. — La puissance de sortie est proportionnelle au carré du voltage de plaque entre deux limites. La polarisation négative de la grille est plus grande encore que celle qui annule le courant plaque, et l'excitation de la grille est telle que les oscillations du courant plaque se produisent pendant une fraction seulement de la demi-période positive des oscillations de grille. Comme la plaque atteint en pointe le courant de saturation, il y a production d'harmoniques qu'on élimine par un filtre. On n'utilise la classe C qu'en émission.

Le rendement est élevé, et le rapport d'amplification de puissance est faible.

Ampli classe AB. — Dans ces amplis, la polarisation négative est plus élevée qu'en classe A, mais moindre qu'en classe B, le courant plaque n'est donc pas nul au repos.

En classe AB₁, le courant grille est nul, la grille ne devient jamais positive.

En classe AB₂, l'excitation de grille atteint une amplitude supérieure à la polarisation, le courant grille apparaît en pointe, ainsi que les harmoniques, qu'il faut filtrer.

Le rendement de l'ampli AB est intermédiaire entre celui de la classe A et celui de la classe B.

Étage driver. — En classes AB₂, B et C, la naissance du courant grille entraîne une perte de puissance de l'excitation, qu'il faut compenser par un étage d'attaque ou *driver* capable de fournir une puissance modulée nettement supérieure à la perte pour éviter les distorsions. De plus, la source HT doit pouvoir « encaisser » les grandes variations du courant plaque, donc présenter une grande self d'entrée et une faible résistance.

LES SENSATIONS AUDITIVES

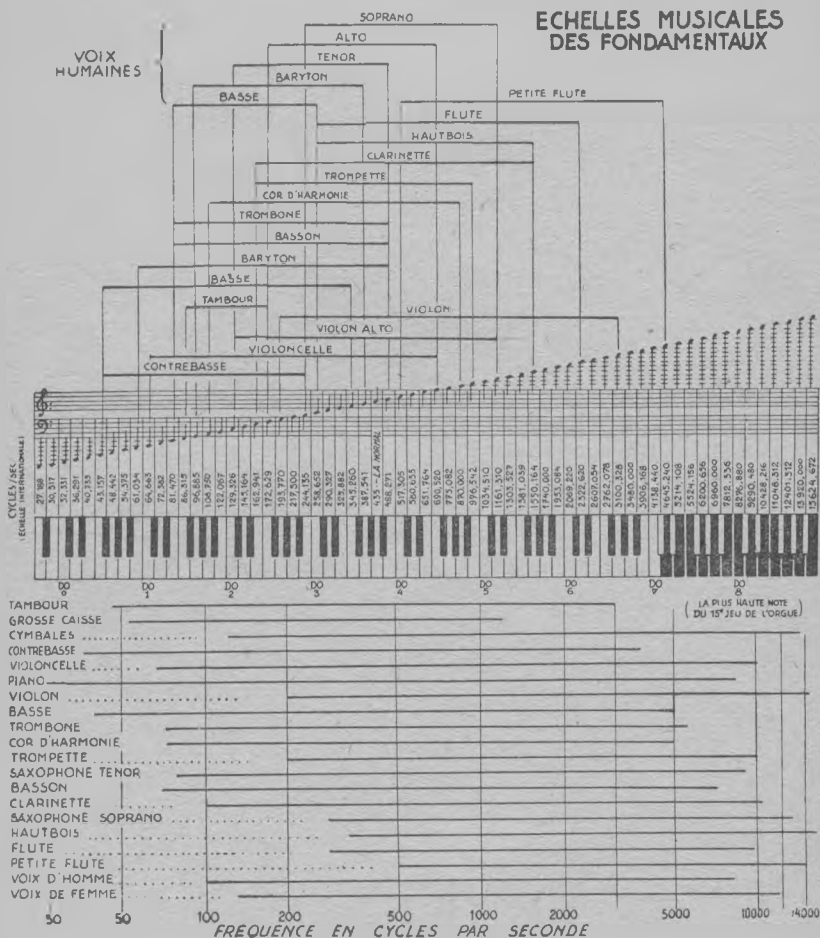
BRUIT	DISTANCE en mètres.	ÉNERGIE sonore relative.	DÉCIBELS
Limite inférieure d'audibilité.	—	0	0
Bruissement du feuillage, brise légère.....	—	10	10
Murmure, jardin tranquille.	1	100	20
Intérieur calme, bureau tran- quille	—	1.000	30
Radio très faible dans inté- rieur.....	—	10.000	40
Bureau courant, intérieur courant.....	—	30.000	45
Auto de luxe « silencieuse »	5-15	100.000	50
Rue de ville moyennement animée.....	—	1.000.000	60
Conversation courante, aspi- teur	—	3.000.000	65
Camion automobile.....	5-15	10.000.000	70
Carrefour urbain à grand tra- fic.....	1	100.000.000	80
Train sur pont métallique..	5-10	1.000.000.000	90
Marteau pneumatique à river	10	3.000.000.000	95
Martèlement de tôle, chau- dronnerie.....	—	10.000.000.000	100
Moteur d'avion.....	3	100.000.000.000	110
Tonnerre, bombardement (sensation douloureuse)..		?	120-130 et plus

ÉCHELLES MUSICALES DES FONDAMENTAUX

- **Au centre** se trouve le clavier normal du piano, prolongé vers la droite par les touches inversées noires des notes aiguës à partir du DO, que le piano ne donne pas. Le nombre de cycles — ou périodes par seconde — correspondant aux notes est indiqué au-dessus des touches, suivant la gamme tempérée internationale basée sur $LA_3 = 435$ cycles.
- **Au-dessus** sont figurés les registres des fondamentaux des voix humaines et de quelques instruments.
- **Au-dessous** se trouvent les échelles de fréquences nécessaires pour assurer une reproduction sans distorsion appréciable du son de quelques instruments et des voix humaines. Ces échelles sont plus étendues que les

registres ci-dessous, parce qu'il faut assurer la bonne reproduction des harmoniques et des sous-harmoniques, en plus des fondamentaux.

● Signalons enfin que l'oreille humaine moyenne présente sa sensibilité maximum entre 2.000 et 3.000 cycles, et qu'elle décèle des sons compris entre 30 et 15.000 cycles environ, c'est-à-dire l'étendue totale du clavier ci-dessus.



CONVERSION DES CARACTÉRISTIQUES DES LAMPES DE PUISSANCE

Triodes, tétrodes et pentodes.

Que deviennent les caractéristiques des lampes de puissance quand la tension anodique diffère de celle indiquée par le constructeur ?

Le tableau suivant répond à la question avec une exactitude très suffisante pour les besoins courants.

Divisez la nouvelle tension par celle indiquée sur les feuilles de caractéristiques, vous obtenez le facteur de conversion de tension anodique compris entre 0,4 et 2,5. Il vous suffira de lire sur la même ligne, dans le tableau, le coefficient par lequel vous devez multiplier les autres caractéristiques correspondantes par le constructeur pour obtenir les caractéristiques qui correspondent à la nouvelle tension anodique.

Exemple : EL 3. Au lieu de la tension de 250 volts indiquée, j'applique seulement 200 volts, ce qui donne le facteur de conversion $200 : 250 = 0,8$. Dans le tableau, je lis sur la ligne 0,8 :

Pour toutes les tensions : coefficient 0,8. Pour les courants : coefficient 0,71. Pour les résistances : coefficient 1,13, etc. Il suffit donc de multiplier les caractéristiques indiquées par ces coefficients pour avoir les caractéristiques correspondant à 200 volts de tension plaque, soit :

Tension $GI = -6 \times 0,8 = -0,48$, courant anode $= 36 \times 0,71 = 25,8$.

Pente $= 9 \times 1,12 = 10$, R de charge $= 7 \times 1,13 = 7,91$, etc.

FACTEURS DE CONVERSION

TENSIONS anode, écran, polarisation.	COURANTS anode, écran, cathode.	RÉSISTANCES interne et charge.	PUISSANCE modulée.	PENTE
0,4	0,26	1,6	0,11	1,6
0,5	0,35	1,42	0,18	1,43
0,6	0,46	1,28	0,29	1,3
0,7	0,59	1,2	0,42	1,2
0,8	0,71	1,13	0,58	1,12
0,9	0,86	1,05	0,78	1,05
1	1	1	1	1
1,1	1,15	0,95	1,25	0,95
1,2	1,3	0,90	1,55	0,91
1,3	1,45	0,87	1,9	0,87
1,4	1,65	0,84	2,3	0,84
1,5	1,85	0,81	2,7	0,81
1,6	2	0,79	3,2	0,79
1,7	2,2	0,76	3,7	0,77
1,8	2,4	0,74	4,2	0,75
1,9	2,6	0,72	4,9	0,72
2	2,8	0,70	5,5	0,70
2,1	3	0,69	6,1	0,68
2,2	3,2	0,67	6,8	0,67
2,3	3,45	0,66	7,5	0,66
2,4	3,65	0,64	8,4	0,64
2,5	3,9	0,63	9,3	0,63

CONSTANTES DES CIRCUITS

La table qui suit permet de déterminer très aisément :

- la longueur d'onde en fonction de la fréquence
- la pulsation $\omega = 2\pi f$, ou son inverse ;
- l'inductance, ou réactance inductive d'une bobine ;
- la capacitance, ou réactance capacitive ;
- le produit LC qui intervient dans le calcul des circuits oscillants, et ceci pour toutes les fréquences comprises entre 10 périodes et 100 mégacycles par seconde.

Il suffit de multiplier par les facteurs suivants les nombres lus dans le tableau.

FACTEURS MULTIPLICATIFS

POUR FRÉQUENCES ENTRE :	MULTIPLIÉ ω par :	MULTIPLIÉ $1/\omega$ par :	MULTIPLIÉ λ par :	MULTIPLIÉ LC par :
10,5 et 100 cycles	1	10^{-4}	10^5	1
105 et 1.000 cycles	10	10^{-5}	10^4	10^{-2}
1.050 et 10.000 cycles ...	10^2	10^{-6}	10^3	10^{-4}
10,5 et 100 kilocycles ...	10^3	10^{-7}	10^2	10^{-6}
105 et 1.000 kilocycles ..	10^4	10^{-8}	10	10^{-8}
1.050 et 10.000 kilocycles	10^5	10^{-9}	1	10^{-10}
10,5 et 100 mégacycles ...	10^6	10^{-10}	0,1	10^{-12}

Pour ceux qui l'auraient oublié, rappelons que multiplier un nombre par 10^3 , par exemple, revient à déplacer la virgule de 3 chiffres à droite (exemple : $2,72 \times 10^3 = 272.000$). Au contraire, multiplier un nombre par 10^{-6} revient à déplacer la virgule de 6 chiffres à gauche (exemple : $5,835 \times 10^{-6} = 0,000005835$).

Calcul d'une inductance. — Il suffit de multiplier la self en henrys par le nombre lu dans la 2^e colonne du tableau ci-dessus en face de la fréquence et par le facteur multiplicatif repris du tableau ci-dessus.

Exemple : self de 350 millihenrys à 3.500 cycles.

$$0,350 \times 219,91 \times 10^2 = 7.690 \text{ ohms environ.}$$

Calcul d'une capacitance. — On divise le nombre lu en face de la fréquence dans la 3^e colonne du tableau ci-dessus par le nombre de microfarads et on multiplie par 10^6 (ou 1 million) et par le facteur multiplicatif.

Si, au lieu des μF , on exprime la capacité en $\mu\mu\text{F}$, on multiplie par 10^{12} au lieu de 10^6 .

Exemple : capacité de 350 $\mu\mu\text{F}$ à 3.500 kilocycles.

$$\frac{45.491 \times 10^{-6} \times 10^{12}}{350} = 129.700 \text{ ohms.}$$

CONSTANTES DES CIRCUITS

Fréquences, pulsation, longueurs d'onde et LO
pour inductances en henrys et capas en microfarads (à utiliser avec
les facteurs du tableau ci-dessous).

FRÉQUENCE	$\omega = 2 \pi f$	$1/\omega = \frac{1}{2 \pi f}$	λ Long. d'onde.	LC.
105	65,974	151,57	285,71	229,75
110	69,115	144,79	272,73	209,34
115	72,257	138,49	260,87	191,52
120	75,398	132,63	250	175,90
125	78,540	127,33	240	162,18
130	81,682	122,43	230,77	149,88
135	84,823	117,89	222,22	138,99
140	87,965	113,68	214,28	129,23
145	91,106	109,76	206,90	120,48
150	94,248	106,10	200	112,58
155	97,389	102,40	193,55	105,44
160	100,53	99,472	183,50	98,945
165	103,67	96,459	181,82	93,040
170	106,81	93,624	176,47	87,646
175	109,96	90,983	171,43	82,708
180	113,10	88,418	166,67	78,179
185	116,24	86,030	162,16	74,011
190	119,38	83,766	157,90	70,167
195	122,52	81,618	153,85	66,615
200	125,66	79,562	150	63,525
205	128,81	77,633	146,35	60,274
210	131,95	75,785	142,85	57,637
215	135,09	74,024	139,54	54,796
220	138,23	72,395	136,36	52,335
225	141,37	70,736	133,33	50,035
230	144,51	69,245	130,43	47,880
235	147,65	67,727	127,66	45,866
240	150,80	66,315	125,00	43,975
245	153,94	64,959	122,45	42,198
250	157,08	63,665	120	40,545
255	160,22	62,415	117,65	38,954
260	163,36	61,215	115,38	37,470
265	166,50	60,060	113,20	36,068
270	169,65	58,995	111,11	34,747
275	172,89	57,841	109,09	33,494
280	175,93	56,840	107,14	32,307
285	179,07	55,844	105,20	31,185
290	182,21	54,880	103,45	30,120
295	185,35	53,952	101,70	29,107

FRÉQUENCE	$\omega = 2 \pi f.$	$1/\omega = \frac{1}{2 \pi f}.$	λ Long. d'onde.	LC.
300	188,47	53,050	100	28,145
305	191,64	52,181	98,36	27,229
310	194,78	51,300	96,77	26,360
315	197,92	50,525	95,238	25,528
320	201,06	49,736	93,700	24,736
325	204,20	48,977	92,308	23,981
330	207,35	48,229	90,910	23,260
335	210,49	47,508	89,559	22,571
340	213,63	46,812	88,245	21,911
345	216,77	46,132	86,956	21,281
350	219,91	45,491	85,715	20,677
355	223,05	44,833	84,390	20,099
360	225,20	44,209	83,335	19,565
365	229,34	43,602	82,192	19,013
370	232,48	43,015	81,080	18,503
375	235,62	42,440	80	18,013
380	238,76	41,883	78,950	17,542
385	241,70	41,339	77,922	17,089
390	245,04	40,809	76,975	16,654
395	248,19	40,293	75,948	16,234
400	251,33	39,781	75	15,831
405	254,47	39,298	74,073	15,442
410	257,61	38,816	73,175	15,068
415	260,75	38,355	72,288	14,707
420	263,89	37,892	71,425	14,409
425	267,04	37,448	70,588	14,023
430	270,18	37,012	69,770	13,699
435	273,32	36,587	68,965	13,386
440	276,46	36,197	68,180	13,084
445	279,60	35,764	67,416	12,788
450	282,74	35,368	66,666	12,509
455	285,89	34,980	65,934	12,238
460	288,03	34,622	65,215	11,970
465	292,17	34,227	64,516	11,715
470	295,31	33,863	63,830	11,466
475	298,45	33,505	63,161	11,227
480	301,59	33,157	62,500	10,994
485	304,74	32,815	61,856	10,768
490	307,88	32,479	61,225	10,549
495	311,02	32,152	60,604	10,337
500	314,16	31,832	60	10,136
505	317,30	31,516	59,406	9,9322
510	320,44	31,207	58,825	9,7380

FRÉQUENCE	$\omega = 2 \pi f.$	$1/\omega = \frac{1}{2 \pi f}.$	Long. λ d'onde.	LC.
515	323,59	30,903	58,251	9,5524
520	326,73	30,607	57,690	9,3675
525	329,87	30,317	57,142	9,1898
530	333,01	30,030	56,600	9,0170
535	336,15	29,748	56,075	8,8498
540	339,29	29,497	55,555	8,6867
545	342,43	29,203	55,045	8,5276
550	345,58	28,920	54,545	8,3735
555	348,72	28,676	54,054	8,2234
560	350,86	28,420	53,570	8,0767
565	355	28,169	53,097	7,9348
570	358,14	27,922	52,630	7,7962
575	361,28	27,679	52,174	7,6610
580	364,43	27,440	51,725	7,5296
585	367,57	27,207	51,280	7,4013
590	370,71	26,976	50,850	7,2767
595	373,85	26,749	50,420	7,1547
600	376,99	26,525	50	7,0362
605	380,13	26,308	49,586	6,9200
610	383,28	26,090	49,180	6,8072
615	386,42	25,878	48,780	6,6968
620	389,56	25,650	48,385	6,5900
625	392,70	25,468	48	6,4844
630	395,84	25,262	47 619	6,3820
635	398,98	25,063	47,244	6,2819
640	402,12	24,868	46,850	6,1840
645	405,27	24,674	46,511	6,0885
650	408,41	24,488	46,154	5,9952
655	441,55	24,298	45,801	5,9040
660	413,69	24,114	45,455	5,8150
665	417,83	23,933	45,113	5,7279
670	420,97	23,754	44,779	5,6425
675	424,12	23,578	44,445	5,5466
680	427,26	23,406	44,122	5,4777
685	430,39	23,238	43,796	5,3982
690	433,54	23,066	43,478	5,3202
695	436,68	22,900	43,166	5,2441
700	439,82	22,745	42,857	5,1492
705	442,97	22,575	42,553	5,0962
710	446,11	22,416	42,195	5,0247
715	449,25	22,259	41,957	4,9546
720	452,39	22,104	41,667	4,8912
725	455,53	21,953	41,379	4,8189
730	458,67	21,801	41,609	4,7532

FRÉQUENCE	$\omega = 2 \pi f.$	$1/w = \frac{1}{2 \pi f}$	λ Long. d'onde.	LC.
735	461,82	21,655	40,817	4,6887
740	464,96	21,507	40,540	4,6257
745	468,10	21,363	40,268	4,5636
750	471,24	21,220	40	4,5032
755	474,38	21,080	39,735	4,4436
760	476,52	20,941	39,475	4,3855
765	480,67	20,804	38,215	4,3282
770	483,81	20,669	38,961	4,2722
775	486,95	20,536	38,710	4,2173
780	490,09	20,404	38,487	4,1635
785	493,23	20,275	38,216	4,1105
790	496,37	20,146	37,974	4,0585
795	499,51	20,019	37,735	4,0076
800	502,66	19,891	37,500	3,9577
805	505,80	19,770	37,267	3,9087
810	508,94	19,649	37,036	3,8605
815	512,08	19,528	36,810	3,8134
820	515,22	19,408	36,587	3,7670
825	518,36	19,292	36,364	3,7216
830	521,51	19,177	36,144	3,6767
835	524,65	19,060	35,927	3,6337
840	527,79	18,946	35,712	3,6022
845	530,93	18,835	35,502	3,5474
850	534,07	18,724	35,294	3,5062
855	537,21	18,614	35,087	3,4657
860	539,36	18,506	34,885	3,4242
865	543,50	18,399	34,682	3,3852
870	546,64	18,293	34,487	3,3465
875	549,78	18,189	34,285	3,3082
880	552,92	18,098	34,090	3,2710
885	556,06	17,988	33,898	3,2341
890	558,92	17,882	33,708	3,1970
895	562,35	17,783	33,520	3,1622
900	565,49	17,689	33,333	3,1272
905	568,63	17,586	33,150	3,0926
910	571,77	17,490	32,967	3,0595
915	574,91	17,378	32,787	3,0254
920	578,05	17,311	32,607	2,9925
925	581,20	17,206	32,432	2,9604
930	584,34	17,113	32,258	2,9287
935	587,48	17,022	32,086	2,8974
940	590,62	16,931	31,915	2,8665
945	593,76	16,842	31,746	2,8364
950	596,90	16,752	31,580	2,8067

FRÉQUENCE	$\omega = 2 \pi f$	$1/\omega = \frac{1}{2 f}$	λ Long. d'onde.	LC.
955	600,05	16,665	31,414	2,7774
960	602,19	16,578	31,250	2,7485
965	606,33	16,492	31,088	2,7200
970	609,47	16,407	30,928	2,6920
975	612,61	16,324	30,770	2,6646
980	615,75	16,239	30,617	2,6372
985	618,90	16,158	30,456	2,6106
990	622,04	16,071	30,302	2,5842
995	625,18	15,995	30,150	2,5586
1.000	628,32	15,916	30	2,5330

LES LOGARITHMES

Pour ceux de nos lecteurs qui l'ignorent ou l'ont oublié, rappelons que les logarithmes sont de merveilleux serviteurs qui transforment les calculs les plus trapus en jeux d'enfant.

Les logarithmes, malgré leur nom rébarbatif, sont tout simplement des nombres. A chaque nombre connu, entier ou fractionnaire, correspond un nouveau nombre qui est son logarithme et qu'on trouve dans une table comme celle qui accompagne cet exposé. Donc, connaissant un nombre, je puis lire son logarithme dans une table, et réciproquement la connaissance d'un logarithme permet de retrouver le nombre dans la table.

Voyons maintenant comment on utilise ces précieux logarithmes — ou « logs », comme on les appelle pour aller plus vite.

Produit de deux ou plusieurs facteurs. — Il suffit de chercher dans la table le log de chaque facteur et de les additionner, on obtient ainsi le log du produit, et la table donne aussitôt ce dernier.

Quotient de deux nombres. — C'est l'opération inverse. On cherche dans la table le log du dividende, on retranche le log du diviseur, et on obtient le log du quotient. Ce quotient se lit alors dans la table en face de son log.

Élévation à une puissance. — On cherche le logarithme du nombre dans la table, on le multiplie par l'ordre de la puissance (par exemple, par 3 s'il s'agit d'élever le nombre à la puissance trois) et on obtient le log du résultat, qu'il suffit de lire dans la table. L'ordre de la puissance peut être fractionnaire, ce n'est pas plus compliqué.

Extraction d'une racine. — C'est l'inverse : après avoir lu le log du nombre dans la table, on le divise par l'ordre de la racine (par exemple, par 2 pour une racine carrée, par 3 pour une racine cubique, etc.) et on obtient le log du résultat.

Nous nous arrêtons là. Cela suffit pour voir l'énorme intérêt des logs, qui transforment une multiplication en addition, une division en soustraction, une extraction de racine, même fractionnaire, en une simple division (qu'on peut du reste faire aussi par les logs !).

Un logarithme est donc un nombre plus ou moins magique, c'est en quelque sorte le « numéro matricule » de tout nombre connu. Tout log

LOGARITHMES

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2	3	4	5	6	7	8	9
10	0000	0043	0086	0128	0170	0212	0253	0294	0334	0374	4	8	12	17	21	25	29	33	37
11	0414	0453	0492	0531	0569	0607	0645	0682	0719	0755	4	8	11	15	19	23	26	30	34
12	0792	0828	0864	0899	0934	0969	1004	1038	1072	1106	3	7	10	14	17	21	24	28	31
13	1139	1173	1206	1239	1271	1303	1335	1367	1399	1430	3	6	10	13	16	19	23	26	29
14	1461	1492	1523	1553	1584	1614	1644	1673	1703	1732	3	6	9	12	15	18	21	24	27
15	1761	1790	1818	1847	1875	1903	1931	1959	1987	2014	3	6	8	11	14	17	20	22	25
16	2041	2068	2095	2122	2148	2175	2201	2227	2253	2279	3	5	8	11	13	16	18	21	24
17	2304	2330	2355	2380	2405	2430	2455	2480	2504	2529	2	5	7	10	12	15	17	20	22
18	2553	2577	2601	2625	2648	2672	2695	2718	2742	2765	2	5	7	9	12	14	16	19	21
19	2788	2810	2833	2856	2878	2900	2923	2945	2967	2989	2	4	7	9	11	13	16	18	20
20	3010	3032	3054	3075	3096	3118	3139	3160	3181	3201	2	4	6	8	11	13	15	17	19
21	3222	3243	3263	3284	3304	3324	3345	3365	3385	3404	2	4	6	8	10	12	14	16	18
22	3424	3444	3464	3483	3502	3522	3541	3560	3579	3598	2	4	6	8	10	12	14	15	17
23	3617	3636	3655	3674	3692	3711	3729	3747	3766	3784	2	4	6	7	9	11	13	15	17
24	3802	3820	3838	3856	3874	3892	3909	3927	3945	3962	2	4	5	7	9	11	12	14	16
25	3970	3987	4014	4031	4048	4065	4082	4099	4116	4133	2	3	5	7	9	10	12	14	15
26	4150	4166	4183	4200	4216	4232	4249	4265	4281	4298	2	3	5	7	8	10	11	13	15
27	4314	4330	4346	4362	4378	4393	4409	4425	4440	4456	2	3	5	6	8	9	11	13	14
28	4472	4487	4502	4518	4533	4548	4564	4579	4594	4609	2	3	5	6	8	9	11	12	14
29	4624	4639	4654	4669	4683	4698	4713	4728	4742	4757	1	3	4	6	7	9	10	12	13
30	4771	4786	4800	4814	4829	4843	4857	4871	4886	4900	1	3	4	6	7	9	10	11	13
31	4914	4928	4942	4955	4969	4983	4997	5011	5024	5038	1	3	4	6	7	8	10	11	12
32	5051	5065	5079	5092	5105	5119	5132	5145	5159	5172	1	3	4	5	7	8	9	11	12
33	5185	5198	5211	5224	5237	5250	5263	5276	5289	5302	1	3	4	5	6	8	9	10	12
34	5315	5328	5340	5353	5366	5378	5391	5403	5416	5428	1	3	4	5	6	8	9	10	11
35	5441	5453	5465	5478	5490	5502	5514	5527	5539	5551	1	2	4	5	6	7	9	10	11
36	5563	5575	5587	5599	5611	5623	5635	5647	5658	5670	1	2	4	5	6	7	8	10	11
37	5682	5694	5705	5717	5729	5740	5752	5763	5775	5786	1	2	3	5	6	7	8	9	10
38	5798	5809	5821	5832	5843	5855	5866	5877	5888	5899	1	2	3	5	6	7	8	9	10
39	5911	5922	5933	5944	5955	5966	5977	5988	5999	6010	1	2	3	4	5	7	8	9	10
40	6021	6031	6042	6053	6064	6075	6085	6096	6107	6117	1	2	3	4	5	6	8	9	10
41	6128	6138	6149	6160	6170	6180	6191	6201	6212	6222	1	2	3	4	5	6	7	8	9
42	6232	6243	6253	6263	6274	6284	6294	6304	6314	6325	1	2	3	4	5	6	7	8	9
43	6335	6345	6355	6365	6375	6385	6395	6405	6415	6425	1	2	3	4	5	6	7	8	9
44	6435	6444	6454	6464	6474	6484	6493	6503	6513	6522	1	2	3	4	5	6	7	8	9
45	6532	6542	6551	6561	6571	6580	6590	6600	6609	6618	1	2	3	4	5	6	7	8	9
46	6628	6637	6646	6656	6665	6675	6684	6693	6702	6712	1	2	3	4	5	6	7	7	8
47	6721	6730	6739	6749	6758	6767	6776	6785	6794	6803	1	2	3	4	5	5	6	7	8
48	6812	6821	6830	6839	6848	6857	6866	6875	6884	6893	1	2	3	4	4	5	6	7	8
49	6902	6911	6920	6928	6937	6946	6955	6964	6972	6981	1	2	3	4	4	5	6	7	8
50	6990	6998	7007	7016	7024	7033	7042	7050	7059	7067	1	2	3	3	4	5	6	7	8
51	7076	7084	7093	7101	7110	7118	7126	7135	7143	7152	1	2	3	3	4	5	6	7	8
52	7160	7168	7177	7185	7193	7202	7210	7218	7226	7235	1	2	3	3	4	5	6	7	7
53	7243	7251	7259	7267	7275	7284	7292	7300	7308	7316	1	2	3	3	4	5	6	6	7
54	7324	7332	7340	7348	7356	7364	7372	7380	7388	7396	1	2	3	3	4	5	6	6	7

se compose de deux parties, une partie entière qui se trouve avant la virgule, et une partie fractionnaire qui se trouve après la virgule. Exemple : 2,3579.

La partie entière, ou *caractéristique*, peut être positive ou négative, mais la partie fractionnaire, ou *mantisse*, est toujours positive. C'est drôle, mais c'est comme cela. Par exemple, 2,6276 est le log du nombre 424,25 : ici, la caractéristique 2 et la mantisse 6276 sont toutes deux positives. Par contre, le logarithme du nombre 0,018 aura une caractéristique négative, alors que sa mantisse sera toujours positive. Pourquoi ? Parce que ce nombre n'a pas de partie entière, mais seulement une partie décimale, comme nous l'allons voir.

LOGARITHMES (Suite)

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2	3	4	5	6	7	8	9
55	7404	7412	7419	7427	7435	7443	7451	7459	7466	7474	1	2	2	3	4	5	5	6	7
56	7482	7490	7497	7505	7513	7520	7528	7536	7543	7551	1	2	2	3	4	5	5	6	7
57	7559	7566	7574	7582	7589	7597	7604	7612	7619	7627	1	2	2	3	4	5	5	6	7
58	7634	7642	7649	7657	7664	7672	7679	7686	7694	7701	1	1	2	3	4	4	5	6	7
59	7709	7716	7723	7731	7738	7745	7752	7760	7767	7774	1	1	2	3	4	4	5	6	7
60	7782	7789	7796	7803	7810	7818	7825	7832	7839	7846	1	1	2	3	4	4	5	6	6
61	7853	7860	7868	7875	7882	7889	7896	7903	7910	7917	1	1	2	3	4	4	5	6	6
62	7924	7931	7938	7945	7952	7959	7966	7973	7980	7987	1	1	2	3	3	4	5	6	6
63	7993	8000	8007	8014	8021	8028	8035	8041	8048	8055	1	1	2	3	3	4	5	5	6
64	8062	8069	8077	8082	8089	8096	8102	8109	8116	8122	1	1	2	3	3	4	5	5	6
65	8129	8136	8142	8149	8156	8162	8169	8176	8182	8189	1	1	2	3	3	4	5	5	6
66	8195	8202	8209	8215	8222	8228	8235	8241	8248	8254	1	1	2	3	3	4	5	5	6
67	8261	8267	8274	8280	8287	8293	8299	8306	8312	8319	1	1	2	3	3	4	5	5	6
68	8325	8331	8338	8344	8351	8357	8363	8370	8376	8382	1	1	2	3	3	4	4	5	6
69	8388	8395	8401	8407	8414	8420	8426	8432	8439	8445	1	1	2	2	3	4	4	5	6
70	8451	8457	8463	8470	8476	8482	8488	8494	8500	8506	1	1	2	2	3	4	4	5	6
71	8513	8519	8525	8531	8537	8543	8549	8555	8561	8567	1	1	2	2	3	4	4	5	5
72	8573	8579	8585	8591	8597	8603	8609	8615	8621	8627	1	1	2	2	3	4	4	5	5
73	8633	8639	8645	8651	8657	8663	8669	8675	8681	8686	1	1	2	2	3	4	4	5	5
74	8692	8698	8704	8710	8716	8722	8727	8733	8739	8745	1	1	2	2	3	4	4	5	5
75	8751	8756	8762	8768	8774	8779	8785	8791	8797	8802	1	1	2	2	3	3	4	5	5
76	8808	8814	8820	8825	8831	8837	8842	8848	8854	8859	1	1	2	2	3	3	4	5	5
77	8865	8871	8876	8882	8887	8893	8899	8904	8910	8915	1	1	2	2	3	3	4	5	5
78	8921	8927	8932	8938	8943	8949	8954	8960	8965	8971	1	1	2	2	3	3	4	4	5
79	8976	8982	8987	8993	8998	9004	9009	9015	9020	9025	1	1	2	2	3	3	4	4	5
80	9031	9036	9042	9047	9053	9058	9063	9069	9074	9079	1	1	2	2	3	3	4	4	5
81	9085	9090	9096	9101	9106	9112	9117	9122	9128	9133	1	1	2	2	3	3	4	4	5
82	9138	9143	9149	9154	9159	9165	9170	9175	9180	9186	1	1	2	2	3	3	4	4	5
83	9191	9196	9201	9206	9212	9217	9222	9227	9232	9238	1	1	2	2	3	3	4	4	5
84	9243	9248	9253	9258	9263	9269	9274	9279	9284	9289	1	1	2	2	3	3	4	4	5
85	9294	9299	9304	9309	9315	9320	9325	9330	9335	9340	1	1	2	2	3	3	4	4	5
86	9345	9350	9355	9360	9365	9370	9375	9380	9385	9390	1	1	2	2	3	3	4	4	5
87	9395	9400	9405	9410	9415	9420	9425	9430	9435	9440	0	1	1	2	2	3	3	4	4
88	9445	9450	9455	9460	9465	9469	9474	9479	9484	9489	0	1	1	2	2	3	3	4	4
89	9494	9499	9504	9509	9513	9518	9523	9528	9533	9538	0	1	1	2	2	3	3	4	4
90	9542	9547	9552	9557	9562	9566	9571	9576	9581	9586	0	1	1	2	2	3	3	4	4
91	9590	9595	9600	9605	9609	9614	9619	9624	9628	9633	0	1	1	2	2	3	3	4	4
92	9638	9643	9647	9652	9657	9661	9666	9671	9675	9680	0	1	1	2	2	3	3	4	4
93	9685	9689	9694	9699	9704	9708	9713	9717	9722	9727	0	1	1	2	2	3	3	4	4
94	9731	9736	9741	9745	9750	9754	9759	9763	9768	9773	0	1	1	2	2	3	3	4	4
95	9777	9782	9786	9791	9795	9800	9805	9809	9814	9818	0	1	1	2	2	3	3	4	4
96	9823	9827	9832	9836	9841	9845	9850	9854	9859	9863	0	1	1	2	2	3	3	4	4
97	9868	9872	9877	9881	9886	9890	9894	9899	9903	9908	0	1	1	2	2	3	3	4	4
98	9912	9917	9921	9926	9930	9934	9939	9943	9948	9952	0	1	1	2	2	3	3	4	4
99	9956	9961	9965	9969	9974	9978	9983	9987	9991	9996	0	1	1	2	2	3	3	4	4

Pour écrire le log d'un nombre, on écrit d'abord la caractéristique c'est-à-dire ce qui est avant la virgule. Rien de plus simple : regardez votre nombre, comptez combien il a de chiffres entiers et retranchez un : cela vous donne la caractéristique. Par exemple, les nombres 870 et 112,50 ont tous deux trois chiffres entiers, la caractéristique de leur log est donc 2. Nous écrivons donc 2, nous mettons une virgule, et nous faisons suivre de la mantisse qui se trouve dans les tables.

Et s'il s'agit d'un nombre fractionnaire, sans partie entière (exemple 0,0185), la caractéristique sera négative alors que la mantisse donnée par la table sera toujours positive. Cette caractéristique, nous la déterminons comme ceci : nous comptons combien il y a de zéros immédiatement après

ANTILOGARITHMES

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2	3	4	5	6	7	8
.00	1000	1002	1005	1007	1009	1012	1014	1016	1019	1021	0	0	1	1	1	1	2	2
.01	1023	1026	1028	1030	1033	1035	1038	1040	1042	1045	0	0	1	1	1	1	2	2
.02	1047	1050	1052	1054	1057	1059	1062	1064	1067	1069	0	0	1	1	1	1	2	2
.03	1072	1074	1076	1079	1081	1084	1086	1089	1091	1094	0	0	1	1	1	1	2	2
.04	1096	1099	1102	1104	1107	1109	1112	1114	1117	1119	0	1	1	1	1	2	2	2
.05	1122	1125	1127	1130	1132	1135	1138	1140	1143	1146	0	1	1	1	1	2	2	2
.06	1148	1151	1153	1156	1159	1161	1164	1167	1169	1172	0	1	1	1	1	2	2	2
.07	1175	1178	1180	1183	1186	1189	1191	1194	1197	1199	0	1	1	1	1	2	2	2
.08	1202	1205	1208	1211	1213	1216	1219	1222	1225	1227	0	1	1	1	1	2	2	3
.09	1230	1233	1236	1239	1242	1245	1247	1250	1253	1256	0	1	1	1	1	2	2	3
.10	1259	1262	1265	1268	1271	1274	1276	1279	1282	1285	0	1	1	1	1	2	2	3
.11	1288	1291	1294	1297	1300	1303	1306	1309	1312	1315	0	1	1	1	2	2	2	3
.12	1318	1321	1324	1327	1330	1334	1337	1340	1343	1346	0	1	1	1	2	2	2	3
.13	1349	1352	1355	1358	1361	1365	1368	1371	1374	1377	0	1	1	1	2	2	2	3
.14	1380	1384	1387	1390	1393	1396	1400	1403	1406	1409	0	1	1	1	2	2	2	3
.15	1413	1416	1419	1422	1426	1429	1432	1435	1439	1442	0	1	1	1	2	2	2	3
.16	1445	1449	1452	1455	1459	1462	1466	1469	1472	1476	0	1	1	1	2	2	2	3
.17	1479	1483	1486	1489	1493	1496	1500	1503	1507	1510	0	1	1	1	2	2	2	3
.18	1514	1517	1521	1524	1528	1531	1535	1538	1542	1545	0	1	1	1	2	2	2	3
.19	1549	1552	1556	1560	1563	1567	1570	1574	1578	1581	0	1	1	1	2	2	3	3
.20	1585	1589	1592	1596	1600	1603	1607	1611	1614	1618	0	1	1	1	2	2	3	3
.21	1622	1626	1629	1633	1637	1641	1644	1648	1652	1656	0	1	1	1	2	2	3	3
.22	1660	1663	1667	1671	1675	1679	1683	1687	1690	1694	0	1	1	2	2	2	3	3
.23	1698	1702	1706	1710	1714	1718	1722	1726	1730	1734	0	1	1	2	2	2	3	3
.24	1738	1742	1746	1750	1754	1758	1762	1766	1770	1774	0	1	1	2	2	2	3	4
.25	1778	1782	1786	1791	1795	1799	1803	1807	1811	1816	0	1	1	2	2	2	3	4
.26	1820	1824	1828	1832	1837	1841	1845	1849	1854	1858	0	1	1	2	2	3	3	4
.27	1862	1866	1871	1875	1879	1884	1888	1892	1897	1901	0	1	1	2	2	3	3	4
.28	1905	1910	1914	1919	1923	1928	1932	1936	1941	1945	0	1	1	2	2	3	3	4
.29	1950	1954	1959	1963	1968	1972	1977	1982	1986	1991	0	1	1	2	2	3	3	4
.30	1995	2000	2004	2009	2014	2018	2023	2028	2032	2037	0	1	1	2	2	3	3	4
.31	2042	2046	2051	2056	2061	2065	2070	2075	2080	2084	0	1	1	2	2	3	3	4
.32	2089	2094	2099	2104	2109	2113	2118	2123	2128	2133	0	1	1	2	2	3	3	4
.33	2138	2143	2148	2153	2158	2163	2168	2173	2178	2183	0	1	1	2	2	3	3	4
.34	2188	2193	2198	2203	2208	2213	2218	2223	2228	2234	1	1	2	2	3	3	4	5
.35	2239	2244	2249	2254	2259	2265	2270	2275	2280	2286	1	1	2	2	3	3	4	5
.36	2291	2296	2301	2307	2312	2317	2323	2328	2333	2339	1	1	2	2	3	3	4	5
.37	2344	2350	2355	2360	2366	2371	2377	2382	2388	2393	1	1	2	2	3	3	4	5
.38	2399	2404	2410	2415	2421	2427	2432	2438	2443	2449	1	1	2	2	3	3	4	5
.39	2455	2460	2466	2472	2477	2483	2489	2495	2500	2506	1	1	2	2	3	3	4	5
.40	2512	2518	2523	2529	2535	2541	2547	2553	2559	2564	1	1	2	2	3	3	4	5
.41	2570	2576	2582	2588	2594	2600	2606	2612	2618	2624	1	1	2	2	3	3	4	5
.42	2630	2636	2642	2649	2655	2661	2667	2673	2679	2685	1	1	2	2	3	3	4	5
.43	2692	2698	2704	2710	2716	2723	2729	2735	2742	2748	1	1	2	2	3	3	4	5
.44	2754	2761	2767	2773	2780	2786	2793	2799	2805	2812	1	1	2	2	3	3	4	5
.45	2818	2825	2831	2838	2844	2851	2858	2864	2871	2877	1	1	2	2	3	3	4	5
.46	2884	2891	2897	2904	2911	2917	2924	2931	2938	2944	1	1	2	2	3	3	4	5
.47	2951	2958	2965	2972	2979	2985	2992	2999	3006	3013	1	1	2	2	3	3	4	5
.48	3020	3027	3034	3041	3048	3055	3062	3069	3076	3083	1	1	2	2	3	3	4	5
.49	3090	3097	3105	3112	3119	3126	3133	3141	3148	3155	1	1	2	2	3	3	4	5

la virgule, et nous ajoutons un. Dans l'exemple ci-dessus, la caractéristique sera — 2, tandis que la mantisse sera 2672 d'après la table. Donc, le logarithme complet de 0,0185 est formé de l'entier négatif — 2 et de la fraction positive 2672. Drôle de nombre ! Aussi, pour éviter de croire que tout le log est négatif, l'écrit-on d'une certaine façon : on met

ANTILOGARITHMES (Suite)

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2	3	4	5	6	7	8	9
.50	3162	3170	3177	3184	3192	3199	3206	3214	3221	3228	1	1	2	3	4	4	5	6	7
.51	3236	3243	3251	3258	3266	3273	3281	3289	3296	3304	1	2	2	3	4	5	5	6	7
.52	3311	3319	3327	3334	3342	3350	3357	3365	3373	3381	1	2	2	3	4	5	5	6	7
.53	3388	3396	3404	3412	3420	3428	3436	3443	3451	3459	1	2	2	3	4	5	6	6	7
.54	3467	3475	3483	3491	3499	3508	3516	3524	3532	3540	1	2	2	3	4	5	6	6	7
.55	3548	3556	3565	3573	3581	3589	3597	3606	3614	3622	1	2	2	3	4	5	6	7	7
.56	3631	3639	3648	3656	3664	3673	3681	3690	3698	3707	1	2	3	3	4	5	6	7	8
.57	3715	3724	3733	3741	3750	3758	3767	3776	3784	3793	1	2	3	3	4	5	6	7	8
.58	3802	3811	3819	3828	3837	3846	3855	3864	3873	3882	1	2	3	4	4	5	6	7	8
.59	3890	3899	3908	3917	3926	3936	3945	3954	3963	3972	1	2	3	4	5	5	6	7	8
.60	3981	3990	3999	4009	4018	4027	4036	4046	4055	4064	1	2	3	4	5	6	6	7	8
.61	4074	4083	4093	4102	4111	4121	4130	4140	4150	4159	1	2	3	4	5	6	7	8	9
.62	4169	4178	4188	4198	4207	4217	4227	4236	4246	4256	1	2	3	4	5	6	7	8	9
.63	4266	4276	4285	4295	4305	4315	4325	4335	4345	4355	1	2	3	4	5	6	7	8	9
.64	4365	4375	4385	4395	4406	4416	4426	4436	4446	4457	1	2	3	4	5	6	7	8	9
.65	4467	4477	4487	4498	4508	4519	4529	4539	4550	4560	1	2	3	4	5	6	7	8	9
.66	4571	4581	4592	4603	4613	4624	4634	4645	4656	4667	1	2	3	4	5	6	7	8	10
.67	4677	4688	4699	4710	4721	4732	4742	4753	4764	4775	1	2	3	4	5	6	7	8	9
.68	4786	4797	4808	4819	4831	4842	4853	4864	4875	4887	1	2	3	4	6	7	8	9	10
.69	4898	4909	4920	4932	4943	4955	4966	4977	4989	5000	1	2	3	5	6	7	8	9	10
.70	5012	5023	5035	5047	5058	5070	5082	5093	5105	5117	1	2	4	5	6	7	8	9	11
.71	5129	5140	5152	5164	5176	5188	5200	5212	5224	5236	1	2	4	5	6	7	8	10	11
.72	5248	5260	5272	5284	5297	5309	5321	5333	5346	5358	1	2	4	5	6	7	9	10	11
.73	5370	5383	5395	5408	5420	5433	5445	5458	5470	5483	1	3	4	5	6	8	9	10	11
.74	5495	5508	5521	5534	5546	5559	5572	5585	5598	5610	1	3	4	5	6	8	9	10	12
.75	5623	5636	5649	5662	5675	5689	5702	5715	5728	5741	1	3	4	5	7	8	9	10	12
.76	5754	5768	5781	5794	5808	5821	5834	5848	5861	5875	1	3	4	5	7	8	9	11	12
.77	5888	5902	5916	5929	5943	5957	5970	5984	5998	6012	1	3	4	5	7	8	10	11	12
.78	6026	6039	6053	6067	6081	6095	6109	6124	6138	6152	1	3	4	6	7	8	10	11	13
.79	6166	6180	6194	6209	6223	6237	6252	6266	6281	6295	1	3	4	6	7	9	10	11	13
.80	6310	6324	6339	6353	6368	6383	6397	6412	6427	6442	1	3	4	6	7	9	10	12	13
.81	6457	6471	6486	6501	6516	6531	6546	6561	6577	6592	2	3	5	6	8	9	11	12	14
.82	6607	6622	6637	6653	6668	6683	6699	6714	6730	6745	2	3	5	6	8	9	11	12	14
.83	6761	6776	6792	6808	6823	6839	6854	6871	6887	6902	2	3	5	6	8	9	11	13	14
.84	6918	6934	6950	6966	6982	6998	7015	7031	7047	7063	2	3	5	6	8	10	11	13	15
.85	7079	7096	7112	7129	7145	7161	7178	7194	7211	7228	2	3	5	7	8	10	12	13	15
.86	7244	7261	7278	7295	7311	7328	7345	7362	7379	7396	2	3	5	7	8	10	12	13	15
.87	7413	7430	7447	7464	7482	7499	7516	7534	7551	7568	2	4	5	7	9	10	12	14	16
.88	7586	7603	7621	7638	7656	7674	7691	7709	7727	7745	2	4	5	7	9	11	12	14	16
.89	7762	7780	7798	7816	7834	7852	7870	7889	7907	7925	2	4	5	7	9	11	13	14	16
.90	7943	7962	7980	7998	8017	8035	8054	8072	8091	8110	2	4	6	7	9	11	13	15	17
.91	8128	8147	8166	8185	8204	8222	8241	8260	8279	8299	2	4	6	8	9	11	13	15	17
.92	8318	8337	8356	8375	8395	8414	8433	8452	8472	8492	2	4	6	8	10	12	14	15	17
.93	8511	8531	8551	8570	8590	8610	8630	8650	8670	8690	2	4	6	8	10	12	14	16	18
.94	8710	8730	8750	8770	8790	8810	8831	8851	8872	8892	2	4	6	8	10	12	14	16	18
.95	8913	8933	8954	8974	8995	9016	9036	9057	9078	9099	2	4	6	8	10	12	15	17	19
.96	9120	9141	9162	9183	9204	9226	9247	9268	9290	9311	2	4	6	8	11	13	15	17	19
.97	9333	9354	9376	9397	9419	9441	9462	9484	9506	9528	2	4	7	9	11	13	15	17	20
.98	9550	9572	9594	9616	9638	9661	9683	9705	9727	9750	2	4	7	9	11	13	16	18	20
.99	9772	9795	9817	9840	9863	9886	9908	9931	9954	9977	2	5	7	9	11	14	16	18	20

le signe « moins » non pas devant le 2, mais au-dessus, pour bien marquer que lui seul est négatif ; comme ceci :

$$\overline{2,2672} \text{ est le log de } 0,0185.$$

Le lecteur devine déjà que la mantisse est la partie la plus importante du log, malgré les apparences. En effet, la précision des calculs

dépend de la précision de cette mantisse — on a même dressé des tables qui les donnent avec 13 décimales exactes. Mais elles sont volumineuses et leur usage est difficile, aussi nous bornerons-nous à donner une table à 4 décimales, qui permet déjà une approximation suffisante pour la pratique de la radio.

Le mieux est de prendre un exemple. Soit à trouver le log de 36.726,51. Il y a 5 chiffres à gauche de la virgule, nous pouvons donc écrire d'emblée la caractéristique, 5 moins 1, soit 4. Nous posons la virgule et nous cherchons la mantisse dans la table de logarithmes.

Dans la colonne de gauche, nous lisons les deux premiers chiffres 36. Nous suivons la ligne jusqu'à la colonne surmontée du 3^e chiffre qui est 7, ce qui nous donne la mantisse 5647. S'il n'y avait plus que des zéros après ces trois premiers chiffres du nombre, ce serait fini, car cette mantisse 5647 est la même pour 367,00, ou 3,670, ou 36.7000, ou même pour 3,67 et pour 0,000367. Si nous ne tenons pas à la précision, nous pouvons négliger le reste du nombre et nous contenter de l'arrondir à 36.700 : l'erreur ne sera pas bien grande, notre log est alors : 4,5647.

Mais nous voulons plus de précision. Il faut alors utiliser les nombres additifs des colonnes de droite. Puisque notre nombre est compris entre 36.700 et 36.800, il saute aux yeux que sa mantisse sera comprise entre 5647 et celle qui la suit immédiatement, soit 5658. Nous allons déterminer ce qu'il faut ajouter à la première mantisse. Le chiffre suivant de notre nombre est 2. Suivons la même ligne jusqu'à la colonne marquée 2 en haut, et nous lisons 2 : nous l'ajoutons aux unités de la mantisse, qui devient 5649. De même, sur la même ligne, le chiffre suivant 6 du nombre nous donne 7, qui représente le nombre de dixièmes d'unité à ajouter à la mantisse : nous écrirons donc 56497. De même, le chiffre suivant 9, toujours sur la même ligne, donne dans la colonne 9 de droite le nombre 11, qui représente les centièmes à ajouter à la mantisse, qui devient 5649 81. En somme, nous avons fait l'addition suivante

Pour 36.700.....	mantisse ,5647	
—	20.....	ajouter /	2
—	6.....	—	0,7
—	0,9.....	—	0,11
Mantisse définitive.....			,5649 81

si bien que le log de 36.726,9 est 4,564981.

Les opérations d'addition, de soustraction, de multiplication et de division qu'on fait sur les logs ainsi déterminés n'offrent aucune difficulté. Il suffit simplement de se rappeler que la mantisse est toujours positive. Voici quelques exemples :

Addition de 2,56467 et 0,76008. Le total est évidemment : 3,32475.

Addition de 3,40965 et 1,74532. L'addition des mantisses donne 1,16497 ; on ajoute algébriquement les caractéristiques, soit + 1 — 3, ce qui donne finalement 1,16497.

Soustraction de 2,3456 de 3,15644. Nous retranchons d'abord la mantisse ,3456 de 3,15644, ce qui donne 2,81084. Il faut de plus soustraire la caractéristique — 2, résultat : 0,81084.

Multiplication de 3,27875 par 5. Il faut diviser l'opération en deux tranches. Multiplions d'abord — 3 par 5, cela fait — 15. Multiplions ensuite ,27875 par 5, cela donne 1,39375. Ajoutons le tout, nous obtenons 14,39375.

Comme on le voit, tout ceci n'a rien de sorcier, et l'explication est certes beaucoup plus compliquée que les opérations elles-mêmes. Il ne

nous reste plus qu'à retrouver le nombre, connaissant son logarithme. Pour ceci, nous utiliserons la table *antilogarithmes* de la manière suivante :

Occupons-nous d'abord de la mantisse, et nous procéderons *exactement comme si elle était un nombre dont nous cherchons le logarithme*. Seulement, nous utilisons la table antilogs au lieu de la table logs. Et nous terminerons par un exemple bien typique : l'extraction de la racine carrée du nombre 0,01896. Je dis : un zéro après la virgule, la caractéristique est donc -2 . Table des logs : à la ligne 18, colonne 9, je lis 2.765, — sur la même ligne, colonne 6 de droite, je lis 14, soit 14/10 d'unité à ajouter, cela me fait la mantisse 27664. Le logarithme de mon nombre est donc : $\bar{2},27664$.

Je le divise par l'ordre de la racine, soit 2, cela me fait $\bar{1},13832$, qui est le logarithme de la racine cherchée. Dans la table antilogs, je cherche sur la ligne 13, colonne 8, je trouve 1374. Le chiffre suivant est 3, sur la même ligne, colonne 3 à droite, je lis 1 que j'ajoute aux unités, cela fait 1375. De même pour le chiffre suivant de la mantisse, soit 2, je trouve sur la même ligne encore le chiffre 1, que j'écris simplement au bout de 1375, ce qui fait 13751. Comme la caractéristique du log du résultat est -1 , il n'y a pas de zéro après la virgule : ma racine est donc 0,13751, car la caractéristique négative me dit que le résultat est inférieur à l'unité. La précision obtenue, on le voit, est assez jolie, supérieure à celle que donne une règle à calcul normale.

Comme exercice, cherchez quelle est la période propre d'un circuit formé d'une self de 0,25 henry et d'une capacité d'un demi-millième de microfarad, en appliquant la formule de Thomson $T = 2\pi\sqrt{LC}$.

Dans cette formule, L est en henrys et C en *farads*. Il faut donc traduire $C = 1/2$ millième en farads, cela fait 0,000000005 farad. Cherchez le log de 0,25, ajoutez le log de 0,000000005 et divisez le total par deux : cela donne le log de \sqrt{LC} . Il ne reste plus qu'à ajouter le log de 2π , c'est-à-dire de 6,28, pour avoir le log du résultat. Vous trouverez ce dernier dans la table des antilogarithmes.

ABAQUE DES IMPÉDANCES

Cet abaque permet de déterminer la résistance apparente offerte à un courant alternatif de fréquence f par une self ou une capacité — autrement dit, l'inductance et la capacitance.

Mode d'emploi. — 1° Choisir la fréquence en cycles par seconde sur l'une des échelles de gauche, suivant qu'il s'agit d'une self ou d'une capacité ;

2° Choisir sur l'échelle de droite la valeur de la self en henrys, ou de la capacité en microfarads ;

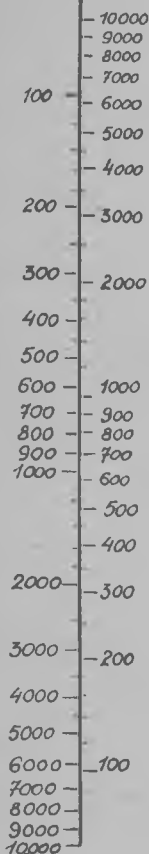
3° Faire passer par ces deux points une droite, qui peut être le bord rectiligne d'une feuille de papier. Cette droite coupe l'échelle du milieu en un point qui indique la résistance apparente en ohms.

Bien entendu, on peut multiplier les chiffres de l'échelle de gauche (fréquence) par un multiple de 10, il suffira de multiplier par le même multiple de 10 le résultat trouvé sur l'échelle centrale, *s'il s'agit d'une self*, ou de diviser le résultat par ce multiple de 10, *s'il s'agit d'une capacité*. De même, si l'on multiplie par un multiple de 10 la valeur de la self lue sur l'échelle de droite, il faudra multiplier le résultat lu par ce même multiple de 10, tandis qu'il faudrait faire l'inverse pour une capacité.

Exemples : 5 microfarads auront une impédance de 30 ohms à 1.000 c/s (lecture à droite : 0,5 MF qu'on multiplie par 10 ; lecture au centre, 300 ohms qu'on divise par 10).

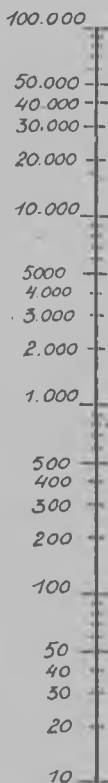
FRÉQUENCE
 en cycles/sec. pour :

CAPACITÉ SELF-INDUCTION



IMPÉDANCE
 EN OHMS

Ω

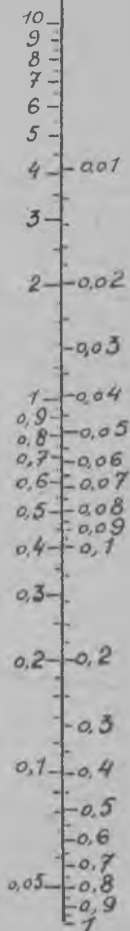


SELF-INDUCTION

L
 Henrys

CAPACITÉ

C
 μF



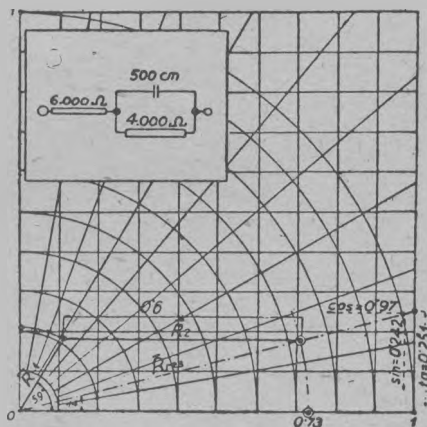
$$Z_L = \omega L$$

$$Z_C = \frac{1}{\omega C}$$

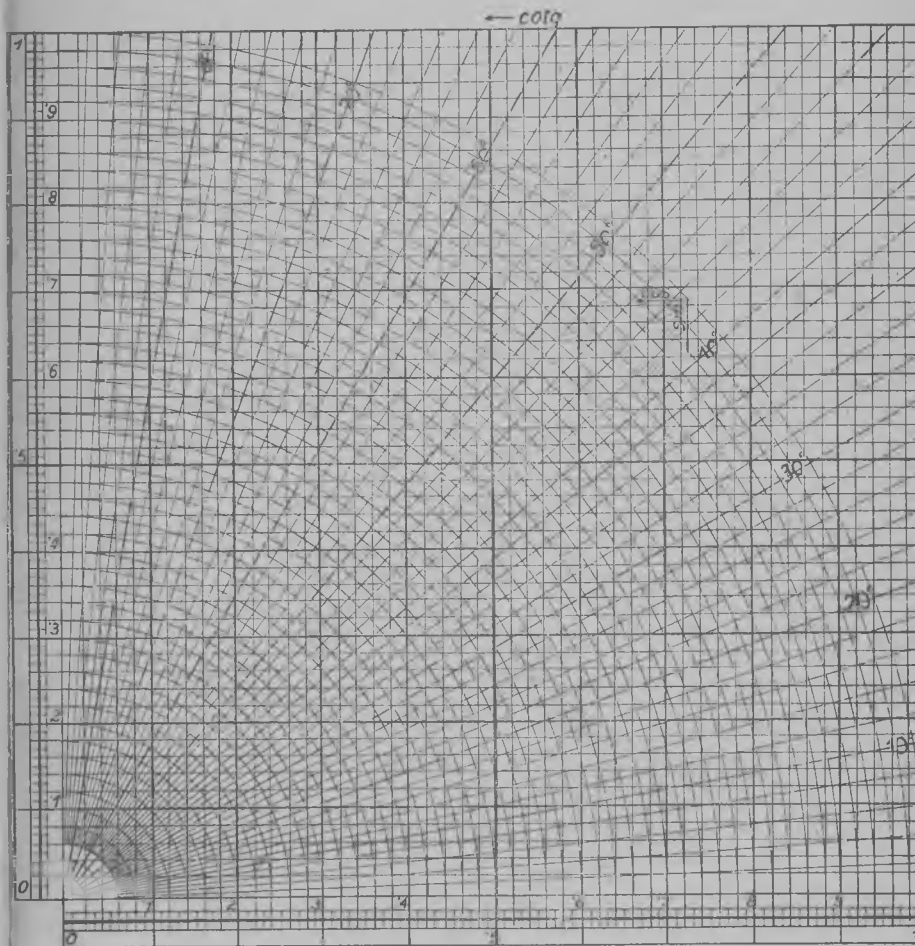
IMPÉDANCES DÉCALÉES (en série).

Cet abaque calcule la somme de deux impédances décalées l'une par rapport à l'autre et connectées en série. Il donne aussi directement les sinus, cosinus, tangente et cotangente des angles, avec 3 décimales exactes.

Pour calculer la valeur résultante de deux impédances décalées, nous portons dans l'abaque les vecteurs considérés (multipliés, s'il est nécessaire, par une puissance de 10 judicieusement choisie, afin que le plus grand devienne inférieur à l'unité). Nous lisons immédiatement la résultante en grandeur et direction.



Par exemple, nous avons calculé (abaque page 239), qu'une résistance de 4.000 ohms en parallèle sur 500 centimètres à 120 kilohertz donne une impédance de 2.060 ohms déphasée de 59°. Si l'on met en série, avec cette combinaison, une résistance de 6.000 ohms, l'abaque ci-contre donnera la résultante en grandeur et en direction. Pour cela, cherchons d'abord le point d'intersection de l'arc partant de l'ordonnée 0,206 avec le rayon incliné de 59° sur l'horizontale. De ce point, traçons une horizontale dont la longueur soit 0,6. Cette horizontale aboutit à un arc qui conduit à l'abscisse 0,73 : cette valeur exprime, à la virgule près, la résultante en grandeur. Elle est égale à 7.300 ohms, et l'on voit que son déphasage est de 14°. Au point d'intersection du rayon exprimant la résultante avec l'arc extérieur gradué, nous pouvons évaluer le sinus (0,242) et le cosinus (0,97) de cet angle de phase — et, à l'intersection avec le cadre de l'abaque, nous lisons la tangente (0,251).

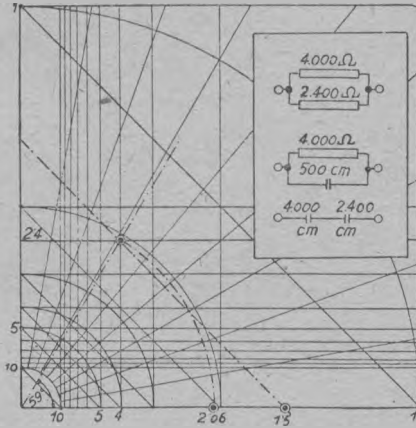


IMPÉDANCES EN PARALLELE CAPACITÉS EN SÉRIE (avec ou sans déphasage).

Si nous voulons calculer la résultante de deux résistances en parallèle, nous faisons en sorte que la plus petite valeur des deux chiffres tombe entre 1 et 10, en divisant au besoin par une puissance de 10 les valeurs à additionner.

Les deux chiffres obtenus sont lus l'un en abscisses, l'autre en ordonnées, et l'intersection de l'horizontale et de la verticale qui partent de ces points nous indique la résultante cherchée. De ce point d'intersection, menons une ligne oblique, parallèle aux lignes à 45° du graphique; cette ligne oblique aboutit en abscisses ou en ordonnées à la valeur cherchée. Le chiffre lu doit maintenant être multiplié par la puissance de 10 qui a divisé les données, ou *vice versa*.

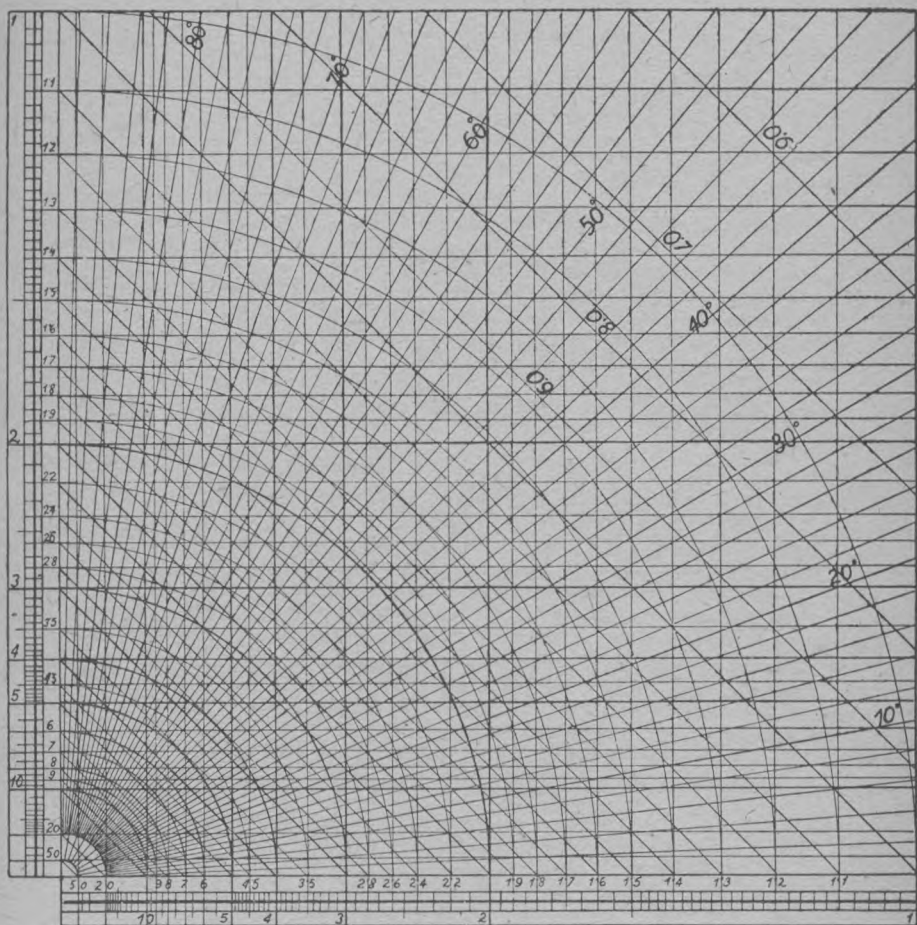
Considérons le cas d'une résistance en parallèle avec un condensateur ou une self dont on calcule l'impédance à l'aide de l'abaque n° 3.



Ceci obtenu, nous multiplions, comme ci-dessus, l'impédance et la résistance par une même puissance de 10. Puis nous cherchons le point dont l'abscisse exprime la résistance, et dont l'ordonnée représente l'impédance décalée de 90°. La droite qui joint ce point à l'origine des coordonnées nous donne la résultante cherchée en grandeur et en direction. Son déphasage est lu directement aux divisions angulaires, sa valeur absolue est déterminée en projetant, par un arc de cercle, le point d'intersection sur l'axe des abscisses ou des ordonnées. Le résultat est ensuite divisé par la puissance de 10 qui a multiplié les données avant l'opération.

La figure explicative indique le calcul de 4.000 et 2.400 ohms en parallèle, qui valent ensemble 1.500 Ω.

D'autre part, nous voyons aussi que l'impédance résultante à 120 kilocycles d'une résistance de 4.000 ohms avec un condensateur de 500 centimètres donne 2.060 ohms sous un angle de phase de 59°.



RÉSISTANCE ÉQUIVALENT D'UN CIRCUIT BOUCHON

Un circuit oscillant fermé, ou circuit bouchon, comprend une capacité C et une self L qui présente toujours une certaine résistance ohmique R. A la résonance, c'est-à-dire quand la réactance de la self est égale à celle du condensateur, ce circuit oscillant se comporte comme un bouchon très résistant, et sa résistance équivalente est :

$$\frac{(2 \pi f L)^2}{R}$$

Si nous désignons par Q le facteur de surtension de la bobine, on a

$$Q = \frac{\text{Réactance}}{\text{Résistance}} = \frac{2 \pi f L}{R} = \frac{\omega L}{R},$$

d'où l'on tire :

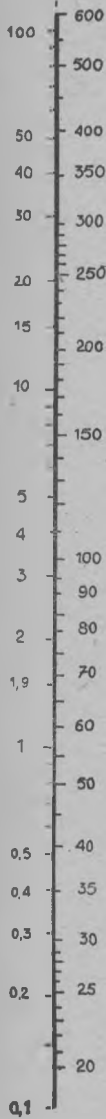
Résistance équivalente = Q fois la réactance, ou Q² fois la résistance:

Mode d'emploi de l'abaque. — a) On lit L sur l'échelle de gauche et F sur celle de droite. La droite qui les joint coupe l'échelle centrale en un point qui donne la valeur de la réactance de la bobine.

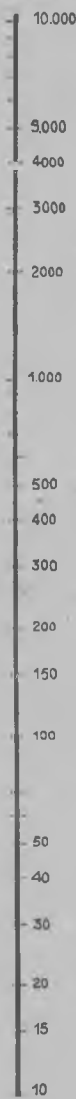
b) On lit R sur l'échelle de gauche, et on fait passer une droite par cet R et la réactance trouvée sur l'échelle centrale. Dans le prolongement, cette droite rencontre l'échelle de droite en un point qui indique la résistance équivalente du circuit bouchon.

c) Inversement, partant d'une résistance équivalente donnée, on peut remonter en sens inverse aux éléments de départ.

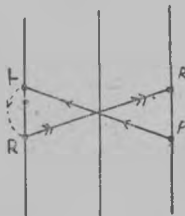
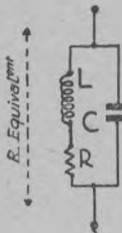
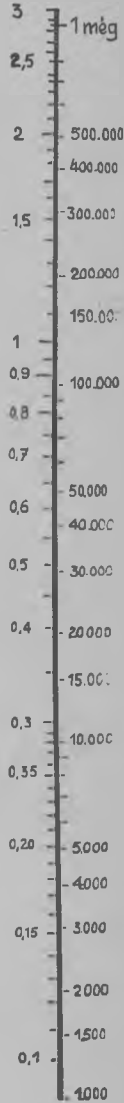
$R\omega$ $L \mu h$



ωL en ω



F. en Mégacy R Equiv



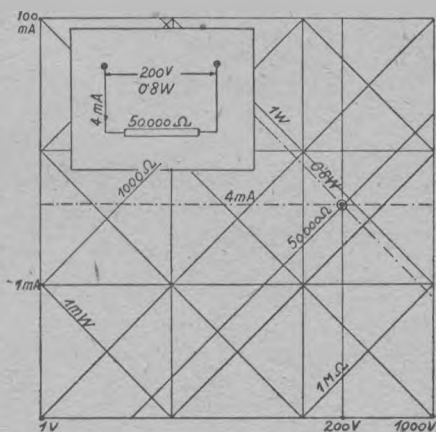
ABAQUE DES RÉSISTANCES

Tension, intensité, puissance absorbée.

Cet abaque permet de résoudre instantanément les problèmes suivants :

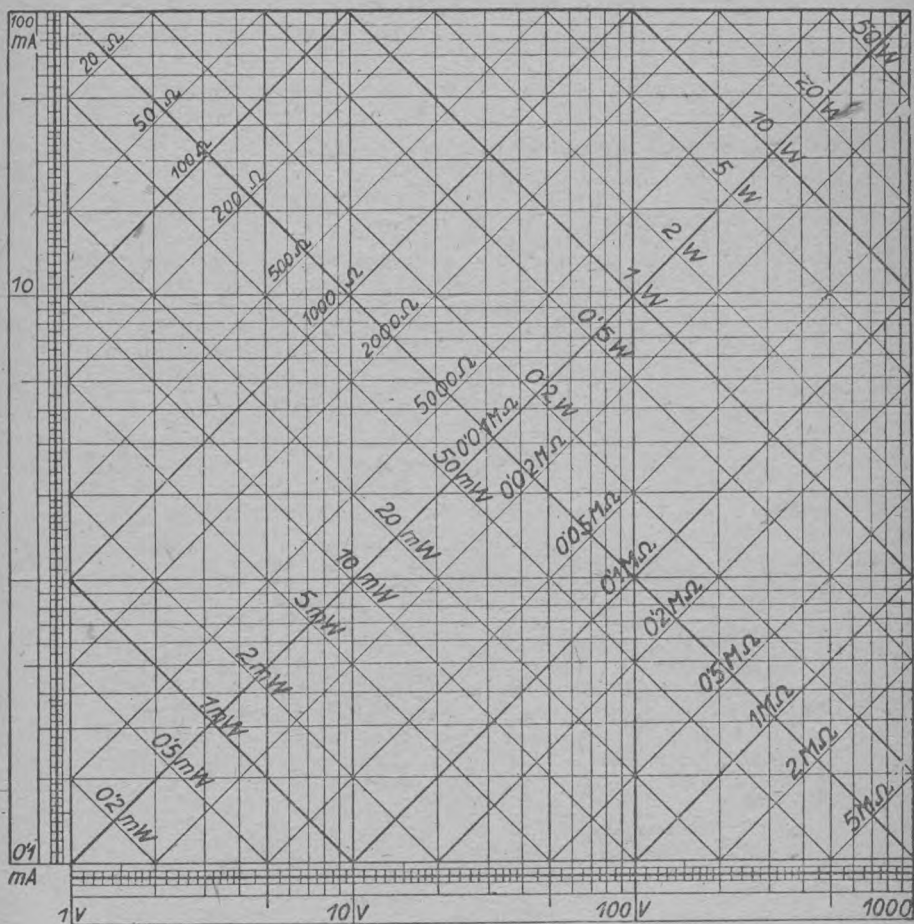
1. Combien de milliampères passeront dans une résistance donnée, sous une tension donnée ?
 2. Quelle chute de tension se produit dans une résistance donnée quand un certain courant la parcourt ?
 3. Quelle sera la dissipation en watts d'une certaine résistance sous une certaine tension ?
 4. Étant donnée une résistance pouvant dissiper un watt, quelles sont la tension et l'intensité admissibles ?
- ... et en général toutes questions du même genre où, connaissant deux ou trois valeurs E , I , R et W , on désire connaître les autres.

Mode d'emploi. — Chercher le point de croisement de l'intensité (lue sur l'échelle de gauche) et de la tension (lue sur l'échelle horizon-



tales). Ce point est aussi le point de croisement de deux lignes obliques, l'une descendant vers la gauche qui indique la *résistance*, l'autre descendant vers la droite qui indique la *puissance dissipée*. Si le point de croisement tombe en dehors des lignes, il suffit d'apprécier la valeur comprise entre celles des lignes qui l'entourent.

En règle générale : tout point indiqué dans le cadre de l'abaque est à la fois le croisement d'une ligne verticale et d'une ligne horizontale (tension et intensité), et le croisement de deux lignes obliques (résistance et wattage), si bien que, connaissant trois de ces valeurs, on connaît aussi la quatrième.



Exemple : soit une résistance de 50.000 ohms, ou 0,05 mégohm; elle est donc définie par la ligne oblique descendant vers la gauche marquée 0,05 M. Si elle est soumise à une tension de 200 volts et qu'elle laisse passer 4 millis, les lignes verticale et horizontale partant de ces valeurs se croiseront sur l'oblique 0,05 MO. Ce point de croisement se trouve entre les obliques descendant à droite, marquées 0,5 W et 1 W, en un point que nous pouvons évaluer à 0,8 watt (figure ci-dessus).

ABAQUE DU RENDEMENT D'UN GÉNÉRATEUR

On sait qu'un générateur débite le maximum d'énergie quand son impédance de charge est égale à son impédance propre. Une lampe étant un générateur de courant alternatif, elle donnera son maximum d'énergie quand sa résistance d'anode $\underline{R^a}$ sera égale à sa résistance interne $\underline{R^i}$, et ce maximum sera :

$$P = \frac{1}{8} k S V^2$$

où k est le coefficient d'amplification, S la pente et V la tension de crête du signal de grille.

Mais cette puissance est théorique, car des considérations de distorsion entre autres obligent à faire $\underline{R^a}$ différent de $\underline{R^i}$, et le rendement réel s'éloigne du rendement maximum. On a :

$$\frac{R \text{ réel}}{P \text{ max}} = \frac{4 R^a \cdot R^i}{(R^a - R^i)^2}$$

L'abaque ci-contre permet de calculer le pourcentage du rendement maximum qu'on obtient ainsi. Il suffit de réunir par une droite la résistance interne (lue sur l'échelle de gauche) à la résistance de charge (lue sur l'échelle de droite) : cette droite coupe l'échelle centrale en un point indiquant le pourcentage.

Exemple : La triode P 12/250 a une résistance interne de 850 ohms, et le catalogue indique 3.200 ohms comme résistance de charge. L'abaque montre que la puissance débitée est environ 68 p. 100 de la puissance maximum.

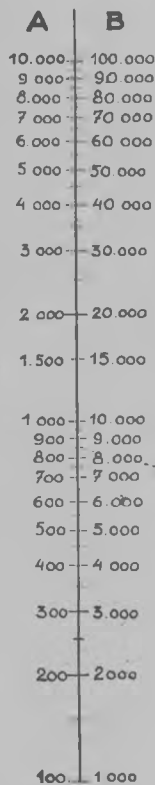
On peut comparer ainsi les résultats obtenus en modifiant une résistance de charge.

Exemple : 6 V 6, résistance interne : 52.000 ; résistance de charge optimum : 10.000 ohms. Réduisons cette résistance de charge à 6.000 ohms.

Dans le premier cas, l'abaque donne : Rendement = 55 p. 100 environ contre 39 p. 100 dans le second cas. Le rendement a baissé de près d'un tiers de sa valeur.

RÉSISTANCE INTERNE

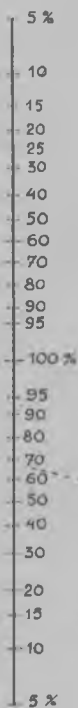
OHMS



RENDEMENT

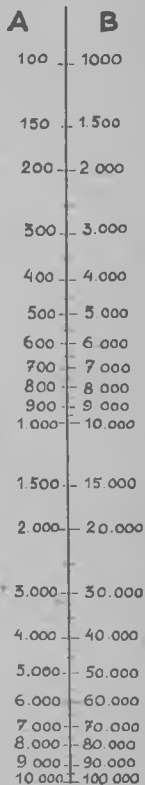
$\frac{\text{PUISSANCE OBTENUE}}{\text{PUISSANCE MAXIMUM}}$

Pour cent



RÉSISTANCE DE CHARGE

OHMS



ABAQUE DU FILTRAGE PAR SELF-CAPACITÉ

On emploie couramment un filtre simple passe-bas formé d'une self en série sur la ligne de transmission, avec une capacité en parallèle. Avec un tel filtre, les basses fréquences sont d'autant plus atténuées que la self et la capacité sont plus importantes.

Mode d'emploi. — Faire passer une droite par la valeur de la résistance et celle de la capacité lues sur les échelles de gauche : cette droite coupe l'axe de recoupement en un point qu'on note.

De ce point, on fait passer une droite qui coupe la valeur de la fréquence sur l'échelle « fréquence ». En prolongeant cette droite, elle aboutit sur l'échelle extrême de droite en un point qui indique l'atténuation produite par le filtre sur la fréquence considérée.

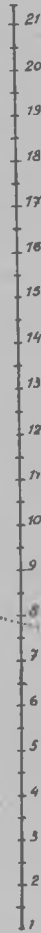
Exemple : Soit un signal de 600 périodes par seconde traversant un filtre formé d'une self de 2 henrys et d'une capacité de 0,5 MF. Les pointillés donnent la solution ; le signal se trouve réduit au 1/14 de sa valeur.

On peut aussi partir du facteur d'atténuation désiré pour une certaine fréquence et aboutir aux valeurs de self et de capacité nécessaires. On peut également, pour une self et une capacité déterminées, balayer successivement les différentes fréquences par la droite partant du point de recoupement, pour se faire une idée de la courbe d'atténuation du filtre.

SELF



RECOURPÉMENT

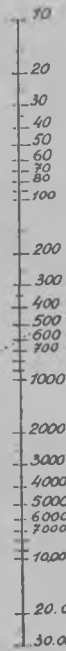


CAPACITÉ

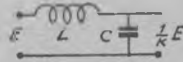
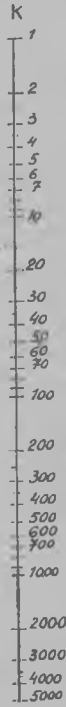


FRÉQUENCE

Cycles/sec.



FACTEUR D'ATTÉNUATION



$$K = 1 - 4\pi^2 f^2 LC$$

ABAQUE.

FILTRAGE PAR RÉSISTANCE-CAPACITÉ

Dans beaucoup de montages, on utilise un filtre passe-bas rudimentaire formé d'une résistance en série et d'une capacité en parallèle sur la ligne de transmission. Un tel filtre a évidemment un seuil de coupure très adouci. Il atténue d'autant plus les fréquences basses par rapport aux autres que la capacité est plus importante.

Mode d'emploi. — Faire passer une droite par la valeur de la *résistance*, lue sur l'échelle de gauche, et la valeur de la *capacité*, lue sur l'échelle de droite, de part et d'autre de l'échelle de recoupement centrale : cette droite coupe l'échelle centrale en un point qu'on note. Par ce point, on fait passer une autre droite partant de la valeur de la *fréquence* lue sur l'échelle extrême de gauche, et le prolongement de cette droite coupe l'échelle extrême de gauche en un point qui indique l'*atténuation* produite par le filtre sur cette fréquence.

Exemple : soit un signal de 10 volts effectifs de fréquence 4.000 p. s., appliqué au filtre formé de $R = 5.000$ ohms et $C = 0,1$ MF. Quelle sera l'atténuation produite ?

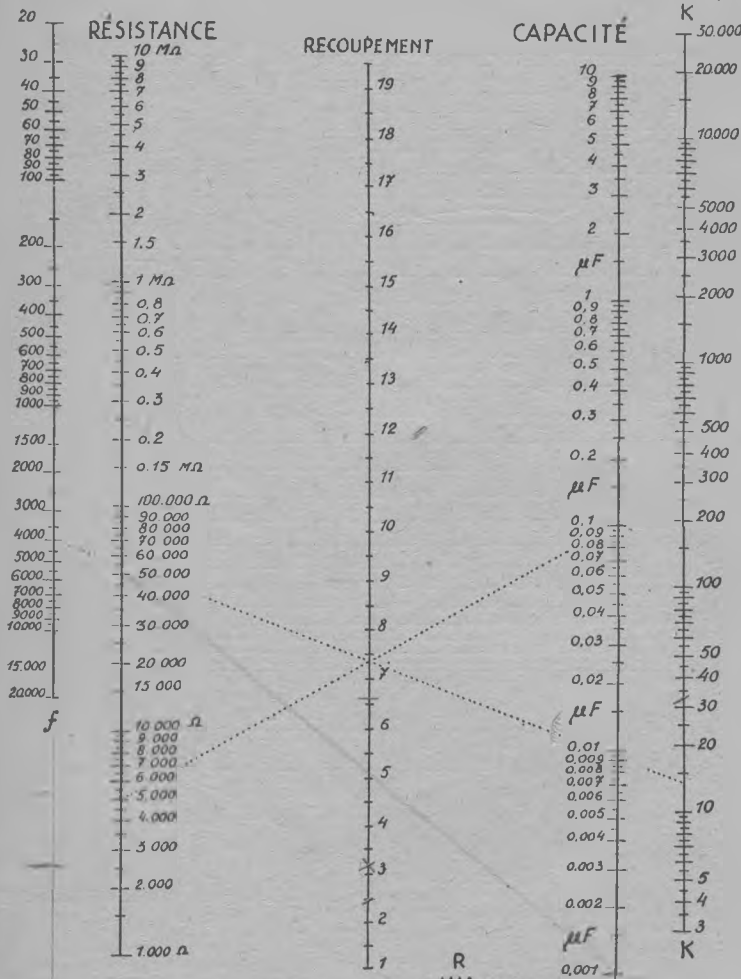
Les pointillés donnent la solution : on aligne d'abord 5.000 ohms et 0,1 MF, puis on aligne le point d'intersection de l'échelle « recoupement » avec 4.000 périodes, et cette droite aboutit à environ 14 sur l'échelle « atténuation ».

Réponse : le signal est réduit au $\frac{1}{14}$ de sa valeur, soit 0,71 volt effectif.

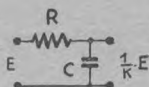
On peut aussi partir de l'atténuation désirée pour une certaine fréquence et déterminer ensuite les éléments du filtre.

FREQUENCE
Cycles/sec

FACTEUR D'
ATTENUATION
K

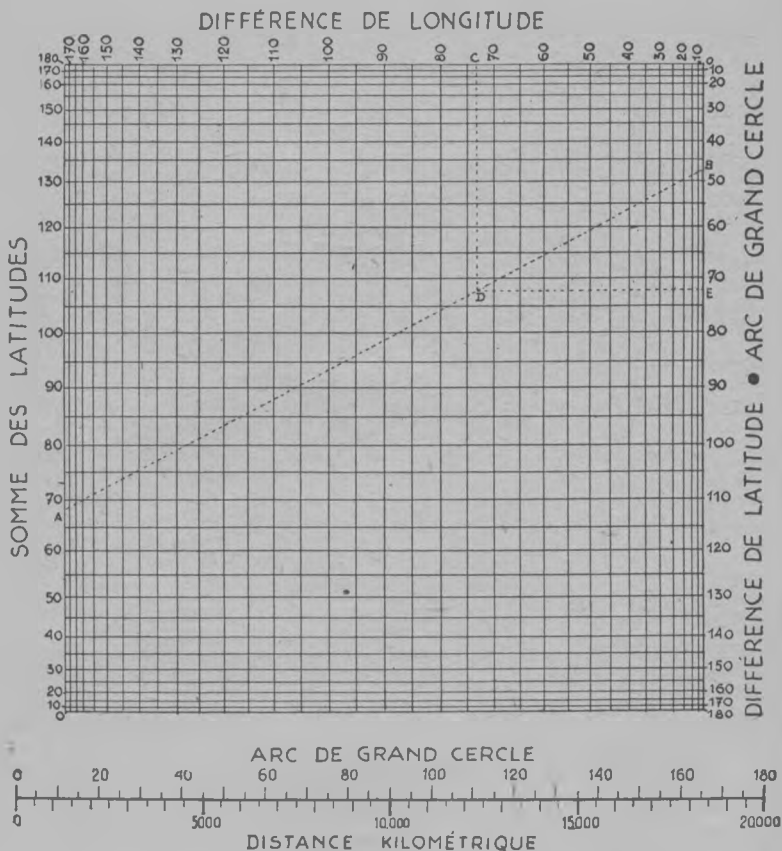


$$K = \sqrt{1 + 4\pi f^2 R^2 C^2}$$



O.C.M.
M.C.

ABAQUE DES DISTANCES TERRESTRES



Cet abaque — dû comme tant d'autres à M. d'Ocagne — permet de déterminer rapidement la distance de deux points du globe dont on connaît la longitude et la latitude. Cette plus courte distance, ou arc de grand cercle, se calcule par la formule :

$$2 \cos C = [1 + \cos (b - b')] \cos (a - a') - [1 - \cos (b - b')] \cos (a + a')$$

dans laquelle a, a' sont les latitudes, b, b' les longitudes et C l'arc de grand cercle en degrés.

Pour les besoins courants des amateurs de radio, l'abaque ci-dessus évite ce fastidieux calcul, comme le montre l'exemple tracé en pointillé. Au croisement D de la différence de longitude C et de la différence de latitude E , on fait passer une droite partant de la somme des latitudes A : elle aboutit en B , qui indique l'arc de grand cercle en degrés. On en déduit la distance kilométrique à l'aide de l'échelle de conversion.

LE LANCEMENT D'UN RADIO-SERVICE (1)

Étudiez votre secteur.

Avant de fonder un Radio-Service, il est de toute importance que vous ayez une idée concrète du volume d'affaires que vous êtes en droit d'espérer. Inutile de vous payer d'illusions, ni de vous croire plus fort que les autres : ce n'est pas en tournant le dos aux réalités qu'on devient millionnaire.

Donc, vous prendrez une carte de votre secteur, et vous commencerez par « situer » d'un point rouge vos concurrents voisins, petits et grands. Renseignez-vous bien. Et naturellement évitez autant que possible de vous établir en plein fief d'un concurrent dynamique et capable. Vous vous essouffleriez en une lutte sans merci dont rien ne prouve que vous sortiriez vainqueur.

... A moins, bien entendu, que vous n'estimiez qu'il y a largement de quoi vous nourrir tous les deux, ce que vous reconnaîtrez à ce signe infailible que le concurrent fait des affaires d'or et ne sait où donner de la tête. Et, encore, vous n'avez en général rien à gagner en vous installant sous le nez d'un concurrent bien portant.

Soupez votre clientèle.

La seconde étape consiste à déterminer *grosso modo* quel rapport vous pouvez espérer de votre secteur. Pour cela, rien ne remplace le « porte-à-porte ». C'est la méthode qui consiste à mettre son chapeau sur sa tête et à faire une visite de politesse, dans plusieurs points de votre rayon d'action, à vos futurs clients, après vous être fait précéder éventuellement par une carte annonçant cette visite. Ainsi, vous saurez de bonne source :

- 1° Combien il y a de postes dans votre secteur, à 10 p. 100 près ;
- 2° Quelles sont les marques les plus courantes ;
- 3° Comment on s'est débrouillé sans vous jusqu'ici.

Certes, la méthode est pénible, mais avec un peu de tact et beaucoup de politesse les gens vous accueilleront cordialement si vous les prévenez tout de suite que vous ne voulez rien leur vendre, si vous justifiez votre identité, si vous dites franchement l'objet de votre visite et vos intentions, si vous laissez une carte avec une punaise pour mettre derrière le poste, en disant qu'on sera bien aise de la retrouver en cas de panne.

Temps perdu ? Jamais de la vie. Quand vous aurez essayé la méthode, vous en généraliserez l'emploi, même quand vous serez installé. Car, parti pour recueillir des renseignements, vous reviendrez avec du travail pour une bonne semaine et de solides espérances de ventes pour l'avenir.

Des chiffres recueillis, vous déduirez aisément le nombre approximatif d'appareils que vous pouvez raisonnablement réparer. A raison d'une visite tous les dix-huit mois, chiffre moyen, et par appareil, vous pouvez même évaluer le rendement probable de votre futur commerce. Supposons que chaque dépannage doive vous laisser en moyenne

(1) L'auteur étant conseil de publicité et ancien chef de publicité des principales Agences de Publicité de Paris, les conseils qu'il donne ici sont autorisés.

200 francs : s'il y a un millier de postes dans votre secteur, cela fait une affaire viable, sans compter les ventes et les installations... à la condition, bien entendu, de faire venir les 1.000 postes chez vous.

N'oubliez pas les convenances.

Sans aucun doute, les visites préliminaires que nous préconisons vous permettront d'entrer en relations amicales avec nombre de vos futurs clients. Malgré tout votre désir d'en profiter immédiatement, sachez réfréner vos talents de vendeur, n'abusez pas de cette amitié naissante en pressant le client de vous laisser toucher à son appareil. Vous ne devez le faire que si le client vous en prie, si vous tombez vraiment à pic. De grâce, ne tuez pas la poule aux œufs d'or par une trop grande hâte !

Évitez surtout la familiarité. Vous n'avez rien à gagner en fraternisant trop tôt avec vos prospectés, même s'ils sont joviaux. On vous saura gré de ne pas vous jeter d'emblée au cou des gens, et une certaine réserve ne peut qu'augmenter votre prestige.

Confirmez vos visites.

Vous avez donc laissé votre carte, qu'il ne serait pas mauvais d'illustrer de votre photographie. Rien ne vous empêche d'y ajouter une courte publicité, comme ceci, par exemple :

- Un poste qui ne marche que sur trois pattes n'est pas loin de s'arrêter tout à fait.
- Faute d'une intervention en temps utile, votre poste risque une panne coûteuse.
- Réparé par un vrai spécialiste, votre poste peut être meilleur que neuf.

Et, surtout, confirmez votre visite, tout au moins aux possesseurs de postes coûteux ou que vous soupçonnez d'une panne prochaine. Cette confirmation peut être faite à l'aide d'une carte imprimée par laquelle vous remercieriez de l'aimable accueil et vous renouvelleriez vos offres de service. Rien de tel pour laisser dans l'esprit de votre futur client une forte impression d'allant, de modernisme, de réussite.

Bien entendu, vous avez noté...

Si l'on ne vous a pas donné l'appareil à dépanner, tout au moins avez vous eu accès auprès de l'idole, ou vous en avez discuté. Et vous en avez profité pour noter : la marque, le type, l'âge, le temps quotidien d'utilisation, les pannes antérieures, le genre d'antenne (neuf fois sur dix vous avez une antenne à vendre). les parasites (car vous vendez aussi de l'antiparasitage). Tous ces renseignements iront se condenser dans votre fichier si vous êtes moderne, ou dans un cahier si vous l'êtes moins. Vous serez bien aise de les trouver un jour, quand, par exemple, vous ferez une nouvelle tournée.

Les erreurs à éviter.

La première erreur, c'est de laisser entendre que vous faites de bas prix. Bien au contraire, si vous avez une réelle valeur, vos prix doivent être raisonnablement élevés : ce ne sont pas les médecins à meilleur marché qui ont la plus belle clientèle.

Sauf cas tout à fait exceptionnel, vous ne devez pas dépanner sous

les yeux du client. D'abord, les gens n'aiment pas beaucoup voir charcuter leur cher poste. Et puis ils s'étonneront si vous ne trouvez pas la panne tout de suite. Ensuite, vous manquez de l'ambiance, du silence, de l'outillage de l'atelier pour bien travailler. Enfin, même si vous travaillez vite et bien, vous ne ferez jamais que figure de bricoleur, et votre client se croira volé si vous lui demandez plus de cent sous pour une intervention de cinq minutes, quelle que soit la science déployée. Donc, dépannez à l'atelier, et expliquez au client que c'est dans son intérêt.

Ne vous lancez pas tête baissée sur le poste sans questionner longuement le client. Y a-t-il déjà eu des pannes ? Qu'a-t-on noté d'anormal juste avant celle-ci ? Le client a-t-il constaté des choses curieuses ? etc. Cette petite enquête vous pilotera bien plus sûrement qu'une analyse systématique de la machine.

Autant que possible, n'emportez pas les lampes du client tant que vous n'aurez pas acquis une solide réputation d'honnêteté dans le quartier. Vous devez avoir chez vous un jeu des principales lampes, éprouvées, qui ne servent qu'à vos dépannages et que vous marquez spécialement pour éviter de les mettre dans les postes des clients. Comme cela, s'il y a des lampes à remplacer, le client ne vous accusera pas d'avoir profité du dépannage pour faire des substitutions plus ou moins occultes.

Faites de la publicité.

Les clients viendront chez vous s'ils savent que vous pouvez leur rendre service et s'ils connaissent votre adresse.

S'il existe un journal local dans votre ville, utilisez-le. Vous ferez la connaissance de l'éditeur de ce journal, au besoin en lui rendant service, vous lui direz que vous avez l'intention de lancer un commerce de radio, et vous tâcherez d'obtenir un peu de publicité gratuite ou à un prix avantageux. Avec une photo de vous-même, faites-vous faire une annonce, réduite peut-être, mais bien aérée et bien placée, disant que vous ouvrez un atelier de réparation, que vous connaissez votre affaire, donnant s'il y a lieu des renseignements sur votre préparation technique, etc. Pas de phrases, de la concision et de la tenue. Cette annonce sera la première d'une chaîne qui apportera chaque fois des éléments nouveaux. Et vous offrirez à l'éditeur de lui fournir des articles d'une cinquantaine de lignes sur des questions susceptibles d'intéresser les amateurs de la radio. Si ces articles sont d'un réel intérêt, et non platement commerciaux, s'ils sont écrits en une langue alerte et s'ils sont variés, l'éditeur sera trop content de les faire passer sous votre signature, car la « copie » intéressante et gratuite est toujours la bienvenue.

De tels articles auront tôt fait de vous faire connaître dans toute la région comme un technicien capable, auquel on peut s'adresser en toute confiance.

Si vous habitez une petite ville, mettez-vous en relations avec la municipalité et les sociétés, les paroisses, etc. Il y a des installations de sonorisation à faire, du public-address : autant d'occasions de vous faire connaître avantageusement.

Exploitez votre vitrine, ayez une enseigne.

Il y a mieux à faire que d'encombrer votre vitrine avec des appareils antédiluviens et du matériel enlevé des postes autopsiés, comme on le voit trop souvent. Ayez en vitrine uniquement ce qui peut donner l'envie de devenir votre client. Une vitrine n'est pas un pensum qu'il faut remplir coûte que coûte avec n'importe quoi. Toute la place disponible sera employée pour parler au public, proposer vos services,

mettre en vedette, avec pancartes et accessoires, les postes neufs vraiment dignes d'être montrés, les occasions sensationnelles, le matériel antiparasite, etc.

Une suggestion : réservez un socle pour recevoir le poste qui vient d'être dépanné, avec une pancarte donnant en deux mots le diagnostic, le prix de la réparation, le résultat obtenu. On suivra bientôt avec attention cet extrait de votre activité. Vous pourrez même corser la chose en dépannant à la vue du public, derrière votre vitrine, avec un store pour vous masquer incomplètement quand vous désirez travailler sans témoins.

Votre vitrine sera fraîche, votre enseignes accrocheuse, pas trop haute, si possible perpendiculaire à la rue... et, entre deux guerres, lumineuse et à éclipses.

Soignez votre équipement:

Le temps n'est plus où l'on dépannait tout avec un voltmètre de 4-80 volts et un tournevis. Ayez un outillage moderne, cela pose le technicien, sans compter que cela fait gagner pas mal de temps. Toutefois, gare à l'excès ! L'erreur courante, quand on s'installe — surtout quand on est jeune — est de donner trop d'importance à l'équipement scientifique et aux appareils de mesure. Vous n'avez pas besoin d'un babinomètre, ni d'un décrémenteur, ni d'un fréquencesmètre. A la rigueur, vous vous passerez d'un oscilloscope et d'un voltmètre à lampe, et il vaut du reste mieux attendre d'être bien lancé avant d'utiliser ces appareils, qui ne servent normalement qu'à de rares intervalles. Par contre, il vous faut un bon milli, déviant entièrement pour 1 milli et même moins si possible, et un bon voltmètre à faible consommation, au minimum 1.000 ohms par volt. Il vous faut une bonne hétérodyne modulée, et avec cela vous pouvez déjà voir venir. Si vos ressources sont limitées, mieux vaut acheter de bons instruments nus, que vous mettrez vous-même en boîte avec les shunts et les résistances et le cuproxyde, plutôt que d'acheter une mauvaise boîte de contrôle. Un pont à lampes est utile, et vous pouvez aussi le faire vous-même, en attendant d'avoir assez de clients pour ne savoir où donner de la tête.

Soignez particulièrement votre trousse d'outils pour la visite à domicile : il faut que cela brille plus qu'une trousse de plombier. Elle doit moins servir à dépanner à domicile, ne l'oubliez pas, qu'à impressionner le client, puisque le dépannage à domicile ne doit être fait que lorsqu'il n'y a pas moyen de faire autrement.

Et soignez aussi votre atelier, où tout doit être net et rangé, sans inutile encombrement d'appareillages et de combines qui ne servent à rien. Car il faut bien vous pénétrer de ce principe : la technique est une bonne chose, mais c'est surtout votre esprit commercial qui vous fera réaliser de beaux bénéfices. Donc, il ne faut pas perdre à la technique et à la manipulation de beaux instruments un temps qui serait mieux employé à soigner votre vitrine et à relancer les clients.

Soyez à la page.

Qui n'avance pas recule : il faut vous tenir au courant du progrès, mais sans le devancer, comme l'ont fait tant de rêveurs qui se sont noyés dans la télévision avant l'heure. Sachez discerner le vrai progrès, celui qui a un très proche avenir commercial, des élucubrations passagères et des spéculations à trop longue échéance. Vous vous tiendrez au courant en suivant la presse et l'édition techniques, en épluchant les manifestations commerciales. Visez surtout au côté pratique : vous êtes un commerçant, non un bricoleur qui s'amuse.

Soyez grand seigneur.

Pas de mesquineries, pas de roueries, pas de poursuite de bénéfiques à tout prix. N'essayez pas de « refilez » à vos clients des rossignols inavouables, ou encore des articles, des pièces, des réparations dont ils n'ont pas besoin : car un client roulé finit toujours par le savoir, et il se venge en ruinant la réputation de celui qui l'a « arrangé ».

Et, surtout, ne cédez pas à la tentation de faire les plus bas prix, de donner vos services par-dessus le marché, de faire des installations au rabais, ou des remises confidentielles à tout le monde. C'est comme cela qu'on discrédite son métier et qu'on finit par passer pour un cafouilleux. Faites payer un juste prix pour vos bons services, aspirez à devenir, dans votre secteur, celui qui fournit le meilleur travail et les meilleures marchandises par franc facturé.

Enfin, rappelez-vous ce grand axiome : *Le client a toujours raison.* Il vient à vous pour être servi : même si ses demandes sont déraisonnables, vous devez le satisfaire, après avoir au besoin dégagé votre responsabilité.

Si vous êtes compétent, travailleur et honnête, il n'y a aucune raison de ne pas réussir, pour peu que vous ajoutiez à ces qualités quelques grains de psychologie et une bonne livre de patience. Car vous connaîtrez des jours maigres, après des périodes de folle réussite : il ne faut pas plus vous laisser abattre par les premiers que griser par les seconds.

VERS LE SUCCÈS

Nous allons rappeler quelques principes trop souvent négligés par ceux qui se plaignent de ne pas réussir dans le métier de la radio. Sans doute, ils ne suffisent pas pour devenir milliardaire dans un temps record, mais ils pourront peut-être aider à faire de meilleures affaires, ce qui n'est déjà pas si mal.

LE PATRON ET SA BOUTIQUE

● Il faut souvent commencer par changer le patron : il faut absolument qu'il quitte cet air renfrogné ou inquiet. Si vous voulez plaire à la réussite, souriez ! Car l'optimisme et la bienveillance attirent bien mieux les clients que les arguments techniques.

Autre point important : la propreté. On peut dépanner convenablement un poste avec des vêtements en loques et des ongles en deuil, mais ce n'est pas rigoureusement indispensable. Soignez votre extérieur, ayez une tenue décente, on vous juge sur les apparences d'abord. Un homme qui a de la tenue peut faire payer ses services plus cher.

● De même, votre atelier ne doit pas forcément être en désordre pour faire de bonnes affaires. Pour juger votre installation, vos yeux sont trop bienveillants. Demandez donc à un ami de vous dire franchement ce qui le choque, et puis mettez tout en ordre. Enlevez les vieilleries, les fils qui pendent, les vieux postes, les pièces détachées à tout jamais, les pancartes froissées, les bricolages. Sacrifiez sans pitié l'établi incommode et l'installation de fortune, puis nettoyez à fond et repeignez le tout. D'abord, vous travaillerez mieux dans votre atelier rénové. Et les clients qui entreront désormais dans votre laboratoire seront favorablement impressionnés. Rappelez-vous qu'un homme installé comme un bricoleur ne peut demander que des prix de bricoleur.

● Pendant que vous y êtes, vous ferez subir le même sort à votre boutique. Il faut que tout brille à l'intérieur comme à l'extérieur, que votre magasin soit tellement accueillant que les gens aient envie d'y entrer. Faites repeindre votre enseigne, ou, mieux encore, ayez une enseigne lumineuse supplémentaire au néon, quand ce ne serait que le simple mot « Radio » (1). Vous en profiterez pour moderniser l'éclairage de votre magasin et de vos vitrines, car un électricien doit vivre dans la lumière. La lumière attire les clients comme les papillons et rend désirables les marchandises les plus ordinaires.

Inutile, n'est-ce pas ? de justifier ces prescriptions, qui sont dictées par le simple bon sens. Mais rien ne servira de les approuver si vous ne les mettez pas en pratique. Sans doute, cela va vous coûter un peu de travail et un peu d'argent — mais il ne sera pas perdu, croyez-le bien, car il ne tardera pas à rentrer dans votre caisse, avec des intérêts qui dépasseront toutes vos prévisions.

L'ÉTALAGE

L'étalage est une des meilleures publicités, c'est même souvent la seule qu'emploient les commerçants en boutique. Raison de plus pour en tirer le meilleur parti possible.



Fig. 1. — Contreplaqué (ou carton) et planche.

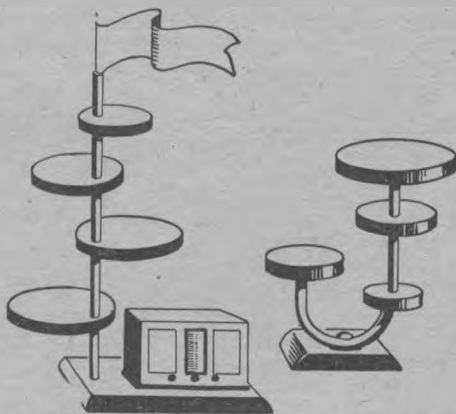


Fig. 2. — Tube nickelé (ou peint aluminium) et planchettes bloquées par une vis à mi-bois.

D'abord, enlevez de l'étalage tout ce qui est médiocrement attractif, les nids d'abeilles, les postes qui datent des catacombes, les fers électriques dénickelés. Enlevez aussi, pendant que vous y êtes, les cadavres

(1) Ce conseil, comme plusieurs de ceux qui suivent, s'entend pour les temps dits « normaux » compris entre deux guerres. En cas de folie collective, prière d'interpréter.

de mouches, les papiers jaunis, les cartonnages fanés. Beaucoup de commerçants s'imaginent naïvement que plus ils mettront de marchandises en vitrine, plus ils auront de chances de tenter le public. Le plus clair résultat est que personne ne veut perdre son temps à démêler le rébus.

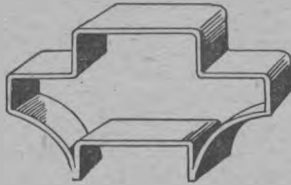


Fig. 3. — Bande tôle ou alu repliée.

Dégagez donc votre vitrine, évitez l'encombrement, car mieux vaut un seul poste bien présenté que tout votre stock pêle-mêle. Si vous n'avez pas de talents spéciaux d'étalagiste, vous vous tiendrez sagement entre les deux extrêmes : il y aura assez de marchandises pour garnir votre vitrine, mais pas trop pour éviter le fouillis.

Il faut surtout éviter de donner la même importance à tout ce qui est

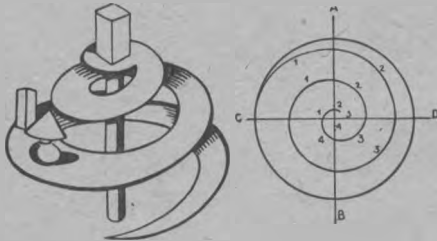


Fig. 4. — La spirale supportant de petits objets. Le cercle de tôle, de contreplaqué ou d'aluminium est tracé comme suit : deux droites d'équerre AB, CD, passent par le centre et sont marquées de quatre points, 1, 2, 3, 4, également distants du centre du quart de la largeur de la spirale. De ces points comme centres, on trace les arcs de cercle successifs 1, 2, 3, 4, 1, 2, 3, 4, etc., qui leur correspondent. La spirale peut être pliée en escalier.

en montre. Vous créerez un centre d'attraction occupé par les pièces les plus intéressantes, et le reste gravitera harmonieusement autour, avec discipline. On peut faire de très beaux étalages avec presque rien et beaucoup d'air tout autour, ou encore avec beaucoup de petits articles bien disposés en lignes qui se conjuguent.

Bien entendu, vous éviterez les décorations chargées. Les uns abusent du papier crêpé, d'autres bouchent tout avec les cartonnages plus ou moins heureux que leur donnent les fabricants, si bien que leur vitrine ressemble à celle d'un marchand d'articles de cotillon ou à celle d'un marchand de journaux. Faites œuvre originale, votre vitrine doit refléter votre personnalité.

Le matériel de vitrine. — Il faut vous constituer un petit matériel composé de socles de différentes tailles, peints ou recouverts à la rigueur de papier peint moderne en relief, de tablettes en verre ou en métal, qui se suspendent à différentes hauteurs par des cordonnets, des tubes ou des chaînes, de pancartes de formes simples, de tissus, panneaux ou papiers de fond. Faites aussi quelques étagères originales (fig. 1, 2, 3, 4),

des pancartes un peu spéciales (fig. 5), des silhouettes évocatrices pour la Noël, le jour de l'an, Pâques, les vacances (fig. 6), des photos agrandies et collées sur carton ou contreplaqué, puis découpées pour former des silhouettes qui serviront de fond ou de garniture à vos marchandises, sans oublier les chiffres, les mots géants, les marques découpés dans du contreplaqué ou du carton de couleur pour marquer certains articles. Avec un peu d'imagination, vous grossirez vite votre matériel, dont vous jouerez comme d'un clavier pour en tirer de multiples combinaisons. Plus simplement, vous pouvez acheter une partie de ce matériel chez les spécialistes, mais il est plus économique de le faire vous-même, à temps perdu.



Fig. 5. — Quelques exemples de pancartes.

Les scènes d'étalage. — Avec un peu de goût, vous aurez tôt fait d'interpréter les dispositions heureuses que vous aurez remarquées dans vos déplacements, et bientôt vous inventerez vous-même des décorations originales. Il faut si peu de chose pour rendre une vitrine attractive : vous avez, par exemple, deux poupées représentant un paysan et une paysanne. Asseyez-les dans un petit fauteuil, le dos à demi tourné contre la rue, et faites-les écouter votre plus beau poste. Il n'en faut pas plus pour évoquer le plaisir de la radio, surtout si vous disposez le poste et les personnages sur un carré de papier qui crée l'intimité.

Avec des sapins noirs verdâtres découpés dans du fort carton, et un peu de coton simulant la neige, voilà Noël. Voulez-vous suggérer la haute fidélité d'un poste ? Intitulez ainsi une pancarte que vous accompagnerez d'un bon toutou soit en peluche, soit collé et découpé à partir d'une image ou d'une photo, le tout sur le poste, ou tout contre. Ce poste

est-il très sensible ? Vous l'illustrerez avec une carte, une mappemonde ou un globe terrestre, d'où partiront des stations émettrices éloignées des cordonnets ou des rubans étroits aboutissant à l'appareil. Ce sont ces petites scènes qui animent le mieux une vitrine, et elles ont autant de valeur publicitaire que les plus luxueuses décorations. Vous n'aurez aucune peine à en imaginer de plus intéressantes, et les plus belles sont celles qu'on réalise avec peu de chose.

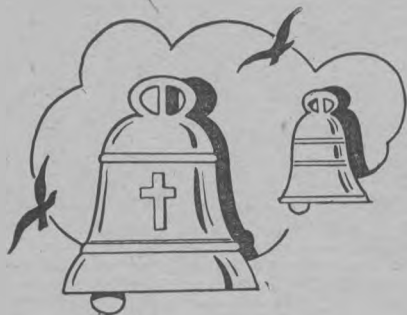


Fig. 6. — Quelques silhouettes évocatrices.

Les curiosités techniques. — Puisque vous vendez de l'électricité, il est tout naturel de domestiquer l'électricité pour mettre un peu de sel dans votre vitrine. Les applications ne manquent pas. Par exemple, un décimètre carré de papier d'étain collé derrière la vitre forme une capacité avec le sol quand un passant en approche sa main, et cette capacité agissant sur la grille d'une lampe oscillatrice modifie son débit, qui, détecté et amplifié au besoin, peut agir sur un relais et allume des lampes, met en marche une sonnerie, un train électrique, etc. Voilà de quoi retenir en permanence les passants devant votre vitrine pendant pas mal de temps. Vous pouvez aussi rééditer le coup classique du châssis qui marche sans électricité, dans une cage de verre, avec un petit pot de fleurs comme terre et un décimètre de fil isolé comme antenne. (En réalité, le courant arrive

par deux bandes de papier d'aluminium cachées dans la jonction ou la cassure des glaces.)

Une attraction fort prisée et bien facile à réaliser est celle des danseurs radio-électriques : un haut-parleur magnétique avec grand cône est

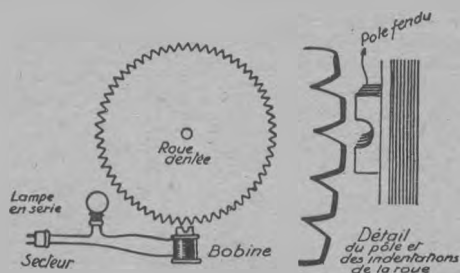


Fig. 7. — La roue phonique.

C'est un moteur synchrone embryonnaire. Une fois lancée, la roue tourne lentement (tours par minute = deux fois la fréquence du secteur divisé par nombre de dents). La bobine a un pôle fendu exactement large comme deux dents, fer feuilleté. La roue, en tôle de 1 millimètre d'épaisseur, porte 60 dents bien régulières ou davantage. Le diamètre importe peu. Il est avantageux de disposer deux bobines identiques en série et diamétralement opposées.

disposé horizontalement, cône en l'air, et une feuille de baudruche est tendue sur l'ouverture du cône (à la rigueur, du papier huilé peut convenir). Il ne reste plus qu'à placer dessus deux poupées miniature

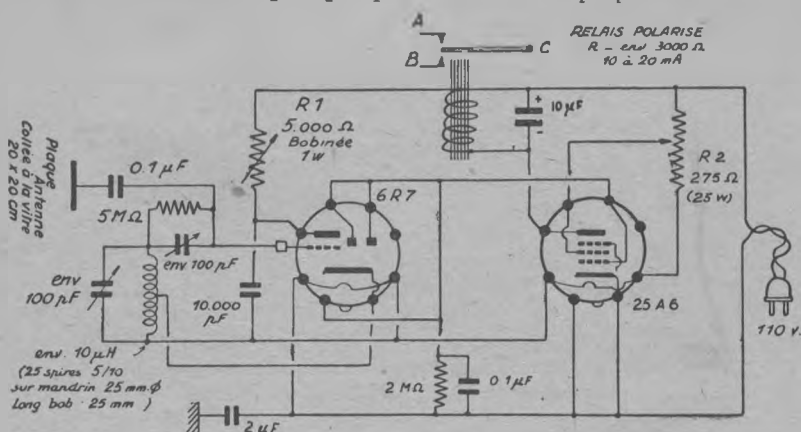


Fig. 8. — Relais électronique (d'après F.-G. Shepard, RCA).

La double diode-triode 6 R 7 (ou 6 Q 7 à la rigueur) oscille en cathode, les oscillations détectées polarisent plus ou moins 25 A 6, dont le courant plaque agit sur le relais (R environ 3.000). En approchant la main de l'antenne, l'oscillateur débite moins et le relais agit. La sensibilité se règle à l'aide du C variable de grille et de R₁; le débit dans le relais doit être juste suffisant pour le fermer, et se règle par ajustement de R₂. Le circuit oscillant doit être proche de la grille 6 R 7.

en celluloïd, dont les mains sont collées ensemble avec un peu de cellulodissous dans de l'acétone, pour les voir danser au son de la musique.

Vous pouvez aussi « faire voir la musique » : saupoudrez la membrane ci-dessus de quelques pincées de sable bien sec, et vous verrez se former des ondes changeantes du plus curieux effet. Ou, encore, une de ces vieilles

lampes au néon avec une longue électrode, qui servaient d'indicateur visuel d'accord voici quelques années, est branchée par l'intermédiaire d'un transfo éleveur sur la sortie d'un poste : il n'en faut pas davantage pour intriguer les gens. Maintenant, si vous êtes l'heureux possesseur d'un oscilloscope, ne manquez pas de le faire fonctionner en vitrine, tantôt sur la sortie d'un poste que le public entend, tantôt sur un microphone que le public est invité à interpeller pour voir la « forme de sa voix ».

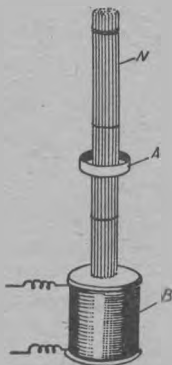


Fig. 9. — L'anneau sauteur.

Noyau N en fil de fer (environ 10 centimètres carrés de section).

Bobine B, 500 à 1 000 tours 12 10. L'anneau A, en aluminium très léger, bordit chaque fois qu'un rupteur ferme le courant alternatif et reste suspendu en l'air.

Pour terminer, citons : les cellules photo-électriques actionnant un relais, qui permettent de très curieux effets dès qu'une main ou un corps coupe le rayon lumineux qui y aboutit ; l'anneau d'aluminium qui flotte en l'air, dans un champ alternatif, en dépit de toutes les lois de la gravité ; la roue phonique qui tourne mystérieusement ; les lampes magiques, qui s'allument bien qu'elles soient simplement posées

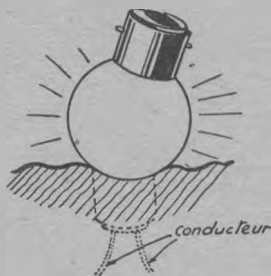


Fig. 10. — Cette lampe opaline posée sur un matelas de sable s'allume culot en l'air. Mais le culot est factice. Le vrai culot est noyé dans le sable, invisible.

sur une tablette (pour illustrer par une galéjade l'économie de courant réalisée par les lampes Krypton, par exemple) ; les clignoteurs thermiques, dans lesquels un bimétal coupe et rétablit périodiquement le courant, ce qui permet une foule de combinaisons lumineuses ou animées ; le disque tournant lentement, vertical ou horizontal, pour présenter successivement différentes marchandises ; l'écran de papier sur lequel se projettent des ombres mouvantes, etc. Voilà de quoi renouve-

fer et corser l'intérêt de votre vitrine, surtout si vous y ajoutez vos « combines » personnelles.

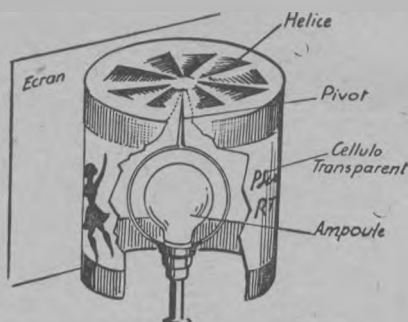


Fig. 11. — Les ombres mouvantes.

Un cylindre de cellulose, portant textes ou images découpées, tourne par l'air chaud à l'aide d'une hélice en fer-blanc. Un écran translucide placé devant reçoit la projection.

LE PRIX DE VOS SERVICES

En règle générale, le dépanneur ne se fait pas payer suffisamment. On dirait qu'il a honte de son métier. Ceci tient à plusieurs causes :

- le dépanneur ne connaît pas son prix de revient réel ;
- ou il met trop de temps à dépanner un poste, par insuffisance technique ou d'équipement ;
- ou il manque de travail, à cause de la concurrence ou parce qu'il est peu connu ;
- ou il n'ose demander un prix rémunérateur, de peur de perdre ses clients.

D'abord, posons un principe : vous travaillez non pour la gloire ou le plaisir, mais pour gagner de l'argent. Si donc vous gagnez moins à votre compte qu'en travaillant pour un patron, laissez vos soucis à d'autres, ou alors il faut que cela change. Vous devez gagner davantage que l'ouvrier que vous pourriez engager pour faire votre travail, sinon ce n'est pas la peine d'avoir toutes les responsabilités, les ennuis, le risque. Donc, vous devez vous faire payer, pour chaque poste dépanné :

- le prix que vous payeriez à un ouvrier hypothétique de votre force, sans oublier le temps qu'il perdrait de toutes les manières ;
- plus une partie de vos frais généraux (loyer, amortissement de l'équipement, intérêts du capital engagé, éclairage, chauffage, assurances, transports, téléphone, publicité, impôts, risques de toutes sortes, mortemaison, documentation, etc.)
- plus votre bénéfice de patron.

Si vous procédez autrement, vous faites des cadeaux aux clients et vous avilissez votre profession.

D'après ce qui précède, vous pouvez déduire que tout poste qui entre dans votre atelier vous coûte de l'argent avant même que vous vous en occupiez : en d'autres termes, si vous dépannez par exemple 1.000 postes par an, chacun d'eux est automatiquement grevé, au moment même où il vous est confié, de la millième partie de vos frais généraux, que vous devez donc connaître exactement. Et voilà pourquoi des dépanneurs avisés appliquent d'abord un tarif uniforme de... mettons cent francs par poste qui leur arrive, et ils ajoutent ensuite leurs heures, leurs pièces et leurs déplacements. C'est cavalier ! penseront certains. Sans doute, mais cela représente assez exactement la bonne solution moyenne... D'autres pré-

fèrent compter strictement leurs pièces au prix de catalogue et les heures effectivement passées à un tarif assez élevé pour couvrir les frais généraux et laisser un bénéfice. Cette méthode est peut-être plus équitable, mais elle demande une comptabilité plus poussée.

Et les devis ? Pour faire un devis exact, avez-vous déjà remarqué qu'il faut souvent avoir dépanné presque entièrement le coucou ? Car il y a souvent des surprises désagréables en cours de route : la panne qui en cache deux ou trois autres, la pièce qui flanche quand on la démonte, l'alignement à refaire quand on ne s'y attendait pas, et surtout les pannes intermittentes qui font perdre des heures ou des journées. Comme il faut bien s'entendre avec le client avant de rien entreprendre, un ami simplificateur dit à ses clients : « Monsieur, si je vous fais un devis rapide, je me tromperai probablement, car il faut démonter, essayer, vérifier soigneusement avant de poser un diagnostic sérieux. Faites-moi donc confiance. Si la réparation n'excède pas 200 francs, je dépanne sans autre formalité. Si la réparation est plus sérieuse, ce dont je m'apercevrai vite, je vous prévenirai avant d'aller plus loin. »

À la lueur de tout ceci, vous concevez qu'il n'y a qu'une manière saine de faire des prix réduits : c'est d'avoir beaucoup de travail intéressant et de perdre le moins de temps possible. Cela veut dire que vous devez augmenter votre clientèle, par une publicité intelligente et une renommée grandissante qui dépend uniquement de la qualité de vos services et de votre probité. Cela veut dire aussi qu'il faut perfectionner votre technique et votre outillage. Vous vous en doutiez un peu, n'est-ce pas ?

Mais les malins ne cherchent pas à faire de bas prix : ils s'appliquent au contraire à faire de meilleures réparations, celles qui perfectionnent l'appareil et que le client paie avec le sourire. Ne craignez pas la concurrence gâcheuse de prix : neuf fois sur dix, il s'agit de malheureux qui courent à la faillite ou qui végètent en vendant à bon compte des services douteux. Si vous êtes honnête, si vous connaissez votre affaire et si vous travaillez bien, les clients de cette concurrence finiront tôt ou tard par venir chez vous.

Bien entendu, vous ne ferez pas de remises « confidentielles » sur les prix de catalogue des pièces ou des lampes. La remise du fabricant est pour vous, non pour le public. Elle a été calculée pour que vous gagniez honnêtement votre vie. Ces remises « confidentielles » ne servent qu'à déprécier votre marchandise et vos services. Dites-vous bien que, lorsqu'un client a payé 80 francs ce qui en vaut 100, il se prend pour un gros malin à qui on ne la fait pas, et il se dit : « Qu'est-ce qu'il doit encore y gagner ! » Et il s'empressera, bien entendu, de le raconter autour de lui — si bien que vous serez obligé avant longtemps de faire des remises confidentielles à tout le monde, jusqu'à ce que cela craque.

AYEZ UNE COMPTABILITÉ SÉRIEUSE

Beaucoup d'artisans — et même de commerçants — ont pour toute comptabilité la poche de leur pantalon. On y fourre l'argent qui arrive, on en sort ce qu'il faut payer, et on compte ce qui reste quand l'envie vient vous prendre. C'est simple, mais cela conduit parfois à la culbute.

Vous n'allez pas, bien sûr, vous noyer dans la paperasse, mais un minimum d'organisation vous est indispensable.

D'abord, faites-vous faire des blocs de factures avec un original et un double. Cela impressionne favorablement le client et lui ôte souvent toute envie de discuter, et vous aurez sans travail supplémentaire un aide-mémoire précieux, surtout si vous notez sur le double des choses que vous serez tout aise de retrouver un jour (par exemple, les réactions du client).

Même si votre affaire est modeste, tenez une petite comptabilité,

de préférence à décalque dite « sans reports ». Ce ne sera pas du temps perdu, car on perd bien plus sûrement son temps et son argent quand on ne connaît pas son affaire, le chiffre des ventes, les frais généraux exacts. Cette petite comptabilité sans prétentions vous permettra, entre autres avantages, de voir quand et dans quelles proportions vous devez modifier vos prix, combien vous coûtent vos transports et s'il est avantageux de vous en charger vous-même, les fluctuations de votre stock, l'augmentation de certains frais avant qu'ils n'aient englouti une bonne part de votre bénéfice, l'utilité de tel achat et son amortissement possible en un temps déterminé, etc. Les enseignements que vous pouvez tirer d'une comptabilité très simple sont illimités, ils vous éviteront bien des erreurs et des pertes importantes.

Voici, par exemple, un petit plan comptable suffisant pour une maison de moyenne importance. Vous pourrez l'élargir en divisant les comptes quand le besoin s'en fera sentir, car il n'est pas plus difficile d'inscrire un achat ou une vente sur une fiche plutôt que sur une autre, et vous trouvez « ventilés » à tout moment, sans travail supplémentaire, les achats, les ventes, le rendement de votre service de dépannage et vos frais généraux.

1^o CAPITAL : a) Installation ; b) Stock ; c) Caisse ; d) Banques.

2^o ACHATS : a) Marchandises ; b) Main-d'œuvre.

3^o VENTES : a) Marchandises ; b) Services, dépannage.

4^o FRAIS GÉNÉRAUX : a) Transports ; b) Entretien, loyer, bureau, etc. ; c) Impôts divers ; d) Déplacements et frais divers.

Vous trouverez toujours un spécialiste qui vous organisera vos comptes si vous n'avez pas les connaissances et l'expérience nécessaires pour le faire vous-même, mais choisissez-le assez intelligent pour ne pas vous embarquer dans une comptabilité tentaculaire dont vous n'avez que faire. Ensuite, avec un peu de bon sens et d'ordre, vous pourrez la tenir tout seul.

Avant de quitter cet intéressant chapitre, je vous conseille de créer un compte « Erreurs de comptes », que vous créditez ou débitez, selon le cas, de ces menues erreurs agaçantes qui gênent votre balance. Voilà qui va faire bondir les vertueux comptables qui passent parfois des journées à rechercher une erreur de cinquante centimes ! N'empêche que depuis huit ans j'ai introduit ce bienheureux compte dans mes livres, et il m'a évité bien des recherches assommantes : car l'erreur finit toujours par se signaler un jour ou l'autre, et vous passez l'écriture contraire qui libère « Erreurs de comptes ». Tout simplement. Les vertueux comptables vous diront qu'une erreur de cinquante centimes peut être faite de deux erreurs d'un million et un million plus cinquante centimes qui se contrarient. Mais vous leur répondez que les grosses erreurs ne tardent guère à se retrouver toutes seules, et que vous n'avez pas de temps à perdre avec les petites.

VOTRE DOCUMENTATION

On finit toujours par accumuler une documentation copieuse, qui grandit sans arrêt. Si l'on n'y prend garde, la majeure partie de cette précieuse mine de renseignements est inutilisable, parce qu'on ignore qu'on a tel renseignement ou qu'on ne sait plus où on l'a fourré. Que faire ?

Après avoir tout essayé, depuis les fiches jusqu'au classement numérique, j'ai finalement adopté la méthode suivante, qui n'est peut être pas parfaite, mais qui m'évite un tas de minutieuses transcriptions. D'abord, j'ai un catalogue idéologique des livres de ma bibliothèque, ce qui me permet de mettre la main immédiatement sur tous les livres ou brochures qui se rapportent aux lampes de T. S. F., par exemple, sans en oublier un. Mais la documentation proprement dite est formée de

dossiers à rabats contenant un cahier de papier bulle dont chaque feuillet est répertorié et porte un titre : par exemple « Oscilloscope ». C'est derrière ce feuillet que je mets pêle-mêle toutes les découpures de revues, schémas, manuscrits, copies, qui se rapportent à l'oscilloscope. Lorsque quelque renseignement important est découvert dans un livre ou une revue qu'il ne faut pas découper, la mention en est portée sur le feuillet lui-même, avec le nom de l'ouvrage et la page. Quand un dossier grossit trop, je l'expurge ou je le divise. Et j'ai une documentation toujours vivante, sans écritures inutiles, sans systèmes rigides, qui me renseigne bien et me coûte le minimum de travail.

Votre documentation doit évidemment être complétée par sa pièce principale : le « fichier de la clientèle », où chaque client est représenté par une fiche sur laquelle est consignée l'histoire de son poste, avec sa description sommaire, les pannes, les dates, les prix demandés. D'abord, cela vous servira à vous rappeler ce que vous avez fait à son poste, quand il reviendra. Ensuite, vous visiterez de temps en temps votre fichier, afin de voir, par exemple, les clients qui ne vous ont rien demandé depuis un an, et qu'il convient par conséquent de relancer si vous voulez éviter de les voir passer à la concurrence.

VOTRE ÉQUIPEMENT

Deux écueils sont à éviter : d'abord, l'erreur la plus commune, qui consiste à croire qu'on peut tout faire avec un voltmètre, une pince et un fer à souder ; ensuite, l'autre erreur, aussi dangereuse, qui consiste à s'entourer des appareils les plus raffinés et les plus modernes. Dans le premier cas, on perd du temps, faute de l'outil ou de la mesure sérieuse ; mais dans le second on en perd tout autant à faire des branchements savants et des mesures de précision, là où un peu d'observation et d'intelligence suffiraient amplement. S'il est fort agréable de manipuler de beaux instruments, n'oubliez jamais que vous êtes là pour gagner de l'argent et non pour vous amuser avec des jouets scientifiques. Votre temps sera beaucoup mieux employé à faire un étalage suggestif, à relancer vos clients, à combiner quelque publicité, à ajouter une nouvelle branche commerciale à votre activité.

En principe, il vous faut l'outillage nécessaire au dépannage correct de 99 postes sur 100 : si un poste sur 100 seulement demande, pour bien faire, l'usage d'un oscilloscope, cela signifie qu'à la rigueur vous pouvez vous passer de cet intéressant appareil pendant quelque temps encore. Vous l'achèterez, par conséquent, quand les choses plus urgentes seront accomplies.

Ceci posé, disons qu'il y a des appareils indispensables pour traiter les postes modernes : il vous faut évidemment un voltmètre à haute résistance, un milli déviant entièrement pour 3 millis, ou mieux pour un milliampère, continu et alternatif, un ohmmètre, une hétérodyne modulée avec son antenne artificielle, un voltmètre à lampe, peut-être aussi un pont de Wheatstone pour mesurer les résistances et capacités, et enfin un pont à lampes sérieux : c'est là le minimum qu'on devrait trouver dans tout atelier de dépannage, et nous ajouterons que ce minimum est souvent très suffisant.

Nous allons oublier la pièce la plus importante de l'équipement du dépanneur qui habite la ville : le téléphone, qui doit servir non point à donner des consultations gratuites, mais à ne pas rater des affaires.

VOTRE PUBLICITÉ

Sans doute, vous pouvez attendre que les clients satisfaits vous envoient leurs amis, mais il est plus expéditif de les attirer, avec ceux qui n'entendraient pas parler de vous. Vous devez faire de la « réclame »,

d'une manière ou d'une autre, si vous voulez grossir votre chiffre de bénéfices.

Mais, direz-vous... il faut de l'argent pour cela, et je n'en ai guère. Eh bien, la publicité, c'est la semence des affaires. Que diriez-vous du cultivateur qui, sous prétexte qu'il n'a guère de blé, refuserait de distraire 5 p. 100 de sa récolte pour ensemercer de nouveau son champ ? En d'autres termes, un commerçant intelligent a toujours soin de réserver un petit pourcentage de ses bénéfices pour préparer les bonnes affaires de demain. Si donc vous êtes décidé à sortir de l'ornière, vous ferez comme tous ceux qui ont réussi : vous voterez un pourcentage *fixe* et *inaliénable* de votre chiffre d'affaires, en moyenne 5 p. 100, qui sera destiné à moderniser votre installation et à faire une certaine publicité. Et vous utiliserez intégralement ce crédit dans le but indiqué, sans chercher à rogner ou à tricher. Vous serez surpris de ce qu'on peut faire avec cela quand les fonds sont intelligemment employés.

La publicité efficace peut revêtir les formes les plus diverses, suivant l'importance de l'affaire, sa situation, le budget disponible et les circonstances. Nous nous bornerons donc à citer :

L'étalage, dont nous avons parlé ci-dessus.

La presse locale. — Comme le journal local est lu d'un bout à l'autre, de petites annonces suffiront en général. Vous obtiendrez un bien meilleur résultat avec 10 annonces de 20 à 30 lignes qu'avec une seule de 200 à 300 lignes : ce qui compte, c'est la répétition et la diversité. Ne faites de grandes annonces qu'à la condition d'en faire beaucoup de petites. Évitez les phrases creuses, les banalités : donnez plutôt chaque fois, en style dynamique et concis, un exemple des bonnes affaires qu'on trouve chez vous ou des bons services que vous pouvez rendre. Au lieu d'écrire, par exemple : « Maison de confiance, les meilleures réparations au meilleur prix, matériel et lampes de premier choix, travail garanti, etc. », dites plutôt : « N'attendez pas que votre poste soit mort pour le faire réparer. En nous consultant au premier signe de faiblesse, vous éviterez une intervention beaucoup plus coûteuse. » Ou encore : « Savez-vous que votre vieux poste peut être modernisé ? Montrez-le-nous, nous nous dirons ce que nous pouvons faire pour décupler votre plaisir sans grosse dépense. » Ou encore : « Un bon poste de T. S. F., c'est bien. Bien vistallé, c'est mieux. Mais, pour être parfait, il doit en outre être garanti et surveillé par un technicien tout proche qui a intérêt à vous satisfaire. » Vous n'aurez aucune peine à trouver de courts textes semblables, dont il reste quelque chose quand on les a lus. Vous pouvez aussi faire des séries de courtes chroniques sur des thèmes comme ceux-ci :

a) Les défauts. « Si votre poste ronfle... », « Si votre poste manque de sensibilité... », etc. Pas de technique, mais dites que votre spécialité est de guérir ces défauts, que vous rendez les appareils meilleurs que neufs, parce que vous les réglez plus finement qu'ils ne peuvent l'être au cours de la fabrication en série, etc.

b) Les accessoires. « Quelle différence ! avec une antenne moderne », « Quelle différence ! avec un antiparasites », « Quelle différence ! avec un adaptateur à ondes courtes », etc...

c) Les exemples de réparation ou d'amélioration. Chaque chronique raconte succinctement l'histoire d'une réparation délicate, ou d'un succès après l'insuccès d'autres dépanneurs, ou de la joie d'un client qui, pour une faible somme, a fait moderniser son appareil au delà de ses espérances.

La pratique courante vous suggérera sans cesse des thèmes donnant naissance à des séries de chroniques intéressantes : mais rappelez-vous que le texte doit en être vivant, optimiste et court, avec un beau titre

très accrocheur. Employez toujours la même disposition, simple, mais si possible bien personnelle, afin que ceux qui ont déjà lu quelques-unes de vos chroniques repèrent immédiatement les suivantes. Cette petite publicité donne des résultats très supérieurs à ceux des annonces classiques de même importance.

● **Le téléphone.** — Donnez-vous comme règle d'appeler chaque jour au moins deux personnes pour leur offrir vos services, chez elles, aux heures les plus favorables. Vous commencerez par les clients que vous n'avez pas revus depuis un an. Demandez-leur s'ils ont eu satisfaction de vos services — si leur poste marche encore aussi bien que lorsque vous l'avez livré — et proposez une revision, dont tout appareil a besoin une fois l'an pour éviter la panne grave. Vous aurez un tarif intéressant pour ces révisions, qui comprennent le nettoyage, l'alignement, la vérification, le réglage mécanique; mais ce tarif doit cependant payer normalement votre temps : vous ne devez, en aucun cas, faire des affaires blanches.

Si le client se déclare satisfait sans accepter votre proposition, demandez-lui courtoisement qu'il veuille bien vous indiquer des amis dont le poste pourrait avoir besoin d'une revision. Vous leur téléphonerez en vous recommandant de votre client et leur demanderez si leur appareil est toujours aussi clair, aussi sensible et aussi parfait qu'au moment où ils l'ont acheté. Suivant la réponse, vous offrirez vos services comme ci-dessus, ou vous direz qu'un poste, comme toute machine ou tout appareil, s'use et se dérègle imperceptiblement, qu'une vérification annuelle est nécessaire pour prévenir bien des ennuis. Et vous demanderez la permission de rappeler d'ici quelque temps, etc.

Bien entendu, vous ne recevrez pas toujours un accueil cordial, car il y a des gens grincheux, et vous n'enregistrerez pas une vente à chaque appel. Mais il suffit qu'en moyenne vous ayez une réponse favorable sur vingt ou trente appels pour que cette publicité soit extrêmement profitable : car même les gens qui vous ont rabroué se souviendront occasionnellement de vous, quand ils auront besoin de quelque chose ou quand une autre publicité les touchera.

Donc, soyez persévérant, ne décrétez pas hâtivement que le téléphone est une publicité coûteuse et illusoire, car l'expérience a démontré le contraire. Quant à la dépense, elle ne sera pas bien élevée à raison de deux appels par jour : une seule réparation vous remboursera largement.

● **La publicité directe.** — Vous pouvez aussi faire des circulaires que vous enverrez aux adresses intéressantes, mais nous ne préconisons pas spécialement cette publicité, parce que les circulaires sont souvent trop impersonnelles, si bien qu'on ne les lit guère. Mieux vaut faire imprimer une jolie carte commerciale de couleur agréable, sur laquelle vous direz en phrases courtes et bien senties qui vous êtes, ce que vous pouvez faire, ce qu'on peut trouver chez vous, en quoi consiste votre garantie, un échantillon de vos prix. Si votre physique et votre devanture sont agréables, vous pouvez mettre la photographie de l'un et de l'autre. Au dos, mettez quelques conseils en cas de panne légère, par exemple :

Si votre poste s'arrête : Assurez-vous qu'il y a bien du courant au compteur ; que le fusible n'a pas sauté ; que l'antenne est toujours bien branchée, et la terre aussi ; que vous n'êtes pas en position de pick-up, etc.

Si votre poste crache : Assurez-vous que l'antenne ne balance pas en touchant quelque chose ; que les lampes sont bien enfoncées dans leur support ; que tous les interrupteurs de la maison sont en bon état ; que la prise de courant est bien enfoncée dans les douilles, etc...

Si votre poste est faible. Assurez-vous que, etc...

Si malgré tout le mal persiste, ne tentez rien d'autre, mais appelez un spécialiste compétent : la santé de votre appareil en dépend.

Ces cartes, vous les enverrez par la poste, ou, plus économiquement, vous les ferez distribuer par les gamins, le jeudi, moyennant quelques sous pour acheter des pétards.

● **Le matériel cédé par les fabricants.** — Les constructeurs et les fabriques de lampes mettent à la disposition des commerçants et des dépanneurs du matériel de publicité gratuit ou tout au moins d'un prix très réduit. Ne manquez pas d'en tirer tous les avantages, en l'utilisant intelligemment. Mais vous vous garderez cependant de transformer votre vitrine en une exposition de publicité : quelques jolis découpages suffisent pour donner une note gaie, évitez l'exagération.

● **Les fêtes locales.** — Mettez-vous à la disposition des autorités civiles, municipales, religieuses, aidez les organisateurs de fêtes sportives, de fêtes de bienfaisance, faites alliance avec les patronages, les salles de fête, les dancings, les écoles, pour leur fournir gratuitement ou à des conditions spéciales de location l'installation de public-address et les services qui s'y rapportent. C'est une publicité de premier ordre, qui vous « posera », et dont vous profiterez directement en rappelant de temps à autre dans le micro ce que vous faites et où on vous trouve.

L'EXTENSION DE VOTRE ACTIVITÉ

Vous savez comment a commencé le commerce de la radio : l'électricien a d'abord vendu quelques pièces détachées, puis il a vendu des postes tout montés, puis il y a joint des phonos, puis il a fait le dépannage. Mais l'avenir nous réserve sans doute bien d'autres choses, à commencer par la télévision, la téléreproduction de documents imprimés ou de photos, l'émetteur-récepteur portatif à faible rayon d'action, la télécommande sans fil... Et ce sont naturellement ceux qui seront prêts à temps qui profiteront des bonnes affaires qui se préparent.

Voici où nous voulons en venir : vous devez réserver une partie de votre temps pour étudier les aspects nouveaux de la radio, pour vous documenter sur les nouveautés des expositions — car quiconque n'avance pas recule. Ne vous contentez pas de vos connaissances actuelles, étudiez sans cesse : car, au fur et à mesure de l'avancement des sciences, il faut savoir bien plus de choses pour être tout juste suffisant.

Mais, en attendant que les grandes nouveautés scientifiques qui se profilent à l'horizon soient effectivement entrées dans le domaine commercial *pratique*, vous pouvez ajouter de bien jolies cordes à votre arc, par exemple :

● **La location d'amplificateurs de puissance**, avec tourne-disques, micro et haut-parleur. La clientèle est constituée par les commerçants, les foires, les usines ou ateliers, les églises, les écoles, etc.

● **Les cellules photo-électriques** et leurs diverses applications : protection contre le vol, comptage d'objets fabriqués, signalisation, télécommandes, etc. Il y a là une mine de bonnes affaires avec les industriels de votre rayon d'action.

● **La pose d'antennes modernes et d'antiparasites.** — Les premières installations vous font une telle réclame que les autres viennent toutes seules — sans compter les autres ventes qu'elles entraînent.

● **L'enregistrement de disques**, qui vous vaudra la clientèle de toutes les mères, des musiciens locaux, des organisateurs de tous genres.

● **L'installation de téléphones haut-parleurs**, dans les usines, les établissements publics, les bureaux, les hôtels.

● **L'installation et la surveillance de mécanismes électriques** un peu spéciaux, tels que distribution d'heure, sonnerie de cloches par l'électricité, etc.

● **Le film parlant.** — Le cinéma d'amateur a pris une extension considérable, et le pas suivant est naturellement la réalisation par l'amateur de films étroits avec piste sonore. Soyez prêt à profiter du marché qui se prépare, car on aura naturellement besoin de vos services.

EN MANIÈRE DE CONCLUSION

Pour réussir, ne comptez pas trop sur la chance : car c'est ainsi que l'on appelle généralement le résultat du travail, de l'intelligence, du bon sens et de l'esprit d'à propos de ceux à qui la fortune sourit. Ils se tiennent en éveil quand les autres dorment ; — ils mûrissent soigneusement leurs plans et les appliquent avec méthode quand les autres s'en remettent au hasard ; — ils savent profiter sans délai de l'occasion quand les autres la laissent échapper en pesant le pour et le contre ; — ils savent oser faire neuf quand les autres piétinent dans la douce routine.

Encore une fois, répétons que le côté commercial a autant d'importance, sinon davantage, que le côté technique. Vous aurez beau être un as du dépannage si personne ne vous apporte son poste à réparer — et toute votre science de la radio ne servira à rien si personne n'entre dans votre magasin pour acheter vos marchandises.

Ce qui ne doit pas vous empêcher de devenir un technicien de valeur, puisque votre activité commerciale est basée sur la technique. En deux mots, vous devez être un as de la radio bien exploité par un homme d'affaires.

POLITIQUE DE VENTE

Le déplacement pour rien.

J'ai eu beau représenter à ce client que j'étais fort occupé, il n'a pas voulu m'apporter son appareil, et il a tellement insisté que j'ai dû l'accompagner. Total : une demi-heure aller, autant retour, plus trois quarts d'heure de parloles et de visite. Pour trouver quoi ? La panne bête à pleurer : une lampe qui jouait au noyau de cerise dans son support et qu'il m'a suffi de renfoncer pour tout remettre en ordre...

Il s'agit maintenant de facturer... mais quoi ?

Mon temps au prix fort ? Oui... mais le client se croira volé, puisque je ne lui ai rien fourni et qu'en somme je n'ai même pas travaillé. Une taxe fixe de déplacement ? Le client sera aussi mécontent, et les clients proches paieront pour les éloignés, ce qui n'est pas juste. Faire le grand seigneur, en m'en remettant à son appréciation ? Autant afficher que mon travail et mon temps n'ont que la valeur qu'on veut bien leur attribuer.

Dans tous les cas, j'aurai « mangé de l'argent », car ce poste me fait négliger un travail plus rémunérateur.

Solution : puisque le poste est en panne, il faut que je l'emmène à l'atelier. Du reste, ce poste n'est pas acheté d'hier, et une rapide revision ne lui fera pas de mal. Je dis donc au client, sans préciser, qu'il s'agit certainement d'un mauvais contact, et c'est du reste la vérité. Dans mon antre, je rectifierai le support, je vérifierai les autres, je volterai tout, et je rendrai un poste *contrôlé*, qui ne se mettra pas en panne de sitôt.

J'aurai fait une affaire normale, le client sera content, et il en aura pour son argent.

Le prix élastique.

Paul Darnet vit bientôt ce qui clochait : comme toujours, c'était le premier chimique de filtrage qui rendait l'âme dans un gargouillement très doux. Mais alors, la valve ? En la passant au pont, il constata qu'elle était encore en vie, quoique plutôt faible. Il fit donc le prix en prévoyant son remplacement. Le client demanda à réfléchir, et le lendemain il faisait reprendre son poste, sous prétexte que c'était trop cher.

Affaire perdue ? Sans doute. Le poste marchait encore, mal, mais enfin il marchait. Le client allait s'en servir comme cela, et puis... Paul Darnet se frottait les mains en pensant à la belle corrida qui se préparait dans le poste, avec mise à mort de la valve et du transfo. Et le client serait bien forcé de revenir...

Voire. Ou d'aller chez le concurrent, en accusant Paul Darnet d'avoir préparé la catastrophe.

Moralité : il fallait expliquer au client — au besoin en joignant un mot à l'appareil — la situation *exacte*, en insistant sur la nécessité absolue de remplacer le chimique *et la valve*, en disant ce qui arriverait fatalement si la réparation n'était pas immédiate, complète et consciencieuse. Et remettre d'avance le devis de la réparation qui serait nécessaire après la catastrophe si le client négligeait son avis.

Gâchage de prix.

Je vois ce que c'est : une grille en l'air, son retour est mal soudé à la masse. Bon. Mais que vois-je ? L'interrupteur général est bien malade, il faudrait le changer avec son potentio. Je fais mon prix en conséquence, en garantissant mon travail, comme d'habitude. Du reste, c'est un bon client.

Où, mais le bon client me dit que Tarnopol, mon damné concurrent, lui a fait un prix très inférieur. Parbleu, il ne remplacera pas le potentio, lui !

Laisser échapper l'affaire, et le client ? Non. Je fais le même prix que Tarnopol, que le diable emporte ! Et je fais comme il aurait fait : je me contente de retaper, tant bien que mal, l'interrupteur malade.

Résultat : un poste réparé à moitié, qui se remettra en panne avant longtemps, et qui finira par aller chez Tarnopol. Et ce sera bien fait pour moi, car j'ai manqué de conscience professionnelle. Il fallait faire le même prix que Tarnopol, mais en prévenant le client que le potentio demandait à être remplacé, ce que je ne pouvais faire au prix de Tarnopol ; — qu'à ce prix je ne pouvais pas lui donner du travail et des pièces de haute qualité — pas plus que Tarnopol, du reste.

Le vieux neuf.

C'est l'histoire d'un transfo, comme toutes les histoires de transfos : un chimique a claqué, le transfo a chauffé, et puis tout s'est arrêté. L'ami Maurice le dit au client, indique son prix pour le remplacement des pièces et la main-d'œuvre, et finalement obtient la commande après quelques hésitations de l'opéré...

Mais voilà : Maurice s'aperçoit, en démontant le transfo, que la coupure doit être tout à l'entrée des premières spires. Effectivement, là voici : un coup de fer à souder, et le bobo est réparé. Le poste remarche comme Lazare ressuscité. Et Maurice n'a plus qu'à livrer l'appareil, et à toucher le prix convenu.

Possible, mais, en bon français, cela s'appelle de l'abus de confiance. Pour ce prix, le client a droit à un transfo *neuf*, même si l'ancien est tout aussi bon. Maurice devait facturer uniquement sa fourniture *effective* de temps et de pièces. D'ailleurs, le vieux transfo, même retapé, n'est

qu'un vieux transfo, surchauffé, donc affaibli. Il claquera probablement un jour ou l'autre — et peut-être un concurrent découvrira-t-il les traces de l'intervention : belle réclame pour l'honnêteté de l'ami Maurice.

Le stock d'avant guerre.

L'autre jour, j'étais dans l'atelier d'un ami aux prises avec un client. « Vous avez de la chance, lui disait-il, j'ai justement là les deux lampes qui manquent à votre poste. On n'en fabrique plus, je les ai depuis 1939. »

Départ du client. « Combien les feras-tu payer, tes deux lampes ? » demandai-je. « Mais je ne sais pas, moi... Le prix fort d'avant guerre... »

Je louai fort la générosité de mon ami, mais je blâmai sa politique de vente. Car des lampes devenues introuvables valent non seulement autant que les lampes actuelles, mais elles valent bien davantage en vertu de la loi de l'offre et de la demande, qui est vieille comme le monde. Sans compter l'intérêt du capital qu'elles constituent, qui a été placé dans un tiroir pendant des années.

Moralité : ne pas faire pénétrer la clientèle dans les secrets d'alcôve ou de laboratoire. On lui fournit le nécessaire, cela doit lui suffire, les sources ne la regardent pas. C'est le dépanneur, et non le client, qui doit « profiter de la chance » qui se présente. Le dépanneur doit être honnête, on ne lui demande pas d'être généreux.

Le client qui paie pour les autres.

Toute l'après-midi y avait passé, mais maintenant le poste donnait les ondes courtes. Et Maurice était assez mécontent de lui, car il se rendait bien compte qu'il aurait dû trouver le défaut beaucoup plus vite. Finalement, le raccourcissement total du retour de grille oscillatrice, en raccordant directement son condensateur de 5.000 centimètres au rotor du variable, avait transformé cet appareil un peu ancien. En ce temps-là, on faisait le retour à la masse la plus commode, et les oscillations fermaient leur circuit comme elles pouvaient.

Tout de même, une demi-journée pour trouver cela ! Il aurait dû le voir tout de suite. Et Maurice n'osa pas compter à son client tout le temps passé.

Mais, quelques jours plus tard, un poste de même marque arriva au labo. En trois coups de cuiller à pot, Maurice lui fit subir la même opération, avec le même succès. Et il factura froidement le même prix qu'au client précédent. « Il paiera pour l'autre », se dit-il.

Qu'en pensez-vous ? Cela paraît assez juste, mais c'est exactement une injustice. Le second client n'a pas à payer les études de Maurice, car il est sous-entendu que celui-ci connaît son métier suffisamment pour trouver rapidement la panne. Sinon, il doit facturer des heures d'apprenti, non de professionnel. La sage politique commerciale rejette résolument ces agissements de margoulin.

Le gâcheur d'à-côté.

Vous êtes affligé d'un concurrent qui ne semble pas avoir une idée exacte de son prix de revient. C'est votre bête noire, il fait des prix imbattables, abandonnant une partie de son bénéfice, installant les postes gratuitement, donnant ses services pour presque rien. Que faire ? Le suivre, et tâcher de le battre sur son propre terrain, en faisant des prix encore plus bas ? Si vous cherchez à faire du chiffre, cela peut aller — mais, si vous voulez du bénéfice, c'est autre chose.

Dans un cas semblable, étudiez votre concurrent, voyez s'il prospère réellement, ou s'il s'appauvrit : ce qui compte, c'est l'enrichissement, et non le volume. Si oui, vous avez des leçons à prendre de ce concurrent. N'achète-t-il pas mieux que vous ? Sa publicité ne lui permet-elle pas de

faire plus d'affaires que vous, avec relativement moins de frais généraux ? Ne connaît-il pas mieux son métier ? N'est-il pas mieux équipé, ce qui lui permet de travailler plus vite ? Il vous faudrait alors vous moderniser, vous mettre à la hauteur.

Mais s'il s'agit d'un vil gâcheur, un pauvre type qui travaille pour ne rien gagner, un incapable qui sait tout juste baisser les prix, alors c'est une raison de plus pour vous moderniser, vous perfectionner, vous instruire. Laissez faire le gâcheur : vous, faites payer au juste prix un service impeccable. Et arrangez-vous pour que cela se sache, par vos clients, par votre vitrine, par votre publicité. Laissez les bas prix à l'autre : vous, devenez le roi de la qualité *et surtout de l'honnêteté*. C'est vous qui gagnerez la partie.

Une méthode qui donne souvent de bons résultats pour lutter contre un gâcheur : donnez à choisir entre deux prix : le vôtre, pour une qualité impeccable et garantie — et « le sien », ou à peu près, pour une qualité courante non garantie, en expliquant au client qu'un tel prix vous oblige à rogner sur tout, et qu'il en aura juste pour son argent dans les deux cas.

Le poste à quatre sous.

Marc Barnette est un aristocrate de la radio. Il a toujours eu le plus profond dédain pour les récepteurs tous courants, les postes à quatre sous, les « boîtes à cigares » populaires. Sans aller jusqu'à vendre exclusivement des postes de luxe, il ne « tenait » pas l'article pour toutes les bourses. Puis vinrent les vaches maigres, il fallut bien réparer, moderniser les postes tout venant. Mais, quand arrive sur son établi un échantillon de la race abhorrée, il le traite comme il le mérite : « Eh aïe donc ! Du moment que ça marche, ces camelotes, pourquoi m'esquinterais-je à les régler au poil ? C'est déjà bien assez malheureux de devoir m'occuper de pareilles ordures. » Bien entendu, il réserve ses pièces de second choix aux postes à quatre sous.

Qu'y a-t-il de mal dans la conduite de Marc Barnette ? Tout simplement ce qu'il y aurait de mal dans la conduite du médecin qui agirait de la sorte avec ses clients pauvres. Dès lors que Marc accepte de dépanner un poste, quel qu'il soit, il doit le faire en toute conscience. Le client n'apporte pas son appareil pour amuser Marc, mais pour qu'il le soigne le mieux possible.

Sans compter que le moindre poste à quatre sous d'aujourd'hui vaut largement un poste aristocratique d'il y a quelques années. Et que le poste populaire a droit à tout notre respect, car nous lui devons le développement du commerce de la radio et le pain quotidien du plus grand nombre d'ouvriers, de vendeurs et de dépanneurs.

Marc serait bien plus avisé de devenir l'as de l'amélioration des postes à quatre sous : cela se saurait vite, et il y gagnerait largement sa vie.

Les substitutions.

Ce gros poste avec un push-pull de deux 6 L 6, toutes deux mortes ou à peu près... et le client chipoteur, qui n'a pas l'air de payer avec le sourire... Vais-je laisser repartir cela, parce que je n'ai pas les lampes de rechange ? Oh ! mais il me reste une 6 V 6, plus celle que je puis emprunter à un autre poste en attendant... C'est cela : la polarisation peut aller, l'impédance de charge aussi, à la rigueur... J'essaie, ça va, cela va même pas mal du tout, un peu plus faible sans doute qu'avec des 6 L 6, mais il y a de la réserve de puissance, le client n'aura qu'à pousser un peu plus loin son potentiomètre. Le client a payé sans sourciller. Bizarre. Il a bien trouvé que son appareil était un peu moins bon qu'avant, mais enfin le voilà parti avec son poste qui marche.

Cela n'aura pas de conséquences jusqu'au jour où un autre profes-

sionnel mettra le nez dans son appareil et découvrira la substitution. Bien entendu, il dira au client qu'il fallait des 6 L 6 et non des 6 V 6. Et je passerai pour un filou, et cela me fera une fameuse réclame. J'aurais dû avertir honnêtement le client, c'était plus commercial..

La fermeté nécessaire.

Ce poste que vous avez réparé ne marche pas, paraît-il, rien ne s'allume, etc. Vous finissez par y aller voir — et vous trouvez le poste branché sur une ligne commandée par un interrupteur *ouvert*. La cliente rit de son étourderie, jusqu'à ce que vous réclamiez x francs de déplacement. Elle prétend que vous avez déjà été payé. Si vous ne tenez pas bon, vous passez ou pour un sot qui se laisse faire, ou pour un voleur qui était trop payé la première fois, puisqu'il admet que le bénéfice sur la réparation paie en outre un second déplacement.

Le poste ou la réparation « à l'essai ».

Enfoncez-vous bien dans la tête que le moment de moindre résistance de 99 clients sur 100 est celui où ils prennent livraison de la marchandise. Profitez-en pour vous faire payer — ou pour obtenir un engagement en bonne forme. Au cours de l'essai, vous êtes à la merci d'une malchance, d'une lubie du client, d'un conseil d'ami intéressé, des propositions concurrentes, de la mauvaise humeur, d'une fausse manœuvre. Le paiement différé ne doit être pratiqué qu'exceptionnellement, quand il n'y a pas moyen de faire autrement. Si l'on se mariait « à l'essai », 90 p. 100 de ménages ne dureraient pas trois mois... En tout cas, l'essai doit être *ultra-court* : ferrez le client avant qu'il ne se rassasie.

Le client méfiant.

Avant la guerre, Jacques Moret n'emportait jamais un poste à réparer sans remettre au client les lampes qu'il enlevait devant lui. Le dépannage se faisait avec un jeu de lampes éprouvées, ce qui lui permettait ensuite, par comparaison, de vendre à son client des lampes neuves. Puis la raréfaction des stocks est venue, et il fallut bien enlever le poste avec ses lampes. Et Jacques Moret constata que plusieurs clients s'imaginaient qu'il profitait de l'isolement de l'atelier pour substituer des lampes...

Alors il se fit faire des carrés de papier, sur lesquels il inscrivit, devant le client, les numéros des lampes du poste et leur marque. Ayant retiré les lampes du poste, il pria le client de les examiner et de mettre, en face de chaque numéro, un signe distinctif, ou la description d'un petit défaut extérieur, qui lui permette de vérifier à la réception que ses lampes n'avaient pas été changées « par inadvertance ». Pendant ce temps, Jacques tournait le dos, pour éviter d'épier le client.

L'autre sagouin.

Quand Tom parle de l'« autre sagouin », ses clients ont vite compris qu'il s'agit de l'autre Radio-Service, rival de Tom. Si l'on en croit Tom, l'autre sagouin répare les postes comme un cochon et ne connaît rien à la radio. Or Tom oublie qu'il y a parmi ses clients des sceptiques, des curieux que le sagouin intéresse, des mauvaises langues et des honnêtes gens qui n'aiment pas la calomnie, sans compter les clients qui sont mécontents des services de Tom. Si bien que, sans le savoir, c'est Tom qui est le meilleur agent de publicité dudit sagouin.

Car il n'y a qu'une attitude intelligente à l'égard d'un concurrent, même si c'est un authentique sagouin : la neutralité *bienveillante*. Excusez votre concurrent quand on l'attaque, et vous aurez les braves gens et les rieurs pour vous. Rappelez-vous les paroles de l'Évangile : On vous mesurera avec la mesure dont vous vous serez servi.

CERCLES A CALCUL

Voici deux petits accessoires que vous fabriquerez en quelques minutes et qui vous éviteront bien des calculs. Vous enlevez de votre *Memento* les deux feuillets suivants et vous les collez sur un solide bristol, puis vous découpez soigneusement. Vous vernissez avec le vernis au celluloid de la page 221, ou vous recouvrez d'une pellicule photo débarrassée de sa gélatine dans un bain d'eau de Javel ; il suffit de tremper pendant deux secondes les disques dans de l'acétone, puis de les appliquer tout mouillés sur la feuille de cellulose pour obtenir la soudure. Après séchage, on redresse au fer à repasser tiède, entre deux cartons.

Il ne reste plus qu'à centrer soigneusement le petit cercle sur le grand qui lui correspond et à les réunir au centre par un petit rivet tubulaire, par exemple. C'est tout. Les trous de rivets doivent être bien centrés, sous peine d'erreurs de calcul.

Calculateur LOI D'OHM.

Calcul d'une résistance. — Lisez l'intensité sur le petit disque et mettez-la en face de la tension lue sur le bord du grand disque : la flèche noire du petit disque indique la résistance sur le grand. Les ohms se lisent sur le bord du grand disque, tout comme les volts. Au-dessus de 1 000 ohms, on lit les kilo-ohms et les mégohms sur la seconde échelle du grand disque.

Comme les divisions sont logarithmiques, elles se continuent indéfiniment. Par exemple, la graduation du petit disque, qui commence à un milli et s'arrête à 10 ampères, permet cependant de lire au delà de ces limites. Exemple : 15 ampères se liront à la graduation 1,5 milli, 20 ampères à 2 millis, etc...

Calcul d'une intensité ou d'une tension. — Il suffit évidemment de mettre la flèche en face de la résistance pour lire l'intensité en face de la tension qui lui correspond, ou vice versa.

Calculateur BOBINAGES.

Calcul d'une self-induction. — On mesure en centimètres la longueur bobinée, le diamètre moyen d'une spire, on divise le diamètre par la longueur pour obtenir le quotient D/L , qui est lu sur le petit disque et amené en face de la longueur bobinée lue sur le grand disque. La self en microhenrys se lit alors sur le grand cercle, en face du nombre de spires lu sur le petit. Les diamètres et les microhenrys se lisent sur la même graduation.

Calcul du nombre de spires. — Procéder par approximations successives. On commence par doubler le diamètre du mandrin, ce qui donne la longueur d'essai de bobinage. On met le quotient $D/L = 2$ en face de cette longueur, on lit le nombre de spires en face du nombre de microhenrys. Ceci fait, il faut vérifier si ce nombre de spires correspond bien à la longueur théorique qui a servi à la détermination, pour le diamètre de fil choisi. Sinon, on recommence le calcul en modifiant cette longueur, donc le quotient D/L . Il y a intérêt à se rapprocher autant que possible de la forme ramassée, qui donne le moins de pertes en haute fréquence, avec D/L voisin de 2.

Nota bene. — Le diamètre moyen des spires est égal au diamètre du mandrin, plus le diamètre du fil goupé. Si la bobine est utilisée sous blindage, il faut augmenter sa self pour compenser l'effet du blindage.

Comment
se font
les lampes
TUNGSRAM
?

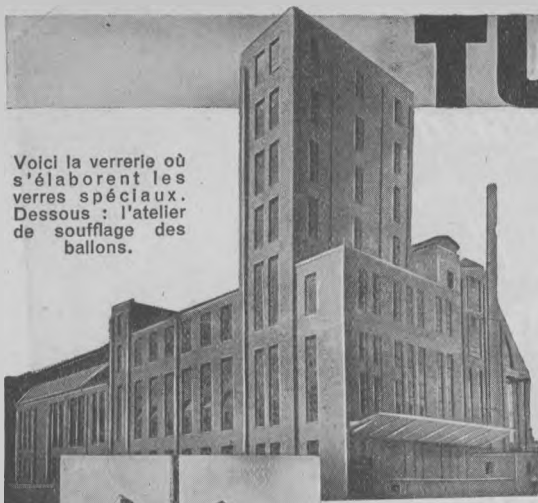
Une lampe moderne de T. S. F. est un concentré de science et d'industrie dont la fabrication exige un outillage des plus complexes. Les lampes **TUNGSRAM** sont fabriquées par neuf importantes usines en Europe, dont la plus récente est celle de Gennevilliers (Seine).



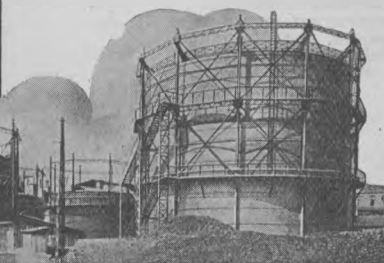
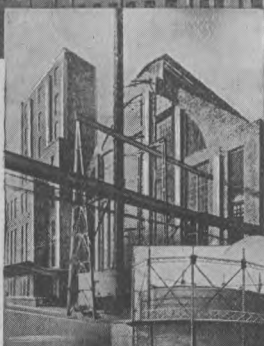
Vue générale de l'usine principale TUNGSRAM, qui occupe 10.000 ingénieurs, ouvriers et employés.

TUNG

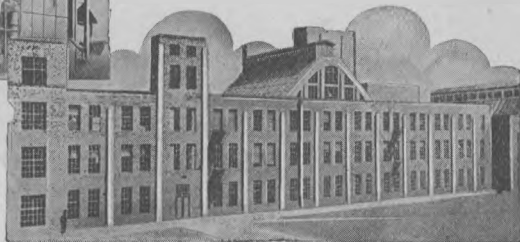
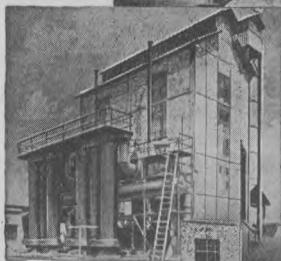
Voici la verrerie où
s'élaborent les
verres spéciaux.
Dessous : l'atelier
de soufflage des
ballons.



Ci-dessous, l'usine à gaz, qui serait
suffisante pour une ville de 100.000 âmes.



Ci-dessous, l'atelier d'étréage, où se fabri-
quent les tubes et tiges de verre
nécessaires à la fabrication des lampes.



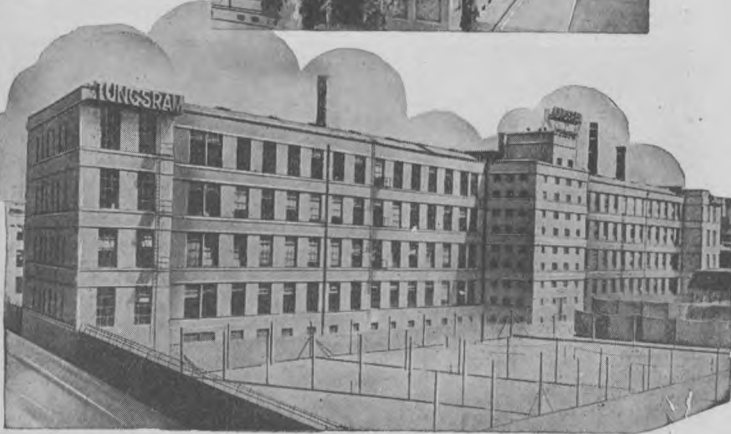
SRAM

L'Institut de recherches
TUNGSRAM.



Ci-contre et
ci-dessous,
les ateliers de
mécanique
où se fabri-
quent les
électrodes

Ci-dessous, service
central des lampes.



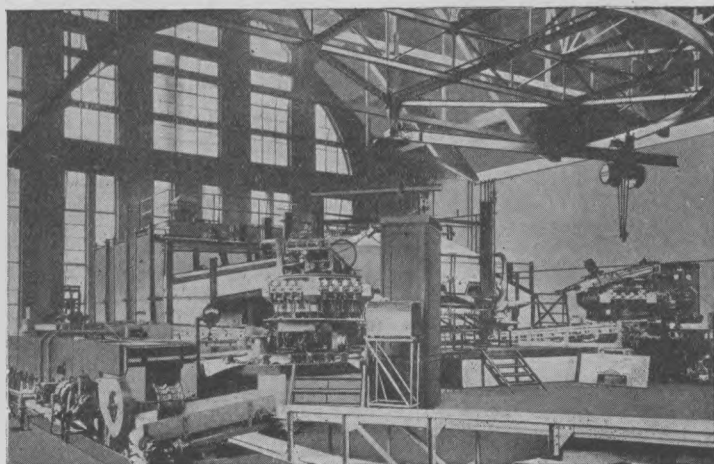


VERRERIE

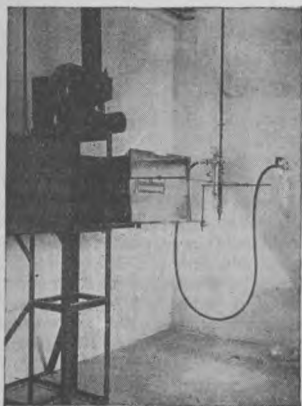
Les ampoules des formes les plus variées sont fabriquées automatiquement par d'ingénieuses machines avec une extraordinaire précision. Chacune d'elles peut produire 5.000 ampoules à l'heure et constitue, avec son four de fusion et son four automatique à recuire, un ensemble Impressionnant.

Balances de dosage automatique des produits composant les verres.

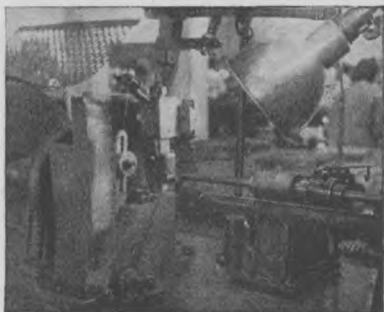
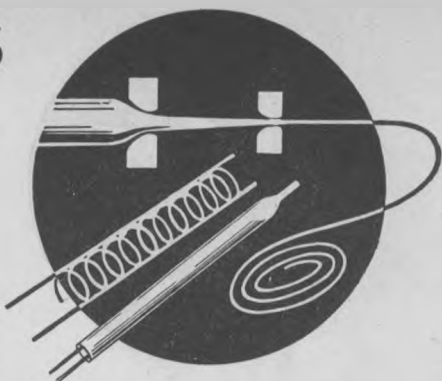
Ci-dessous, une batterie de deux machines à souffler les ampoules.



ÉLECTRODES



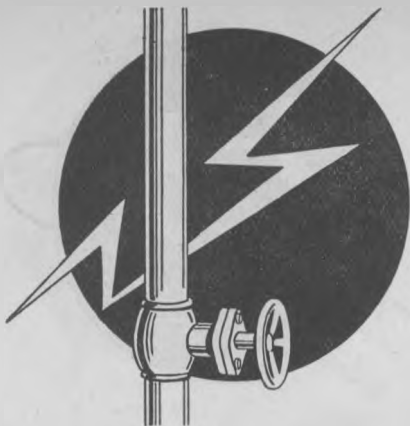
Ci-dessus, un poste d'activation des cathodes, dont la couche émettrice doit être précise au milligramme.



Ci-dessous, une salle d'étirage des filaments de tungstène sur machines automatiques.

Fabrication des grilles : de leur précision dépendent les constantes de la lampe.





FLUIDES ET COURANT

La fabrication des lampes exige la production des fluides les plus variés : courant continu a basse tension, courant alternatif moyenne et basse tension, air comprimé à haute et basse pression, vide primaire produit par des pompes à huile, gaz d'éclairage à haute et basse pression, hydrogène pour traitements et réductions, etc... Ces fluides et ces courants sont produits ou contrôlés par une centrale et distribués dans toute l'usine par un réseau complexe de canalisations

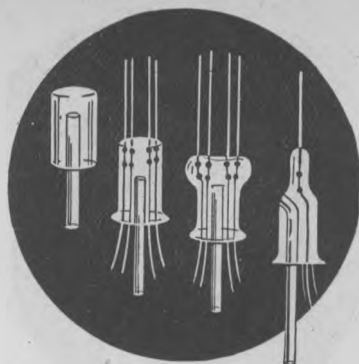


Une des pompes à vide primaire.

Usine de Gennevilliers. Convertisseurs et pompes.

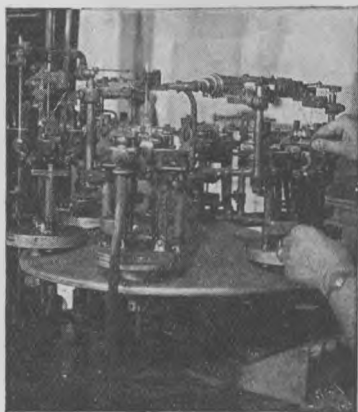


FORMATION DES PIEDS



Les pieds des lampes, où sont fixés les supports d'électrodes et le queusot de pompage, sont fabriqués par des machines automatiques. Les supports, réunis aux conducteurs par un joint de métal spécial qui a le même coefficient de dilatation que le verre, sont pincés dans le pied ramolli par les chalumeaux, ainsi que le queusot, qu'un dard de chalumeau débouche sous pression d'air.

CI-contre : Vue du plateau tournant d'une machine.



MONTAGE



C'est ici le travail le plus délicat, qui ne peut être confié aux machines à cause de la multiplicité des types et des dispositions. Les électrodes sont montées et soudées sur les pieds par des ouvrières, dont chacune est spécialisée dans une opération. Les pièces sont saisies dans des calibres qui assurent leur position rigoureuse pendant le montage. La plupart de ces opérations s'effectuent à la loupe.



Une ouvrière, une contrôlease, une ouvrière, une contrôlease... et ainsi de suite jusqu'à l'achèvement du montage.



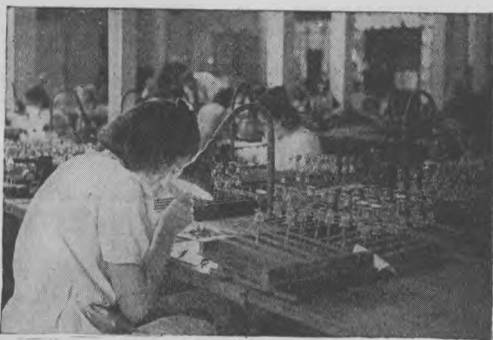
PRÉCISION

On comprend sans peine toute la délicatesse du travail de montage de pièces aussi fragiles et ténues que le sont cathodes, grilles et micas... Elles s'exécutent aux précelles sous la lampe, et chaque opération est soumise au contrôle avant l'opération suivante. Toute imperfection, même imperceptible pour le profane, entraîne irrévocablement la mise au rebut de la lampe.

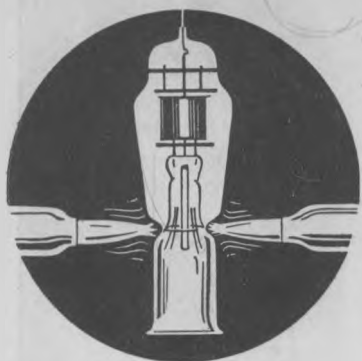


Montage d'une cathode sur un pont de mica. La cathode est rivée par la bouterolle rotative.

Une contrôleuse au travail.



Montage d'un mica sur le support.

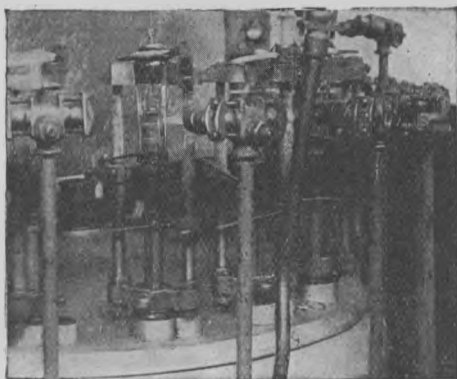


SOUDURE

Le pied muni de ses électrodes, qui sort de la chaîne de montage, reçoit maintenant son ampoule qui est soudée à son collet par une machine automatique. On voit ci-contre un chalumeau qui ramollit l'ampoule en rotation...

... Un autre chalumeau détachera le col de l'ampoule en réalisant la soudure au collet du pied, puis la soudure sera recuite.

Ci-dessous, une batterie de machines à souder les ampoules aux pieds. Ensuite vient le pompage.



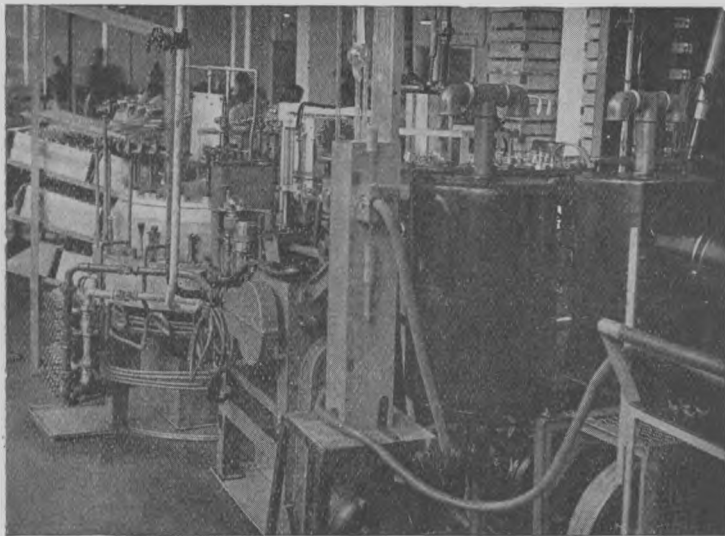
POMPAGE

Le vide le plus poussé doit régner dans la lampe de T. S. F. C'est l'œuvre d'une machine spéciale, qui chauffe d'abord la lampe pendant que les pompes à huile réalisent un vide primaire très élevé.

Ci-contre, un détail de la machine, montrant le four de préchauffage et les bobines à haute fréquence qui font rougir l'ensemble des électrodes pour chasser les gaz adsorbés...



... Le vide primaire est complété par le vide poussé obtenu à l'aide de pompes à diffusion à vapeur de mercure et absorption des dernières molécules par le charbon actif à la température de l'air liquide. Toutes ces opérations sont réalisées par la même machine, qui coupe finalement le queusot de pompage.



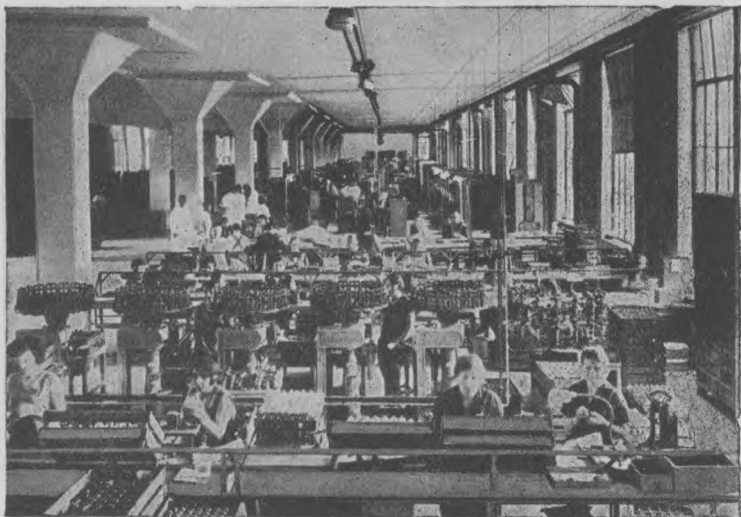


CULOTAGE

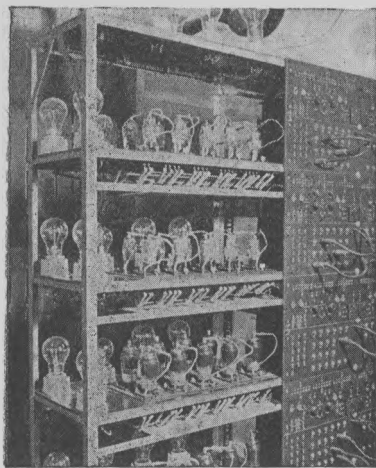
Après pompage, les lampes subissent une série de contrôles, puis reçoivent leur culot. Le culot est soudé à l'ampoule par de la bakélite, polymérisée sur machines automatiques à une température rigoureusement contrôlée.



Un hall de culotage des lampes, entre deux stations de contrôle.



CONTROLE

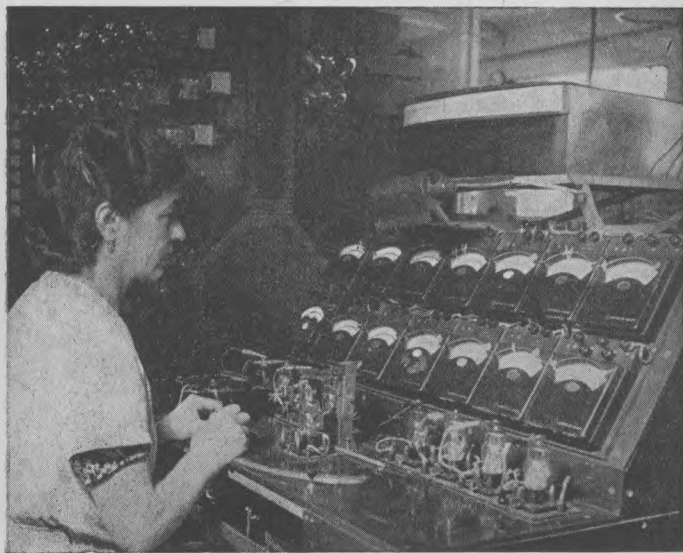


Ci-dessus, une herse d'essais de durée. Les lampes à incandescence sont des résistances.



Le contrôle final des lampes comporte la vérification minutieuse des caractéristiques électriques, des soudures extérieures, de l'aspect, du vide, etc... En outre, un certain nombre de lampes sont prélevées dans chaque lot pour subir des épreuves de durée et de surcharge particulièrement sévères.

Toute lampe ou tout lot qui ne répond pas exactement aux normes est impitoyablement sacrifié, car il n'y a qu'une seule qualité **TUNGSRAM**.



LES LAMPES



Montage automatique
des filaments.



Vérification du boudi-
nage des filaments.

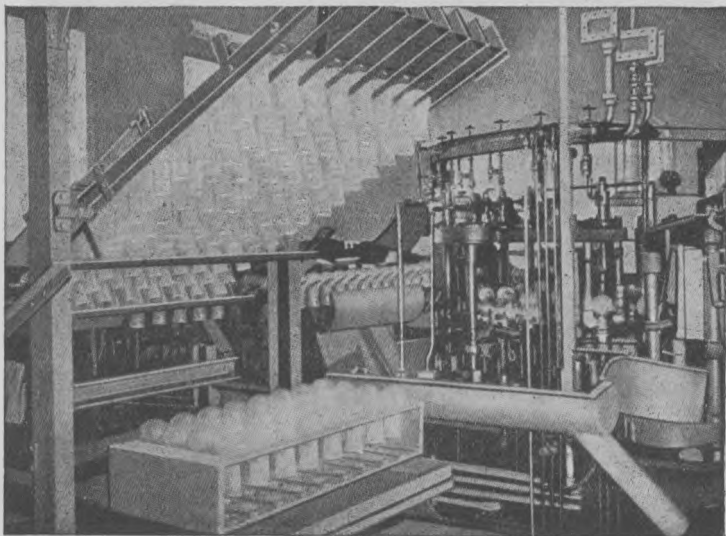


Soudure automatique
des ballons aux pieds
des lampes.

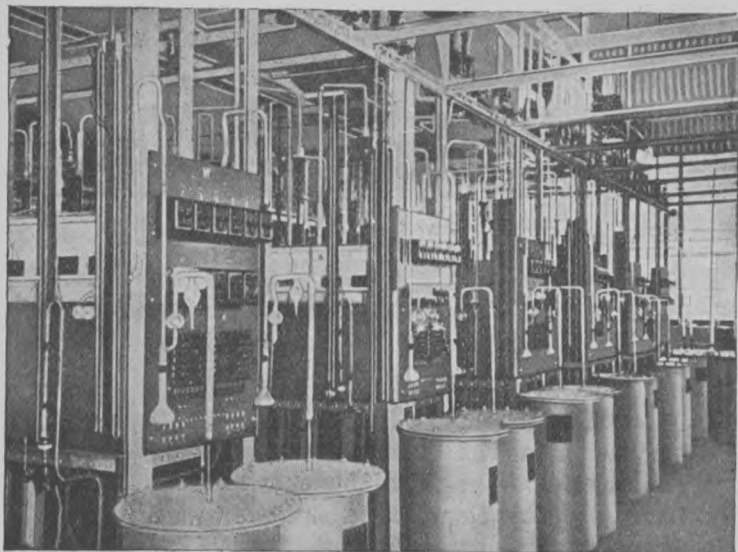


Construites avec les mêmes soins que les lampes de T. S. F., les lampes d'éclairage TUNGSRAM jouissent d'une renommée universelle.

C'est TUNGSRAM qui a lancé sur le marché les premières lampes au krypton, qui donnent une belle lumière blanche avec une économie de courant de 20 à 40 %.

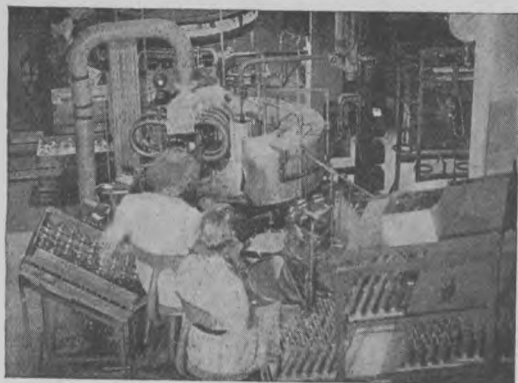


D'ÉCLAIRAGE



Épuration des gaz de remplissage.

Pompage des lampes d'éclairage.





Un hall de fabrication des lampes.

En temps normal, TUNGSRAM fabrique les lampes d'éclairage les plus diverses et les plus spéciales, de toutes formes et de toutes puissances :

- Lampes au krypton, à l'argon, à vide.
- Lampes intensives et lampes mignonnettes.
- Lampes pour la photographie et la projection.
- Lampes d'auto, lampes de vitrine.
- Lampes pour phares et projecteurs.
- Lampes pour cinéma, lampes de sonorisation.
- Lampes lumineuses, lampes ponctuelles.
- Lampes à flux dirigé, lampes à basse tension.



Un photomètre à sphères d'intégration pour la mesure des flux lumineux.

CARACTÉRISTIQUES DES PRINCIPALES **LAMPES** **RADIO**

Nous avons rassemblé dans les pages suivantes les principales

LAMPES EUROPÉENNES

LAMPES AMÉRICAINES

DE TOUTES MARQUES

que le dépanneur français peut rencontrer dans les récepteurs.

Provisoirement, les types normalisés dont l'indicatif est souligné sont seuls susceptibles d'être livrés.

LES LAMPES DE RÉCEPTION

Pour s'y retrouver rapidement dans les nomenclatures de lampes réceptrices, il convient de connaître la signification des lettres ou chiffres qui composent leur indicatif.

On sait que les lampes se divisent en deux grandes familles : les *lampes européennes*, dont l'indicatif commence par une *lettre*, et les *lampes américaines*, dont l'indicatif commence par un *chiffre*. Seules, quelques lampes européennes de types anciens — et pour la plupart disparus du marché — font exception à cette règle, avec une demi-douzaine de valves encore vivantes.

LAMPES EUROPÉENNES ANCIENNES

Avant la normalisation, la plus haute fantaisie régnait dans les dénominations et les indicatifs des différents constructeurs, et il faudrait un archiviste paléologue pour en débrouiller l'écheveau.

LAMPES EUROPÉENNES MODERNES

Elles sont désignées par un groupe de lettres suivi d'un ou plusieurs chiffres.

Première lettre. — Elle indique le genre de chauffage :

- A = Chauffage indirect, 4 volts.
- C = Chauffage indirect série, 200 milliampères.
- D = Chauffage direct, 1,25-1,4 volt.
- E = Chauffage indirect, 6,3 volts.
- K = Chauffage direct, 2 volts.
- U = Chauffage indirect série, 100 milliampères.

Les lettres suivantes. — Elles indiquent la fonction de la lampe

- B = Diode (AB 2, EB 4).
- C = Triode (AC 2, KC 3).
- D = Triode BF (AD 1).
- E = Tétrode (EE 50).
- F = Pentode HF (AF 3, KF 4).
- H = Hexode (CH 1, EH 2).
- K = Octode (EK 3, KK 2).
- L = Pentode BF (KL 2, EL 5).
- M = Indicateur d'accord (EM 4).
- Z = Valve (EZ 3, EZ 4).

Les chiffres terminaux indiquent en quelque sorte la « date de naissance » de la lampe dans sa série. Plus ce chiffre est élevé, plus la lampe est de type récent. Souvent, la fonction de la lampe est d'autant plus poussée que le *dernier* chiffre est plus grand.

● Quand le nombre terminal est composé de 2 chiffres, il s'agit d'une lampe de type récent. Le premier chiffre indique le genre de construction :

1 = Acier.

2 = Verre.

Le chiffre suivant étant un numéro distinctif.

Culots. — Les lampes européennes de types anciens sont munies d'un culot à nombre variable de broches.

Les lampes modernes sont munies d'un des trois types de culots suivants :

a) Le *culot à lamelles*, généralement au nombre de 8, appelé aussi culot à contacts latéraux ou culot transcontinental ;

b) Le *culot à clef*, qui ressemble au culot LOKTAL américain, avec 8 broches symétriques ;

c) Le *culot allemand*, à 8 broches dissymétriquement réparties en deux groupes de 5 et 3 broches.

Nous donnons ci-dessous un tableau synoptique des lampes européennes modernes dont les caractéristiques figurent aux pages suivantes.

LAMPES AMÉRICAINES ANCIENNES

Elles sont numérotées de 1 à 100. Ces numéros n'ont aucune signification spéciale.

LAMPES AMÉRICAINES MODERNES

Elles sont désignées par un nombre initial, suivi d'une lettre, puis d'un nombre final. Elles ont habituellement le culot octal.

Le *nombre initial* indique la tension de chauffage en volts, sans tenir compte des décimales.

Exemple : 6 L 6 est chauffée sous 6,3 volts.

La *lettre centrale* indique la fonction de la lampe :

A = Amplificatrice ou convertisseuse.

B = Double diode-pentode.

C = Triode ou pentode HF fixe.

D = Pentode HF à pente variable.

E = Œil magique.

F = Triode, ou pentode, ou triode-pentode.

G = Œil magique.

H = Double diode.

J = Pentode HF à pente fixe.

K = Pentode HF à pente variable.

L = Tétrode finale.

M = Pentode HF à pente variable.

N = Double triode.

Q = Double diode-triode.

R = Double diode-triode.

T = Triode.

U = Œil magique.

V = Tétrode finale.

W = Pentode HF.

X, Y, Z = Valves biplaques.

Le chiffre terminal indique théoriquement le nombre de sorties d'électrodes, qui n'est pas nécessairement le nombre d'électrodes. Enfin, les lampes en verre sont désignées par le suffixe G (*Glass*), tandis que les lampes verre-métal ont le suffixe G (*Metal-Glass*) et les lampes en verre de format réduit, à culot octal, le suffixe GT.

LES LAMPES "LOKTAL"

Ces lampes récentes sont tout en verre, sans culot en bakélite, les broches sortant directement de l'ampoule en verre pressé. Il n'y a pas de sortie d'électrode au sommet de l'ampoule. La base de celle-ci est sertie dans une coquille métallique portant une broche centrale de guidage comme le culot octal ; toutefois, cette broche-clé possède une gorge de verrouillage qui est retenue par le support spécial de la lampe, empêchant celle-ci d'être expulsée fortuitement. Pour enlever la lampe, on la presse légèrement sur le côté, ce qui dégage le verrou.

L'encombrement est minimum et le blindage aisé grâce à la coquille métallique de base.

CARACTÉRISTIQUES DES LAMPES RÉCEPTRICES

Dans les pages suivantes, nous avons rassemblé les principales caractéristiques des lampes européennes et américaines les plus utilisées. Elles sont rangées par ordre alpha-numérique, suivant le principe que nous appliquons depuis des années : « La lettre prime le chiffre. » Par conséquent, les lampes américaines, qui commencent toutes par un chiffre, viennent après les lampes européennes, qui commencent par une lettre.

Voici quelques remarques importantes :

Anciennes lampes européennes. — Leur indicatif est imprimé en italique. Comme il ne pouvait être question de faire figurer l'in vraisemblable fouillis de lampes qui ont précédé la normalisation, nous nous sommes bornés à donner les caractéristiques les plus marquantes des anciennes lampes Tungfram et de quelques types d'autres marques qui ont connu une certaine vogue et qu'on peut encore trouver sur quelques anciens appareils.

Les lampes de remplacement. — La description de nombreuses lampes se termine par l'indication de lampes susceptibles de les remplacer, parce que leurs caractéristiques sont semblables ou voisines.

Toutefois, le remplacement demande souvent une modification peu importante. Avant de remplacer une lampe par une autre, il faut :

1° Comparer les culots pour voir s'il n'y a pas lieu de changer le support ou tout au moins certaines connexions.

2° Comparer les consommations, chauffage, plaque, écran, pour s'assurer que le transfo ne sera pas surchargé.

3° Comparer les tensions de grille et d'écran, afin de modifier s'il y a lieu les résistances chutrices de cathode ou d'écran. Rappelons qu'une résistance de polarisation se calcule en divisant la tension négative de grille par la somme des courants de plaque et d'écran exprimée en ampères : on obtient ainsi des ohms. En divisant les volts par des milliampères, on obtiendrait des kilo-ohms. De même, la résistance chuttrice d'écran s'obtient en divisant la différence de tension entre plaque et écran par le courant d'écran.

4° Comparer les résistances de charge, s'il y a lieu. Ceci est important pour les lampes finales. Si le désaccord est sensible, il faudra changer

le rapport du transfo. On le trouve aisément à l'aide de l'abaque page 448 du tome II.

Pour de plus amples détails sur les remplacements de lampes, voir page 130 du présent *Memento*.

Lampes disponibles.

Toutes les lampes décrites ne sont pas disponibles jusqu'à nouvel ordre. Certaines sont de types anciens qu'on ne fabrique plus. D'autres lampes de types récents n'ont pas encore été placées sur le marché français, quoiqu'on puisse les rencontrer sur certains postes d'importation. Enfin, certains types courants ont été provisoirement supprimés.

Les seuls types actuellement susceptibles d'être livrés sont ceux dont l'indicatif est imprimé en caractères gras souligné.

Assez!

NEUF FOIS SUR DIX ...
*les distorsions sont dues
aux lampes fatiguées
et se guérissent par des*
LAMPES NEUVES.

TUNGSRAM

A 409

Triode



Vf.	4	If.	0,065 A.
Va.	150	Ia.	3,5 mA.
Vg.	-9	Ri.	10.000 Ω
K.	9	S.	0,9

Similaire à G 407

A 410

Triode



Vf.	4	If.	0,06 A.
Va.	150	Ia.	3,5 mA.
Vg.	-3	Ri.	20.000 Ω
K.	10	S.	0,5

Similaire à G 405, G 407

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIVRABLES

A 415

Triode



Vf.	4	If.	0,085 A.
Va.	150	Ia.	4 mA.
Vg.	-4	Ri.	10.000 Ω
K.	15	S.	1,5

Similaire à LD 410

A 425

Triode



Vf.	4	S.	0,065 A.
Va.	200	Ia.	2,3 mA.
Vg.	-2,5	Ri.	21.000 Ω
K.	25	S.	1,2

Similaire à HR 406

AB 1

Double diode



Chauffage Indr.	4 V. — 0,65 A.
Volts anode max.	200
Courant anode.	0,8

Similaire à AB 2

AB 2

Double diode



Chauffage Indr.	4 V. — 0,65 A.
Volts anode.	200 V. crête.
Courant anode.	0,8

Remplaçable par ABC1

ABC 1

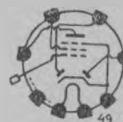
Double diode-triode



Chauffage Indr.	4 V. — 0,65 A.
Tension anode	250 V.
— grille	-7 V.
— diode.	200 V. crête.
Courant anode	4 mA.
— diode.	0,8 mA.
Pente.	2 mA/V.
Coeff. ampl.	27
Résistance interne.	13.500 Ω
— cathode.	1.700 Ω
Dissipation anode W.	1,5 W.

ABL 1

Double diode-
pentode finale



Chauffage Indr.	4 V. — 0,65 A.
Tension anode	250 V.
— écran.	250 V.
— grille 1.	-6 V.
— diode.	200 V. crête.
Courant anode	36 mA.
— écran.	5 mA.
— diode.	0,8 mA.

Pente	9 mA/V.
Coeff. ampli	475
Résistance interne .	50.000 Ω
— de charge	7.000 Ω
— anode	150 Ω
Puissance modulée .	4,3 W.
Dissipation anode .	9 W.

Remplaçable par AL 4 + AB 2, ou EBL 1

AC 2

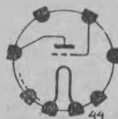
Triode



Chauffage indir. . . .	4 V. — 0,65 A.
Tension anode	250 V.
— grille	— 5,5 V.
Courant anode	6 mA.
Pente	2,5 mA/V.
Coeff. ampli	30
Résistance interne .	12.000 Ω
— cathode	920 Ω
Dissipation anode . .	2 W

AD 1

Triode finale



Chauffage direct. . . . 4 V. — 0,95 A.

1 LAMPE | PUSH-PULL

Tension anode	250	250 V.
— grille	— 45	— V.
Courant anode	60	2 × 60 mA.
Pente	6	—
Coeff. ampli	4	—
Résistance interne .	670	—
— de charge	2.300	4.000 Ω
— cathode	750	375 Ω
— fuite grille	0,7	— MΩ.
Puissance modulée	4,2	9,5 W.
Dissipation anode .	15	15 W.

AF 2

Pentode HF
pente variable



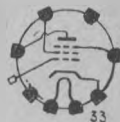
Chauffage Indir. . . .	4 V. — 1,1 A.
Tension anode	200 V.
— écran	100 V.
— grille 1	— 2 . . . — 22 V.

Courant anode	4,25 mA.
— écran	1,8 mA.
Pente	2,5 mA/V.
Résistance interne .	1,4 MΩ.
— écran	55 KΩ.
Dissipation anode . .	1,5 W.

Remplaçable par HP 4106, AF 3

AF 3

Pentode HF
pente variable

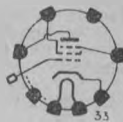


Chauffage Indir. . . .	4 V. — 0,65 A.
Tension anode	250 V.
— écran	100 V.
— grille 1	— 3 . . . — 55 V.
Courant anode	8 mA.
— écran	2,6 mA.
Pente	1,8 mA/V.
Coeff. ampli	2.200
Résistance Interne .	1,2 MΩ.
— cathode	300 Ω
— écran	57.000 Ω
Dissipation anode . .	2 W.

Remplaçable par AF 7

AF 7

Pentode pente fixe



Chauffage Indir. . . .	4 V. — 0,65 A.
Tension anode	250 V.
— écran	100 V.
— grille 1	— 2 V.
Courant anode	3 mA.
— écran	1,1 mA.
Pente	2,1 mA/V.
Coeff. ampli	4.000
Résistance interne .	2 MΩ.
— écran	135 KΩ.
— cathode	490 Ω
Dissipation anode . .	1 W.

Remplaçable par AF 3

AG 495

Triode



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	200	Ia.	4 mA.
Vg.	— 4	Ri.	10.000 Ω
K	25	Rk	1.000 Ω
S	4		

AG 4100

Triode

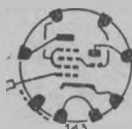


Vf.	4
Va.	150
Vg.	-3
K.	16,6
S.	2

If.	1 A.
Ia.	5 mA.
Ri.	8.300 Ω
Rk.	600 Ω

ACH 1

Triode-hexode



Chauffage Indir. 4 V. — 1 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode	250	150 V.
— écran.	70	— V.
— grille 3 eff.. . . .	10	— V.
— grille 1.	-2	— V.
— oscillante.	—	15 V.
Courant anode	2,5	6 mA.
— écran.	2	— mA.
Pente.	0,75	— mA/V.
Coeff. ampli.	—	13
Résistance interne. . . .	0,8	— MΩ.
— anode	—	25 KΩ.
— fuite G, max.	—	3 MΩ.
Dissipation anode. . . .	1,5	— W.

Capacités : entrée 7,5, sortie 15 μF.

Remplaçable par AK 2 (changer support)

AH 1

Hexode

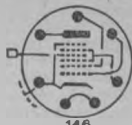


Chauffage Indir. 4 V. — 0,65 A.

	MODULAT.	AMPLI HF-MF
Tension anode 250	250 V.	250 V.
— écran. 80	80 V.	80 V.
— grille 3	—	—
— osc. -12	-12	-24 V.
— grille 1 -2	-2	-24 V.
— grille 1 -24	-24	-24 V.
Courant anode. 1,7	3 mA.	3 mA.
— écran. 2,8	1,1 mA.	1,1 mA.
Pente. 0,55	1,8 mA/V.	1,8 mA/V.
Résist. Interne. 2	2 MΩ.	2 MΩ.
— écran. 65	150 KΩ	150 KΩ
— fuite G3 0,5	— MΩ	— MΩ
— cathode 300	300 Ω	300 Ω
Dissipation anode. 1,5	1,5 W.	1,5 W.

AK 1

Octode



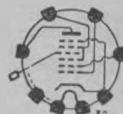
Chauffage Indir. 4 V. — 0,65 A.

Tension anode.	200 V.
— grille 1 osc.	— 11 V.
— grille 2	90 V.
— grille 3 + 5	70 V.
— grille 4	-1,5 . . . -25 V.
— osc. G ₁	8,5 V. eff.
Courant anode.	1,6 mA.
— grille 3 + 5	2 mA.
Pente.	0,6 mA/V.
Résistance interne. . . .	1,5 MΩ
— grille 1.	50 KΩ
Dissipation anode. . . .	0,5 W.

Remplaçable par ACH 1

AK 2

Octode



Chauffage Indir. 4 V. — 0,65 A.

Tension anode.	250 V.
— grille 1	— 11 V.
— grille 2	90 V.
— grille 3 + 5	70 V.
— grille 4	-1,5 . . . -25 V.
Courant anode.	1,6 mA.
— grille 2	2 mA.
Pente.	0,6 mA/V.
Résistance interne. . . .	1,6 MΩ
— série G ₁	50 KΩ.
— cathode	400
Dissipation anode. . . .	0,5 W.

Remplaçable par ACH 1

AL 1

Pentode finale



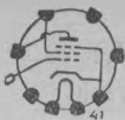
Chauffage direct. 4 V. — 1,1 A.

Tension anode.	250 V.
— écran.	250 V.
— grille 1	— 15 V.
Courant anode.	36 mA.
— écran.	6,8 mA.
Pente.	2,8 mA/V.
Coeff. ampli.	120
Résistance interne. . . .	43.000 Ω.
— de charge	7.000 Ω.
— cathode	350 Ω.
Puissance modulée	3,1 W.
Dissipation anode. . . .	9 W.

Similaire à AL 2, AL 3, AL 4

AL 2

Pentode finale



Chauffage Indir.	4 V. — 1 A.
Tension anode.	250 V.
— écran.	250 V.
— grille 1.	— 25 V.
Courant anode.	36 mA.
— écran.	5 mA.
Pente.	2,6 mA/V.
Résistance interne.	60.000 Ω.
— de charge.	7.000 Ω.
— cathode.	625 Ω.
Puissance modulée.	3,8 W.
Dissipation anode.	9 W.

Similaire à AL 3, AL 4

AL 3

Pentode finale



Chauffage Indir. 4 V. — 1,85 A.

Autres caractéristiques semblables à AL 4

AL 4

Pentode finale



Chauffage Indir. 4 V. — 1,75 A.

Tension anode.	250 V.
— écran.	250 V.
— grille 1.	— 6 V.
Courant anode.	36 mA.
— écran.	5 mA.
Pente.	9,5 mA/V.
Coeff. ampl.	475
Résistance interne.	50.000 Ω.
— de charge.	7.000 Ω.
— cathode.	150 Ω.
Puissance modulée.	4,5 W.
Dissipation anode.	9 W.

AL 5

Pentode finale



Chauffage Indir. 4 V. — 2 A.

Tension anode.	250 V.
— écran.	275 V.
— grille 1.	— 14 V.

Courant anode.	72 mA.
— écran.	8 mA.
Pente.	8,5 mA/V.
Coeff. ampl.	190
Résistance interne.	22.000 Ω
— de charge.	3.500 Ω
— cathode.	175 Ω
Puissance modulée.	8,8 W.
Dissipation anode.	18 W.

AL 495

Triode finale



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	250	Ia.	20 mA.
Vg.	— 12	Ri.	2.500 Ω
K.	10	Rk.	600 Ω
S.	4		

Remplaçable par AG 495

AM 1

Indicateur d'accord



Chauffage Indir. 4 V. — 0,3 A.

Tension anode et cible.	250 V.
— grille.	0 — 5 V.
Secteur lumineux.	16° 90°
Courant anode.	0,1 0,02 mA.
Résistance interne.	2 MΩ

Similaire à AM 2

AM 2

Indicateur-triode



Chauffage Indir. 4 V. — 0,32 A.

AMPLIFICATEUR

Tension anode.	250 V.
— grille.	— 3,5 V.
Courant anode.	3 mA.
Pente.	2 mA/V.
Coeff. ampl.	50
Résistance interne.	50.000 Ω

INDICATEUR

Tension cible.	250 V.
— grille.	0 — 6 V.
Secteur lumineux.	150 ... 0°

Similaire à AM 1

APP 495

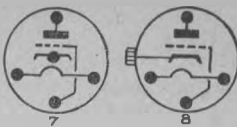
Tétrade BF



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	300	Ia.	25 mA.
Vg ₁	-23	Ri.	40 KΩ
Vg ₂	200	Rk.	800 Ω
S.	2		

AR 4100

Triode

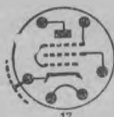


Vf.	4	If.	1 A.
Va.	< 200	Ia.	3 mA.
Vg.	-3	Ri.	17 KΩ
K.	33	Rk.	1.000 Ω
S.	2		

Remplaçable par AG 495

APP 4120

Tétrade BF

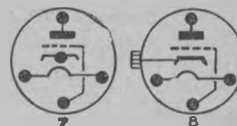


Vf.	4	If.	1,2 A.
Va.	< 350	Ia.	22 mA.
Vg ₁	-15	Ri.	60 KΩ
Vg ₂	200	Rk.	600 Ω
S.	3,5		

Remplaçable par AL

AR 4101

Triode



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	50 - 200	Ia.	2,5 mA.
Vg.	-2	Ri.	13 KΩ
K.	40	Rk.	800 Ω
S.	3		

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIVRABLES

APV 4200

Valve biplaque



Vf.	4	If.	1,9 A.
Va.	300	Ia.	120 mA

AS 494

Lampe à écran

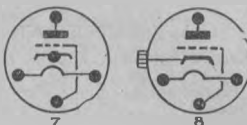


Vf.	4	If.	1 A.
Va.	100 - 200	Ia.	15 mA.
Vg ₁	-	Ri.	667 KΩ
Vg ₂	50 - 100	S.	1,5
K.	1.000		

Remplaçable par AS 4100 - AS 4120

AR 495

Triode



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	200	Ia.	4,5 mA.
Vg.	-1,5	Ri.	17 KΩ
K.	85	Rk.	350 Ω
S.	5		

Remplaçable par AG 495

AS 495

Lampe à écran



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	100 - 200	Ia.	1 mA.
Vg ₁	-2	Ri.	48 KΩ
Vg ₂	50 - 100	Rk.	2.000 Ω
K.	1.500	S.	3,5

Remplaçable par AS 4120

AS 4100

Lampe à écran



Vf	4
Va	100 — 200
Vg ₁	— 2 — 6
Vg ₂	50 — 100
K	250

If	1 A.
Ia	4 mA.
Ri	180 K Ω
S	1,4

Remplaçable par HP 4106, AF 3

AS 4105

Lampe à écran
pente variable



Vf	4
Va	150 — 200
Vg ₁	2 — 30
Vg ₂	75 — 100
K	250

If	1 A.
Ia	6 mA.
Ri	208 K Ω
S	12

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

AS 4120

Lampe à écran



Vf	4
Va	200
Vg ₁	— 2
Vg ₂	100
K	900

If	1,2 A.
Ia	3 mA.
Ri	400 K Ω
Rk	580 Ω
S	3

Remplaçable par HP 4101, AF 7

AS 4125

Lampe à écran
pente variable



Vf	4
Va	200
Vg ₁	— 1,5 — 24
Vg ₂	100
K	700

If	1,2 A.
Ia	3 mA.
Ri	350 K Ω
S	3

Remplaçable par AS 4100, HP 4106, AF 3

AZ I

Valve biplaque



Chauffage direct

4 V. — 1 A.

Tension anode	2 x 500	2 x 300 V.
Courant anode	60	100 mA.

AZ 4

Valve biplaque



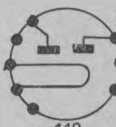
Chauffage direct

4 V. — 2,4 A.

Tension anode	2 x 500	2 x 300 V.
Courant anode	120	200 mA.

AZ II

Valve biplaque



Chauffage direct 4 V. — 1,1 A.

Tension effective et courant redressés :			
2 x 300 V.	2 x 400 V.	2 x 500 V.	
100 mA.	75 mA.	60 mA.	

AZ I2

Valve biplaque

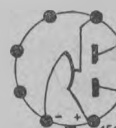


Chauffage direct 4 V. — 2,2 A.

Tension anode	2 x 500 V.
Courant anode	120 mA.

AZ 2I

Valve biplaque



Chauffage direct 4 V. — 1 A.

Tension effective et courant redressés.			
2 x 300 V.	2 x 400 V.	2 x 500 V.	
120 mA.	90 mA.	70 mA.	
Capacité maxima entrée filtre	60 μ F.		

B 406

Triode



Vf.	4	If.	0,1 A.
Va.	150	Ia.	8 mA.
Vg.	- 15	Ri.	4.500 Ω
K.	6	S.	1,3

Similaire à P 410

B 442

Lampe à écran



Vf.	4	If.	0,1 A.
Va.	200	Ia.	4,5 mA.
Vg.	- 1	Ri.	400 KΩ
Vg _s	100	S.	0,9

Similaire à S 410

B 409

Triode



Vf.	4	If.	0,15 A.
Va.	250	Ia.	12 mA.
Vg.	- 16	Ri.	5.000 Ω
K.	9	S.	1,8

Similaire à L 414

B 443

Pentode finale



Vf.	4	If.	0,15 A.
Va.	250	Ia.	12 mA.
Vg.	- 17	Ri.	45.000 Ω
Vg _s	150	Ra.	20.000 Ω
S.	1,3	Rk.	1.250 Ω

Similaire à PP 41

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIABLES**

B 424

Triode



Vf.	4	If.	0,1 A.
Va.	200	Ia.	6 mA.
Vg.	- 2,3	Ri.	9.000 Ω
K.	24	S.	2,5

Similaire à LD 410

B 443 S

Pentode finale



Vf.	4	If.	0,15 A.
Va.	250	Ia.	12 mA.
Vg.	- 12	Ri.	60 KΩ
Vg _s	80	Ra.	22 KΩ
S.	1,6	Rk.	900 Ω

Similaire à PP 415

B 438

Triode



Vf.	4	If.	0,1 A.
Va.	200	Ia.	1,8 mA.
Vg.	- 2	Ri.	29.000 Ω
K.	38	S.	1,3

Similaire à HR 410

C 443

Pentode de sortie



Vf.	4	If.	0,25 A.
Va.	300	Ia.	20 mA.
Vg.	- 25	Ri.	35 KΩ
Vg _s	200	Ra.	15 KΩ
S.	1,7	Rk.	1.000 Ω

Similaire à PP 430

C 443 N

Pentode de sortie



Vf.	4	If.	0,25 A.
Va	300	Ia	20 mA.
Vg ₁	- 45	Ri	23 K Ω
Vg ₂	200	Ra	15 R Ω
S	1,4	Rk	2.000 Ω

Similaire à PP 430

CB 1

Double diode



Chauffage Indir. 13 V. - 0,2 A.

Tension anode 200 V.
 Courant anode 0,8 mA.

Équivalente à CB 2

**LES TYPES SOULIGNÉS
 SONT SEULS LIVRABLES**

CB 2

Double diode



Chauffage Indir. 13 V. - 0,2 A

Tension anode 200 V.
 Courant anode 0,8 A.

Capacités : k/d₁ = k/d₂ = 4 μ F.

CBC 1

Double diode-
 triode BF



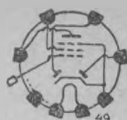
Chauffage Indir. 13 V. - 0,2 A.

Tension anode	200	100 V.
— grille	- 5	- 2,5 V.
Courant anode	4	2 mA.
Pente	2	1,8 mA/V.
Coeff. ampl.	27	27
Résistance interne	13,5	15 K Ω
— cathode	1,25	1,25 K Ω
Dissipation anode	1,5	— W.

Similaire à EBC 3

CBL 1

Double diode-
 pentode finale



Chauffage Indir. 44 V. - 0,2 A.

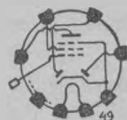
Tension anode	200	100 V.
— écran	200	100 V.
— grille 1	- 8,5	- 4 V.
Courant anode	45	21 mA.
— écran	6	3 mA.
— diode	0,8	— mA.
Pente	8	6,5 mA/V.
Résistance interne	35	45 K Ω
— de charge	4.500	4.500 Ω
— cathode	170	170 Ω
— fuite grille	1	1 M Ω
Puissance modulée	4	0,9 W.
Dissipation anode	9	— W.

Capacités : k/d₁ = k/d₂ = 4 μ F.

Remplaçable par UBL 21

CBL 6

Double diode-
 pentode finale



Chauffage Indir. 44 V. - 0,2 A.

Tension anode	200	100 V.
— écran	200	100 V.
— grille 1	- 9,2	- 8,3 V.
— diodes max.	200	100 V.
Courant anode	45	21 mA.
— écran	8	6 mA.
Pente	7	6,5 mA/V.
Résistance interne	25	13 K Ω
— de charge	4.000	4.000 Ω
— cathode	175	175 Ω
Puissance modulée	3,5	1,8 W.

CC 2

Triode



Chauffage Indir. 13 V. - 0,2 A.

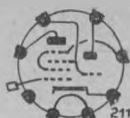
Tension anode	200	100 V.
— grille	- 4	- 2,5 V.
Courant anode	6	2 mA.
Pente normale	2,5	1,8 mA/V.
Coeff. ampl.	30	30
Résistance interne	12	16 K Ω
— cathode	650	1.000 Ω
Dissipation anode	2	— W.

Capacité : a/g₁ = 1,7 μ F.

Remplaçable par EBC 3 (réunir diodes à cathode
 mettre 35 Ω série chauffage)

CCH 1

Triode-hexode



Chauffage Indir.

20 V. — 0,2 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode	200	200 V.
— grille 4.	50	— V.
— grille 3.	$I_{g_3} \times 20 K\Omega$	— V.
— grille 2.	50	— V.
— grille 1.	— 2 . . . — 20	— V.
Courant anode	2 . . . 0,01	2,5 mA.
— écran	3,2 . . . 0,01	— mA.
Pente	0,75	2,3 mA/V.
Résist. cathode.	250	— Ω
— de charge.	—	30 K Ω

CCH 2

Triode-hexode



Chauffage Indir. 29 V. — 0,2 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode	200	100 V.
— écran	100	— V.
— grille 1.	— 2,5 à — 38	— 9 V.
— osc. G ₁	—	8 V. eff.
Courant anode	3,25	7 mA.
— écran	6	— mA.
Pente	0,75	— mA/V.
Résist. interne	1,5	— M Ω
— écran	25	— K Ω
— anode	—	14 K Ω
Dissipation anode.	1	— W.

CEM 2

Triode-indicateur d'accord



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,2 A.

Partie triode		
Tension anode.	250 V.	
— grille	— 3,5 V.	
Courant anode.	3 mA.	
Pente	2 mA/V.	
Coeff. ampli.	50	
Résistance Interne.	25.000	

Partie Indicateur		
Tension anode et cible	250	
— grille aux.	+ 3	0 — 6
Secteur lumineux.	160°	150° 0°

CF 2

Pentode HF pente variable



Chauffage Indir

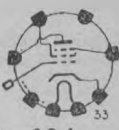
13 V. — 0,2 A.

Tension anode	200	100 V.
— écran	100	100 V.
— grille 1	— 2 . . . — 22	— 2 . . . V.
— grille 3+5	0	0 V.
Courant anode	4,5	4,5 mA.
— écran	1,4	1,4 mA.
Pente	2,2	2,2 mA/V.
Résist. interne	1,4	0,4 M Ω
— cathode.	340	340 Ω
Dissipation anode.	1,5	— W.

Similaire à CF 3

CF 3

Pentode HF pente variable



Chauffage Indir.

13 V. — 0,2 A.

Tension anode	200	100 V.
— écran	100	100 V.
— grille 1	— 3	— 3 V.
— grilles 3 et 5.	0	0 V.
Courant anode.	8	8 mA.
— écran	2,6	2,6 mA.
Pente	1,8	1,8 mA/V.
Résistance Interne	0,9	0,25 M Ω
— cathode.	285	285 Ω
Dissipation anode.	2	— W.

Similaire à CF 7

Remplaçable par EF 5 (mettre 35 Ω en série sur filament)

CF 7

Pentode pente fixe HF-BF



Chauffage Indir.

13 V. — 0,2 A.

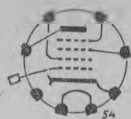
Tension anode	200	100 V.
— écran	100	100 V.
— grille 1.	— 2	— 2 V.
Courant anode.	3	3 mA.
— écran	1,1	— mA.
Pente	2,1	2,1 mA/V
Coeff. ampli	4.000	1.500
Résistance interne	0,9	0,25 M Ω
— cathode.	400	400 Ω
— de charge.	0,2	0,2 M Ω
Dissipation anode	1	— W.

Similaire à CF 3

Remplaçable par EF 6 (avec 35 Ω en série sur filament)

CH 1

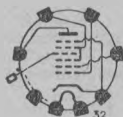
Hexode
pente variable



Chauffage Indir.	13 V. — 0,2 A.
Tension anode	200 100 V.
— grille 1.	— 2 — 2 V.
— grille 2.	— 24 — 24 V.
— grille 3.	100 100 V.
— grille 4.	— 2 — 2 V.
— grille 5.	— 24 — 24 V.
— grille 6.	0 0 V.
Courant anode	4 4 mA.
— écran.	2 2 mA.
Pente.	2 2 mA/V.
Résistance interne.	2 1,5 M Ω .
Dissipation anode.	1,5 — W.

CK 1

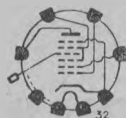
Octode



Chauffage Indir.	13 V. — 0,2 A.
Tension anode	200 100 V.
— grille 1.	— 11 — 11 V.
— grille 2.	90 90 V.
— grille 3 + 5.	70 70 V.
— grille 4.	— 1,5 — 1,5 V.
à — 25 à — 25	
Courant anode.	1,6 1,6 mA.
— grille 2.	2 2 mA.
Pente conversion.	0,6 0,55 mA/V.
Résistance interne.	1,5 1 M Ω .
— fuite G1.	50 50 K Ω .

CK 3

Octode à flux
dirigé



Chauffage Indir.	19 V. — 0,2 A.
Tension anode	200 100 V.
— grille 1.	— 15 — 15 V.
— grille 2.	100 100 V.
— grille 3 + 5.	100 100 V.
— grille 4.	— 2,5 — 2,5 V.
à — 38 à — 38	
Courant anode	2,5 2,5 mA.
— grille 2.	5 5 mA.
Pente conversion.	0,65 0,65 mA/V.
Résistance interne.	1,7 0,7 M Ω .
— fuite G1.	50 50 K Ω .
— cathode.	190 175 Ω .

CL 1

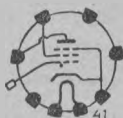
Pentode finale



Chauffage indir.	13 V. — 0,2 A.
Tension anode	200 V.
— écran.	100 V.
— grille 1.	— 14 V.
Courant anode	25 mA.
— écran.	3 mA.
Pente.	2,5 mA/V.
Résistance interne.	50 K Ω .
— de charge.	8 K Ω .
— cathode.	500 Ω .
Puissance modulée.	1,7 W.
Dissipation anode.	5 W.

CL 2

Pentode finale



Chauffage indir.	24 V. — 0,2 A.
Tension anode.	200 100 V.
— écran.	100 100 V.
— grille 1.	— 19 — 15 V.
Courant anode.	40 50 mA.
— écran.	5 8 mA.
Pente.	3,1 3,8 mA/V.
Résistance interne.	23 16 K Ω .
— cathode.	420 260 Ω .
— de charge.	5.000 2.000 Ω .
Puissance modulée.	3 1,7 W.
Dissipation anode.	8 — W.

Remplaçable par CL 4 (changer Rk)

CL 4

Pentode finale



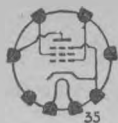
Chauffage indir.	33 V. — 0,2 A.
	1 LAMPE PUSH-PULL
Tension anode.	200 200 V.
— écran.	200 200 V.
— grille 1.	— 8,5 — 12,5 V.
Courant anode.	45 2 x 40 mA.
— écran.	6 2 x 6 mA.
Pente.	8 — mA/V.
Résist. interne.	35 — K Ω .
— de charge.	4.500 aa 4.500 Ω .
— cathode.	170 135* Ω .
Puissance modulée.	4 8 W.
Dissipation anode.	9 — W.

* Commune aux deux cathodes.

Similaire à CL 6

CL 6

Pentode finale



Chauffage indir. 35 V. — 0,2 A.

UNE LAMPE

Tension anode	200	100 V.
— écran	100	100 V.
— grille 1.	— 9,5	— 8,3 V.
Courant anode	45	50 mA.
— écran	5,5	9 mA.
Pente	8	8,5 mA/V.
Résist. interne.	22	12 K Ω
— de charge.	4.500	2.000 Ω
— cathode.	190	140 Ω
Puissance modulée.	4	2,1 W.
Dissipation anode.	9	— W.

PUSH-PULL

Tension anode	225	100 V.
— écran	125	100 V.
Courant anode	2 x 42	2 x 42 mA.
— écran	2 x 12	2 x 12 mA.
Résist. cathode.	2 x 360	2 x 190 Ω
— de charge (anode à anode).	7.000	3.000 Ω
Puissance modulée.	13,5	4 W.

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIABLES

CY 1

Valve monoplaque



Chauffage indir. 20 V. — 0,2 A.

Tension anode 250 V.
Courant anode 80 mA.

Remplaçable par CY 2 (K et A en parallèle)

CY 2

Valve biplaque-doubleuse de tension



Chauffage indir. 30 V. — 0,2 A.

Tension anode 250 127 V.
Courant par anode 120 60 mA.

D 418

Diode



Vf 4 | If 0,18 A.
Va 100 | Ia 0,4 mA

DAC 21

Diode-triode



Chauff. direct. 1,25 à 1,4 V. — 0,025 A.

Tension anode.	120	90 V.
— grille.	0	0 V.
— diode max.. . . .	125	— V.
Courant anode.	0,75	0,45 mA.
Pente	0,4	0,3 mA/V.
Coeff. ampl.	40	40
Résistance interne.	0,1	0,13 M Ω
— fuite grille.	3	3 M Ω
Dissipation anode.	0,1	0,1 W.

DAC 22

Diode-triode



Chauffage direct 1,25 V. — 0,025 A.

Tension anode	90 V.
— grille.	0 V.
— diode.	125 V.
Courant anode	0,35 mA.
— diode.	0,2 mA.
Pente.	0,3 mA/V.
Coeff. ampli.	40
Résistance interne.	160 K Ω
Dissipation anodique.	0,1 W.

DAF II

Diode-pentode

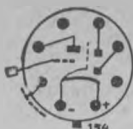


Chauffage direct. 1,2 V. — 0,05 A.

Tension anode.	120 V.
— grille.	0 V.
— écran.	20 V.
Courant anode.	0,29 mA.
— écran	0,05 mA.
Résistance anode	300 K Ω
— écran.	2 M Ω
Coeff. ampli.	85

DBC 21

Double diode-
triode BF



Chauff. direct. 1,25 à 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode . . .	120	90 V.
— grille . . .	— 1,5	— 0,5 V.
— diode max.	125	— V.
Courant anode . . .	1,6	1,4 mA.
Pente	0,9	0,85 mA/V.
Co-ff. ampl. . . .	25	25
Résistance Interne.	28	30 K Ω
— cathode.	950	350 Ω
— fuite grille.	3	3 M Ω
Dissipation anode.	0,3	— W.

DC II

Triode



Chauffage direct. . . . 1,2 V. — 0,025 A.

Tension anode. . . .	120 V.
— grille	— 4,5 V.
Courant anode. . . .	2,5 mA.
Pente	0,9 mA/V.
Résistance Interne . .	17.000 Ω

DCH II

Triode-hexode

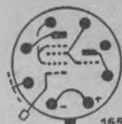


Chauffage direct. . . . 1,2 V. — 0,075 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode . . .	120	120
— grille 4	60	120
— grille 3	$I_{g_3} \times 50 K\Omega$	— V.
— grille 2	60	120
— grille 1	0	— 10
Courant anode . . .	1	— 1,2 mA.
— $g_3 + 4$	1,5	— mA.
Pente	0,3	0,003
Résist. de charge.	—	— 30 K Ω
— écran	40	— K Ω
— interne. > 1	—	— M Ω
Dissipation anode	0,3	— 0,5 W.

DCH 21

Triode-hexode



Chauffage direct. . . . 1,25 à 1,4 V. — 0,15 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode.	120	60
— écran	60	60
— grille 1.	0,5	0
— grille osc.	— 7,7	— 7,7
— oscillante	—	—
Résistance :		
chute écran . . .	30	15
fuite grille	—	— 35 K Ω
Courant anode.	0,9	1
— écran	1,9	2
Pente conversion.	0,45	0,45
Résistance interne	1,2	0,4
Dissipation anode	0,2	—

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIABLES**

DCH 22

Triode-hexode



Chauffage direct. 1,25 V. — 0,1 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode.	90	60 V.
— écran	50	— V.
— grille	0	— V.
Courant anode.	0,75	— mA.
— écran	1,1	1,4 mA.
Pente conversion. . . .	0,28	— mA/V
Résistance interne. . .	> 1	— M Ω

DD 465

Double diode



Vf	4	If.	0,65 A
Va	100		

DDD II

Double triode

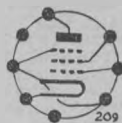


Chauffage direct. 1,2 V. — 0,1 A.

Tension anode. 120 V.
 — écran. — 4,5 V.
 — grille.
 Courant anode. 2 × 1,5 mA.
 Résistance de charge. 14.000 Ω
 Puissance modulée. 1,4 W.

DF II

Pentode HF variable

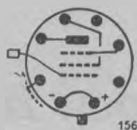


Chauffage direct. 1,2 V. — 0,025 A.

Tension anode. 120 V.
 — écran. 60 V.
 — grille. 0 ... — 8,4 V.
 Courant anode. 1,2 mA.
 — écran. 0,22 mA.
 Pente. 0,7 ... 0,007 mA/V.
 Résistance interne. 1 MΩ
 Coeff. ampl. 250

DF 21

Pentode HF

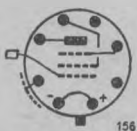


Chauffage direct. 1,25 à 1,4 V. — 0,025 A.

Tension anode 120 90 V.
 — écran. 90 90 V.
 — grille 1. 0 à 4,5 0 à 3,5 V.
 Courant anode 1 1,2 mA.
 — écran 0,2 0,25 mA.
 Pente 0,66 0,7 mA/V
 Résist. interne 3 2 MΩ
 — écran 0,12 — MΩ
 Dissipation anode. 0,2 — W.

DF 22

Pentode HF
pente variable



Chauffage direct. 1,25 à 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode. 120 90 V.
 — écran. 90 90 V.
 — grille 1. — 1,5 ... — 1,5 ... V.
 à — 8 à — 6

Courant anode.	1,4	1,4 mA.
— écran.	0,3	0,3 mA.
Pente.	1,1	1,1 mA/V
Résist. interne.	2,5	1,5 MΩ
— écran.	0,1	— MΩ
Dissipation anode.	0,2	— W.

DF 23

Pentode
pente variable



Chauffage direct 1,25 V. — 0,025 A.

Tension anode 90 V.
 — écran. 50 V.
 — grille. 0 ... — 5 V.
 Courant anode 0,65 mA.
 — écran. 0,15 mA.
 Pente max. 0,58 mA/V.
 Résistance interne. 1 ... 10 KΩ
 — écran 250 KΩ

DG 407

Bigrille



Vf.	4	lf.	0,7 A.
Va.	2 — 20	la.	1 mA
Vg1.	— 3	Ri.	5.000 Ω
Vg2.	2 — 20	S.	1

DG 2018

Bigrille oscillatrice



Vf.	20	lf.	0,18 A.
Va.	100	la.	2,5 mA.

DG 4101

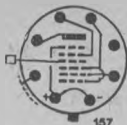
Bigrille oscillatrice



Vf.	4	lf.	1 A.
Va.	100	la.	1,7 mA

DK 21

Octode



Chauffage direct . . . 1,25 à 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode . . .	120	90 V.
— grille 2. . .	60	60 V.
— — 3+5. . .	90	90 V.
— — 4. . . 0. . .	— 8	0 . . . — 8 V.
— — 1. . .	— 7	— 7 V.
— oscillante. . .	6	6 V.
Courant anode. . .	1,5	1,5 mA.
— grille 2. . .	2,4	2,4 mA.
— — 3+5. . .	0,25	0,25 mA.
Pente.	0,5	0,5 mA/V.
Résistance interne. . .	1,5	1,25 M Ω
— grille 2. . .	25	12,5 K Ω
— fulte G1 . . .	35	35 K Ω
— grille 3+5. . .	0,12	— M Ω

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

DK 22

Octode



Chauffage direct. . . 1,25 V. — 0,05 A.

Tension anode. . .	90 V.
— écran. . .	90 V.
— grille. . .	0 . . . — 8 V.
— anode aux. . .	60 V.
Courant anode. . .	1 mA.
— écran. . .	0,2 mA.
— anode aux. . .	0,5 mA.
Pente conversion. . .	0,4 . . . 0,004 mA/V

DL II

Pentode finale



Chauffage direct. . . 1,2 V. — 0,05 A.

Tension anode . . .	120 V.
— écran. . .	120 V.
— grille. . .	— 6 V.
Courant anode . . .	4,7 mA.
— écran. . .	0,85 mA.
Pente.	1,1 mA/V.
Résistance interne. . .	500 K Ω
— de charge. . .	22 K Ω
Puissance modulée. . .	W

DL 21

Pentode finale



Chauffage direct . . . 1,25 à 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode . . .	120	90 V.
— écran . . .	120	90 V.
— grille 1 . . .	— 4,8	— 3 V.
Courant anode. . .	5	4 mA.
— écran. . .	0,9	0,7 mA.
Pente.	1,4	1,3 mA/V.
Résistance interne. . .	0,35	0,30 M Ω
— de charge. . .	24	22,5 K Ω
— cathode. . .	800	650 Ω
Puissance modulée. . .	0,27	0,17 W.
Dissipation anode . . .	0,7	W.

DL 22

Pentode finale



Chauffage direct. . . 1,25 V. — 0,1 A.
ou 2,5 V. — 0,05 A.

Tension anode . . .	90	120 V.
— écran. . .	90	120 V.
— grille. . .	— 3	— 4 V.
Courant anode . . .	4,5	7 mA.
— écran. . .	0,7	1,3 mA.
Pente.	1,8	1,9 mA/V.
Résistance interne. . .	300	350 K Ω
— cathode. . .	580	450 Ω
— de charge. . .	15	15 K Ω
Watts modulés . . .	0,2	0,36

DLL 21

Double pentode
push-pull B



Chauffage direct 1,25 à 1,4 V.

Chauffage entre + Fet C, ou — Fet C :

Courant filament. . .	0,1	0,1 A.
Tension anode . . .	120	90 V.
— écran . . .	120	90 V.
— grille 1 . . .	— 8,5	— 5,5 V.
Courant anode. . .	2 x 1	2 x 1
— écran. . .	2 x 4,1	2 x 3 mA.
	2 x 0,16	2 x 0,16
	2 x 1,1	2 x 0,9 mA.
Résistance de charge.	30	30 K Ω
Puissance modulée	0,8	0,3 W.

Chauffage entre + F — F et C :

Courant filament.	0,2	0,2 A.
Tension anode.	135	120 V.
— écran	135	120 V.
— grille 1.	— 10	— 8 V.
Courant anode.	2 × 2	2 × 2 mA.
	2 × 8	2 × 6,5 mA.
— écran.	2 × 0,32	2 × 0,32 mA.
	2 × 2,3	2 × 2,2 mA.
Résistance de charge	15	15 K Ω
Puissance modulée	1,5	1,2 W.
Dissipation anode.		1 W

DM 2I

Indicateur d'accord



Chauffage direct 1,25 à 1,4 V. —
0,025 A.

Tension anode et cible	120 V.
Tension grille.	0 — 4 V.
Courant anode.	0,045 0,022 mA.
— écran.	0,25 0,31 mA.
Secteur d'ombre.	60° 5°
Résistance anode.	2 2 M Ω

DS 4100

Diode-tétrode



Vf	4	If	1 A.
Va	200	Ia	0,9 mA.
Vg ₁	— 2,3	Ri	2,5 M Ω
Vg ₂	40	Rk	2.500 Ω
K	1.000	S	3

DS 4101

Diode-tétrode



Vf	4	If	1 A.
Va	200	Ia	0,9 mA.
Vg ₁	— 2,3	Ri	2,5 M Ω
Vg ₂	40	Rk	2.500 Ω
K	1.000	S	3

E 424 N

Triode



Vf	4	If	1
Va	200	Ia	6
Vg	— 3,5	Ri	12.500 Ω
K	30	Rk	600 Ω
S	2,4		

Similaire à AG 495

E 438

Triode



Vf	4	If	1 A.
Va	100 — 200	Ia	0,6 — 2,5 mA.
Vg	— 2 — 2,5	Ri	47 — 35 K Ω
K	38	Rk	3,3 — 1 K Ω
S	0,8 — 1,1		

Similaire à AR 4100

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

E 442

Lampe à écran



Vf	4	If	1 A.
Va	200	Ia	1,5 mA.
Vg ₁	— 1,3	Ri	800 K Ω
Vg ₂	100	Rk	600 Ω
S	0,9		

Similaire à AS 494

E 442 S

Lampe à écran



Vf	4	If	1 A.
Va	200	Ia	4 mA.
Vg ₁	— 2	Ri	400 K Ω
Vg ₂	60	Rk	450 Ω
S	1		

E 443 H

Pentode finale

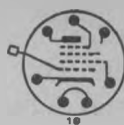


Vf.	4	If.	1,1 A.
Va.	250	Ia.	36 mA.
Vg ₁	- 15	Ri.	43 K Ω
Vg ₂	250	Ra.	7 K Ω
S.	2,8	Rk.	330 Ω

Similaire à PP 4101

E 449

Hexode pente variable



Vf.	4	If.	1,2 A.
Va.	200	Ia.	3 mA.
Vg ₁	- 2 - 8	Ri.	450 M Ω
Vg ₂ Vg ₃	80	Rk.	150 Ω
Vg ₄	- 2 - 8	S.	< 1,8

Similaire à FH 4105

E 444

Diode-tétrode



Vf.	4	If.	1,1 A.
Va.	200	Ia.	0,35 mA.
Vg ₁	- 2,3	Ri.	2,5 M Ω
Vg ₂	33	Ra.	0,3 M Ω
S.	3	Rk.	2,000 Ω

Similaire à DS 4100

E 452 T

Lampe à écran



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	200	Ia.	3 mA.
Vg ₁	- 2	Ri.	450 K Ω
Vg ₂	100	Rk.	500 Ω
S.	2		

Similaire à AS 4120

E 446

Pentode HF



Vf.	4	If.	1,1 A.
Va.	200	Ia.	3 mA.
Vg ₁	- 2	Ri.	2,2 M Ω
Vg ₂	100	Rk.	500 Ω
S.	2,3		

Similaire à HP 4100

E 453

Pentode finale



Vf.	4	If.	1,1 A.
Va.	250	Ia.	24 mA.
Vg ₁	- 15	Ri.	70 K Ω
Vg ₂	250	Ra.	15 K Ω
S.	2,5	Rk.	450 Ω

Similaire à APP 4120

E 447

Pentode pente variable



Vf.	4	If.	1,1 A.
Va.	200	Ia.	4,5 mA.
Vg ₁	- 2	Ri.	> 1 M Ω
Vg ₂	100	Rk.	300 Ω
S.	< 2,3		

Similaire à HP 4106

E 455

Lampe écran variable



Vf.	2	If.	A.
Va.	200	Ia.	3 K Ω
Vg ₁	- 1,5 - 40	Ri.	350 Ω
Vg ₂	100	Rk.	400 mA.
S.	< 2		

Similaire à AS 4125

E 463

Pentode finale



Vf	4		If	1,35 A.
Va	250		Ia	36 mA.
Vg ₁	- 22		Rl	37 K Ω
Vg ₂	250		Ra	8 K Ω
S	2,7		Rk	560 Ω

Similaire à APP 4130 — AL 2

E 499

Triode



Vf	4		If	1 A.
Va	200		Ia	1 mA.
Vg	- 1,5		Rl	45 K Ω
K	99		Rk	1.500 Ω
S	2,2			

Similaire à AR 495

EAB I

Triple diode
détectrice



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode, max 200 V.
Courant anode, max. 0,8 A.

Capacités cathode/anodes :
d₁ = 1; d₂ = 1,45; d₃ = 2,25 μ F.

Remplaçable par EBC 3 (G + P de la triode
réunies = 3^e diode)

EB 4

Double diode détectrice
à cathodes séparées



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode, max. 200 V.
Courant anode, max. 0,8 mA.

Capacités : k/d = 1,2; d₁/d₂ = 0,2 μ F.

Similaire à EAB I, 6 H 6

EB II

Double diode
à 2 cathodes



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode 200 V.
Courant anode 0,8 mA

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIVRABLES

EBC 3

Double diode —
triode BF



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode	250	100 V.
— grille	- 5,5	- 2,1 V.
Courant anode	5	2 mA.
Pente	2	1,6 mA/V.
Coeff. ampli	30	30
Résistance interne	15.000	19.000 Ω
— cathode	1.000	1.000 Ω
— de charge	0,25	— M Ω
Dissipation anode	1,5	— W.

Capacités : k/d₁ = 2,5; a/g = 1,4 μ F.

Similaire à 6 Q 7, 6 R 7, 75.

EBC II

Double diode —
triode BF



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode	250	100 V.
— grille	- 8	- 3,2 V.
Courant anode	5	2 mA.
Pente	2,2	1,8 mA/V.
Coeff. ampli	25	25
Résistance interne	11.500	14.000 Ω
— cathode	1.600	1.600 Ω
— de charge	0,2	0,2 M Ω
Dissipation anode	1,5	— W

EBF 1

Double diode-pentode



Chauffage indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	250 V.
— écran.	125 V.
— grille.	— 3 V.
Courant anode.	9 mA.
— écran.	2,3 mA.
Pente.	1,1 mA/V.
Coeff. ampli.	730
Résistance interne.	650 K Ω
— écran.	54 K Ω
— cathode.	280 Ω

EBF 2

Double diode -
pentode MF à tension
d'écran glissante



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,2 A.		
Tension anode.	250	200	100 V.
— écran.	250	200	100 V.
Résist. écran.	95	60	— K Ω
Courant anode.	5	5	5 mA.
— écran.	1,6	1,6	1,6 mA.
Tension grille 1.	— 2	— 2	— 2
	— 38	— 32	— 16 V.
Résist. interne.	1,3	1	0,4 M Ω
Pente.	1,8	1,8	1,8 mA/V.
Résistance cathode.			300 Ω .
Dissipation anode max.			1,5 W.
Capacités : entrée = 4,3 ; sortie = 8,6 μ F.			

EBF II

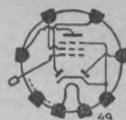
Double diode -
pentode



Chauffage indir.	6,3 V. — 0,2 A.
Tension anode.	250 V.
— écran.	100 V.
— grille 1.	— 2 . . . — 41 V.
— diode max.	200 V.
Courant anode.	5 mA.
— écran.	1,8 mA.
— diode max.	0,8 mA.
Pente.	1,8 . . . 0,01 mA/V.
Résistance interne.	2 M Ω
— écran.	85 K Ω
— cathode.	300 Ω
Dissipation anode.	1,5 W.
Capacités : entrée = 5,2 ; sortie = 6,2 μ F.	

EBL 1

Double diode -
pentode finale



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,9 A.
Tension anode.	250 V.
— écran.	250 V.
— grille 1.	— 6 V.
Courant anode.	36 mA.
— écran.	5 mA.
Résistance interne.	30.000 Ω
— de charge.	7.000 Ω
— cathode.	150 Ω
Pente.	9,5 mA/V
Watts modulés (dis- tors. 10%)	4,5 W.
Dissipation anodique.	9 W.
Capacités : k/d = 3 ; a/g ₁ < 0,8 μ F.	

EBL 2I

Double diode -
pentode finale



Chauffage indir.	6,3 V. — 0,9 A.
Tension anode.	250 V.
— écran.	250 V.
— grille 1.	— 6 V.
Courant anode.	36 mA.
— écran.	4 mA.
Résistance interne.	50.000 Ω
— de charge.	7.000 Ω
— cathode.	150 Ω
Pente.	9,5 mA/V.
Watts modulés (dist. 10%)	4,5 W.
Dissipation anode max.	11 W.
Capacités : k/d = 2 ; a/g ₁ < 1 μ F.	

ECF I

Pentode MF -
triode BF



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,2 A.	
	PENTODE TRIODE	
Tension anode.	250	150 V.
— écran.	100	— V.
— grille.	— 2	— 2 V.
Courant anode.	5	9 mA.
— écran.	1,6	— mA.

	PENTODE	TRIODE
Pente	2,5	2,55 mA/V.
Coeff. ampl.	3.000	23
Résistance interne	1.200	9 K Ω
— écran	95	— K Ω
— anode	—	11 K Ω



ECH 2

Triode - hexode

Chauff. indir. 6,3 V. — 0,9 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode	250	100 V.
— écran	100	— V.
— grille 1	— 2,5	0 V.
Courant anode	3,25	9,5 mA.
— écran	6	— mA.
Pente	0,75	5,5 mA/V
Coeff. ampl.	—	17,5
Résistance interne	1,5	— M Ω
— cathode	140	— Ω
— écran	25	— K Ω
— anode	—	15 K Ω
Dissipation anode	1	1 W.

Capacités : entrée = 8,4 ; sortie = 13 μ F.

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIABLES**

ECH 3

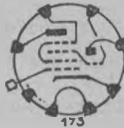
Triode - hexode

Chauff. indir. 6,3 V. — 0,9 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode	250	100 V.
— écran	100	— V.
— grille 1	— 1,2	0 V.
Courant anode	3	3,3 mA.
— écran	3	1 mA
Pente	0,65	2,8 mA/V.
Coeff. ampl.	—	24
Résistance interne	1,3	— M Ω
— cathode	210	— Ω
— écran	50	— K Ω
— anode	—	50 K Ω
Dissipation anode	1,2	1 W.

Capacités : entrée = 4,7 ; sortie = 9 μ F.

Similaire EK 1, EK 2, EK 3, 6, 8, 6 TH 8



ECH 4

Triode - heptode



Chauffage Indir 6,3 V. — 0,35 A.

Oscillatrice - modulatrice :

	HEPTODE	TRIODE
Tension anode	250	100 V.
— écran	100	— V.
— grille 1	— 2	0 V.
Courant anode	3	3,5 mA.
— écran	6,2	— mA.
Pente	0,75	3,2 mA/V.
Résistance interne	1,4	— M Ω
— cathode	150	— Ω
— écran	24	— K Ω
— anode	—	43 K Ω

Amplification (MF + BF) :

	HEPTODE	TRIODE
Tension anode	250	250 V.
— écran	100	— V.
— grille 1	— 2	— 2 V.
Courant anode	5,3	2 mA.
— écran	3,5	— mA.
Pente	2,2	3,2 mA/V.
Résistance Interne	0,9	— M Ω
— cathode	150	— Ω
— écran	45	— K Ω
Dissipation anode	1,5	0,5 W.

Capacités : entrée = 5,6 ; sortie = 9,2 μ F.

Similaire à ECH 21 ECH 3

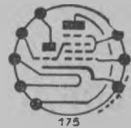
ECH II

Triode - hexode

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,9 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode	250	150 V.
— écran	100	— V.
— grille 1	— 2	— V.
Courant anode	2,3	3,4 mA.
— écran	3	— mA.
Pente	0,65	2,8 mA/V.
Coeff. ampl.	—	20
Résistance interne	1,5	— M Ω
— cathode	230	— Ω
— écran	50	— K Ω
— anode	—	50 K Ω
Dissipation anode	1,5	1 W.

Capacités : entrée = 5,5 ; sortie = 9,1 μ F



ECH 21

Triode - heptode



Chauffage indr. 6,3 V. — 0,33 A.

Oscillatrice - modulatrice :

	HEPTODE	TRIODE
Tension anode.	250	100 V.
— grille 1	— 2	0 V.
— écran	100	— V.
Courant anode.	3	3,5 mA.
— écran	6,2	— mA.
Pente	0,75	3,2 mA/V.
Résistance écran	24	— K Ω
— anode	—	43 K Ω
— interne.	1,4	— M Ω
— cathode	150 Ω	

Amplification (MF + BF) :

	HEPTODE	TRIODE
Tension anode.	250	250 V.
— grille 1	— 2	— 2 V.
— écran	100	— V.
Courant anode.	5,3	2 mA.
— écran	3,5	— mA.
Pente	2,2	— mA/V.
Résistance écran.	45	— K Ω
— interne.	0,9	— M Ω
— cathode	200 Ω	
Dissipation anodique.	1,5	0,8 W.
Capacités : entrée = 6,8 ; sortie = 9,5 μ F.		

Similaire à ECH 4, ECH 3

ECL II

Triode - tétrade finale



Chauffage Indr. 6,3 V. — 1 A.

	TRIODE	TÉTRADE
Tension anode.	200	250 V.
— écran	—	250 V.
— grille 1	— 2,5	— 6 V.
Courant anode.	2	36 mA.
— écran	—	4 mA.
Pente	2	9 mA/V.
Coeff. d'ampli.	70	—
Résistance interne.	—	50 K Ω
— de charge.	—	7.000 Ω
Puissance modulée	—	3,8 W.
Dissipation anode	0,5	9 W.
Capacité a/g ₁	1,5	< 0,9 μ F.

EDD II

Double triode push-pull



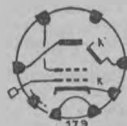
Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,4 A.

Tension anode	2 x 250 V.
— grille	— 8 V.
Courant anode	2 x 3,5 mA.
Résistance de charge.	16 K Ω

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

EE I

Tétrade à émission secondaire



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,6 A.

Tension anode.	250 V.
— écran	150 V.
— grille	— 2,5 V.
— cathode froide.	150 V.
Courant anode.	8 mA.
— écran	0,7 mA.
— cathode froide.	— 6 mA.
Pente	14 mA/V.
Résistance Interne	50 K Ω
— écran.	140 K Ω
— cathode.	290 Ω

EF I

Pentode HF



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,4 A.

Tension anode.	250 V.
— écran	100 V.
— grille	— 2 V.
Courant anode.	3 mA.
Pente	2,3 mA/V.
Résistance Interne	1,7 M Ω
— cathode.	500 Ω

Similaire à EF 6, 6 J 7, 6 C 6

EF 2

Pentode HF
pente variable



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,4 A.
Tension anode.	250 V.
— écran.	100 V.
— grille 1.	— 2 à 22 V.
Courant anode.	4,5 mA.
Pente.	2,2 mA/V.
Résistance interne.	1,4 M Ω
— cathode.	300 Ω

Similaire à EF 5, 6 K 7

EF 5

Pentode HF
pente variable



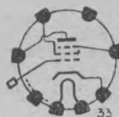
Chauffage indir.	6,3 V. — 0,2 A.
Tension anode.	250 100 V.
— écran.	100 100 V.
— grille 1.	— 3 — 3 V.
	— 34 — 34 V.
Courant anode.	8 8 mA.
— écran.	2,6 2,6 mA.
Pente.	1,7 1,7 mA/V.
Résistance Interne.	0,3 1,2 M Ω
écran.	60 — K Ω
cathode.	285 Ω
Dissipation anode.	2 W.

Capacité : entrée = 5,4 ; sortie = 6,9 μ F

Similaire à EF 9, 6 K 7, 6 D 6

EF 6

Pentode HF-BF



Chauffage indir. 6,3 V. — 0,2 A

UTILISATION EN HF

Tension anode.	250 100 V.
— écran.	100 100 V.
— grille 1.	— 2 — 2 V.
Courant anode.	3 3 mA.
— écran.	0,8 0,8 mA.
Pente.	1,8 1,8 mA/V.
Coeff. ampl.	4.500 1.800
Résistance interne.	2,5 1 M Ω
— cathode.	525 300 Ω
— écran.	0,2 — M Ω

UTILISATION EN BF

Tension anode.	250 100 V.
Résistance série écran	0,4 0,4 M Ω
— cathode.	3.000 5.000 Ω
— de charge.	0,2 0,2 M Ω
Courant anode.	0,9 0,3 mA.

Capacités : entrée = 5,4 ; sortie = 6,9 μ F.

Semblable à 6 C 6, 6 J 7

EF 8

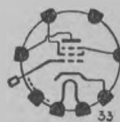
Pentode HF
à électrons dirigés



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,2 A.
Tension anode.	250 250 V.
— grille 1.	— 2,5 — 2,2 V.
	— 34 — 22
— — 2.	0 — 2,2 V.
	— 22
— — 3.	250 250 V.
— — 4.	0 0 V.
Courant anode.	8 8 mA.
— grille 3.	0,2 0,2 mA.
Pente.	1,8 1,8 mA/V
Résistance Interne.	0,45 0,45 M Ω
— cathode.	305 265 Ω
Dissipation anode.	2,5 2,5 W.

EF 9

Pentode HF pente
variable à tension
d'écran glissante



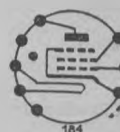
Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,2 A.
Tension anode.	250 200 100 V.
— écran.	100 100 100 V.
— grille 1.	— 2,5 — 2,5 — 2,5 V.
	— 39 — 28 — 16
Courant anode.	6 6 6 mA.
— écran.	1,7 1,7 1,7 mA.
Pente.	2,2 2,2 2,2 mA/V
Coeff. ampl.	3.100 1.900 800
Résistance interne	1,25 0,9 0,4 M Ω
— écran.	90 60 — K Ω
— cathode.	325 325 325 Ω
Dissipation anode.	2 2 2 W.

Capacités : entrée = 5,5 ; sortie = 7,2 μ F

Semblable à 78, 6 D 6, 6 K 7

EF 11

Pentode HF pente
variable

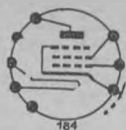


Chauffage indir.	6,3 V. — 0,2 V.
Tension anode.	250 200 100 V.
— écran.	100 100 100 V.
— grille 1.	— 2 — 2 — 2 V.
	— 45 — 25 — 17
Courant anode.	6 6 6 mA.
— écran.	2 2 2 mA.
Pente.	2,2 2,2 2,2 mA/V.
Résistance interne	2 1,5 0,45 M Ω
— écran.	75 50 — K Ω
— cathode.	250 250 250 Ω
Dissipation anode.	2 2 2 W.

Capacités : entrée = 5,8 ; sortie = 6,5 μ F

EF 12

Pentode HF et BF



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

Utilisation comme : **PENTODE** | **TRIODE**

Tension anode	250	— V.
— a + g _s	—	200 V.
— écran	250	— V.
— grille 1	-2	- 5 V.
Courant anode	3	6 mA.
— écran	1	— mA.
Pente	2,1	3 mA/V.
Coeff. ampli	—	25
Résistance Interne	1,5	— MΩ
— cathode	500	830 Ω
— de charge	300	15 KΩ
Dissipation anode	1,5	— W.

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIVRABLES

EF 13

Pentode HF
pente variable



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode	250 V.
— écran	100 V.
— grille 1	- 2 à - 17 V.
Courant anode	4,5 mA.
— écran	0,6 mA.
Pente	2,3 mA/V.
Résistance Interne	0,5 MΩ
— cathode	400 Ω
Dissipation anode	2 W.

EF 14

Pentode HF



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,47 A.

Tension anode	200 V.
— écran	200 V.
— grille	- 4,5 V.
Courant anode	12 mA.
Pente	7 mA/V.
Résistance Interne	150 KΩ
— cathode	300 Ω

EF 22

Pentode HF
pente variable



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode	250 V.
— écran	100 V.
— grille 1	- 2,5 V.
Courant anode	6 mA.
— écran	1,7 mA.
Pente	2,2 mA/V.
Résistance Interne	1 MΩ
— écran	90 KΩ
— cathode	325 Ω
Dissipation anode	2 W.

Capacités : entrée = 5,5 ; sortie = 6,4 pF

EFM I

Œil magique
+ Pentode BF



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode	250 V.
— écran	250 V.
— grille 1	- 2 . . . - 20 V.
— cible	250 V.
Résistance écran	0,35 MΩ
— anode	0,13 MΩ
Courant anode	0,8 mA.
— écran	0,6 mA.
Courant cible	0,65 mA.
Secteur d'ombre	75° . . . 5°
Dissipation anode	0,4 ; totale : 0,8 W.

EFM II

Œil magique
+ Pentode BF



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode	250 V.
— écran	250 V.
— grille 1	1,5 . . . 20 V.
Résistance écran	0,35 MΩ
— anode	0,13 MΩ
Courant anode	1 mA.
— écran	0,63 mA.
— cible	0,65 mA.
Secteur d'ombre	70° . . . 3°
Dissipation anode	0,4 W.

EH 2

Heptode modulatrice
ou amplificatrice



Chauffage Indr. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

	MODUL.	AMPLIF.
Tension anode. . . .	250	250 V.
— grilles 2 + 4. . .	100	100 V.
— — 1. . . .	— 3	— 3 V.
— — 3. . . .	—	— 2 V.
— — osc. . . .	14	— V.
Courant anode. . . .	1,85	4,2 mA.
— grilles 2 + 4. . .	3,8	2,8 mA.
Pente	0,4	1,4 mA/V.
Résistance Interne. .	2	1 M Ω
— cathode. . . .	500	430 Ω
Dissipation anode. .	1,5	1,5 W.

Capacités : entrée = 5; sortie = 11 μ F.

Similaire à 6 L 7. Remplaçable par partie heptode de ECH 4

EK 2

Octode oscillatrice et
modulatrice



Chauffage Indr. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

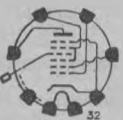
	NORMAL	O. C.
Tension anode. . . .	250	100
— grille 2. . . .	200	100
— — 3+5	50	50
— — 4. . . .	— 2	— 2
— — 1. . . .	— 10	— 4,8
Courant anode. . . .	1	1
— grille 2. . . .	2,5	1,5
— 3 + 5. . . .	0,8	0,8
Pente	0,55	0,55
Résistance Interne. .	2	1,2
— fuite G1	50	50

Capacités : $g_1 = 6$, $g_2 = 4,5$ μ F.
 $g_3 = 8,8$, $a = 10$ μ F.

Semblable à EK 3, 6 J 8, 6 A 7

EK 3

Octode à faisceaux
dirigés



Chauffage Indr. . . . 6,3 V. — 0,6 A.

Tension anode. . . .	250 V.
— grille 2. . . .	100 V.
— — 3 + 5. . . .	100 V.
— — 4. . . .	— 2,5 à — 38 V.
— — 1. . . .	— 15 V.

Courant anode. . . .	2,5 mA.
— grille 2. . . .	5 mA.
— — 3 + 5. . . .	5,5 mA.
— — 1. . . .	0,3 mA.
Pente	0,65 mA/V.
Résistance Interne. .	2 M Ω
— cathode. . . .	190 Ω
— fuite G 1. . . .	50 K Ω
Dissipation anode : 1W. Totale : 3 W.	

Capacités : $g_1 = 14$, $g_2 = 8,6$ μ F.
 $g_3 = 15,2$, $a = 16,5$ μ F.

Semblable à EK 2, 6 J 8, 6 A 7

EL 2

Pentode finale



Chauffage Indr. . . . 6,3 V. — 0,2 A.

Tension anode. . . .	250	200 V.
— écran	250	200 V.
— grille 1. . . .	— 18	— 14 V.
— osc. max. . . .	10	8,5 V.
Courant anode. . . .	32	25 mA.
— écran	5	4 mA.
Pente	2,8	— mA/V.
Résistance Interne. .	70	70 K Ω
— cathode. . . .	485	480 Ω
— de charge. . . .	8	8 K Ω
Watts modulés (D 10%).	3,6	2,3 W.
Dissipation anode. .		8 W.

Capacité : $a/g_1 = 0,6$ μ F.

Semblable à EL 3, 42, 6 V 6, 6 F

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

EL 3

Pentode finale



Chauffage Indr. . . . 6,3 V. — 1,2 A.

	1 LAMPE	PUSH-PULL
Tension anode	250	250 V.
— écran	250	250 V.
— grille 1. . . .	— 6	— V.
— osc.	4,2	— V.
Courant anode. . . .	36	2 x 24 mA.
— écran	4	2 x 2,8 mA.
Pente	9	— mA/V
Résistance Interne. .	50	— K Ω
— cathode. . . .	150	140 Ω
— de charge. . . .	7	10 K Ω
Watts modulés. . . .	4,5	8,2 W.
Dissipation anode. .	4	18 W.

Capacité $a/g_1 = 0,8$ μ F.

Semblable à 6 V 6, EL 5, 6 F

EL 3 N

Pentode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,9 A.

Mêmes caractéristiques que EL 3

EL 5

Pentode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 1,35 A.

1 LAMPE PUSH-PULL

Tension anode.	250	250 V.
— écran.	275	275 V.
— grille 1.	— 14	— V.
— osc.	9,1	— V.
Courant anode.	72	2 x 58 mA.
— écran.	7	2 x 6,5 mA.
Pente.	8,5	— mA/V.
Résistance Interne.	22	— K Ω .
— cathode.	175	120 Ω
— de charge.	3,5	aa : 4,5 K Ω
Watts modulés	8,8	19,5 W.
Dissipation anode.	18	36 W.

Capacité a/g : 0,8 μ F.

Similaire à 6 L 6, EL 6

EL 6

Pentode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 1,3 A.

1 LAMPE PUSH-PULL

Tension anode.	250	250 V.
— écran.	250	250 V.
— grille 1.	— 7	— V.
— osc.	4,8	— V.
Courant anode.	72	2 x 45 mA.
— écran.	8	2 x 5,1 mA.
Pente.	14,5	— mA/V.
Résistance interne.	20	— K Ω
— cathode.	90	90 Ω
— de charge.	3,5	aa : 5 K Ω
Watts modulés	8,2	14,5 W.
Dissipation anodique.	18	36 W.

Capacité a/g₁ < 0,7 μ F.

Similaire à EL 5, 6 L 6, 6 V 6

EL II

Pentode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,9 V.

1 LAMPE PUSH-PULL

Tension anode.	250	250 V.
— écran.	250	250 V.
— grille 1.	— 6	— V.
— osc.	4,2	— V.
Courant anode.	36	2 x 25 mA.
— écran.	4	2 x 2,8 mA.
Pente.	9	— mA/V.
Résistance Interne.	50	— K Ω
— cathode.	150	140 Ω
— de charge.	7	aa : 10 K Ω
Watts modulés	4,5	8,2 W.
Dissipation anode	9	18 W.

EL I2

Pentode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 1,2 A.

Tension anode.	250	250 V.
— écran.	250	250 V.
— grille 1.	— 7	— V.
Courant anode.	72	8 mA.
— écran.	8	8 mA.
Pente.	14,5	14,5 mA/V.
Résistance interne.	20.000	20.000 Ω
— cathode.	90	90 Ω
— de charge.	3.500	3.500 Ω
Watts modulés.	8	8 W.
Dissipation anode	18	18 W.

Capacité a/g₁ = 0,7 μ F

ELL I

Pentode push-pull



Chauff. Indir. 6,3 V. — 0,45 A.

Tension anode.	250	250 V.
— écran.	250	250 V.
— grille 1.	— 20	— V.
Courant anode.	2 x 15	2 x 17,5 mA.
— écran.	2 x 2,5	2 x 5,8 mA.
Pente.	1,8	1,8 mA/V.
Résist. Interne.	110.000	110.000 Ω
— cathode.	600	600 Ω
— de charge aa.	16.000	16.000 Ω
Watts modulés.	4,5	4,5 W.

Capacité a/g₁ = 2 μ F.

EM 1

Indicateur d'accord



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,2 A.
Tension anode	250 V.
— cible.	250 V.
Résistance anode.	2 M Ω
Courant anode	0,1 mA.
— cible.	0,5 mA.
Tension grille.	0 — 5 V.
Secteur lumineux.	20° — 90°

Similaire à EM 3, EM 4, 6 E 5

EM 4

Indicateur d'accord à double sensibilité



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,2 A.
Tension anode + cible.	100 V.
Résistances anodes	1 M Ω
Tension grille	0 — 2,5 — 8 V.
Secteur d'ombre 1	90° — 0°
2	90° — 0°
Tension anode + cible.	250 V.
Résistances anodes	1 M Ω
Tension grille.	0 — 5 — 16 V.
Secteur d'ombre 1	90° — 5°
— 2	90° — 5°

Similaire à EM 1, 6 E 5

EM II

Indicateur d'accord à double sensibilité



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,2 A.
Tension anode.	250 V.
Résistances anodes	1,5 et 1 M Ω
Tension grille	0° — 5° — 16 V.
Secteur d'ombre 1	75° — 5°
— 2	80° — 5°

EZ 2

Valve biplaque



Chauffage Indir	6,3 V. — 0,4 A.
Tension anode	2 x 350 V.
Courant —	60 mA.

EZ 3

Valve biplaque



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,65 A.
Tension anode	2 x 400 V.
Courant —	100 mA.

EZ 4

Valve biplaque



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,9 A.
Tension anode	2 x 400 V.
Courant —	175 mA.

EZ II

Valve biplaque



Chauffage Indirect.	6,3 V. — 0,29 A.
Tension anode.	2 x 250 V.
Courant —	50 mA.

EZ I2

Valve biplaque



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,85 A.
Tension anode	2 x 500 V.
Courant —	100 mA.

F 5

Triode



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	300	Ia.	40 mA.
Vg.	— 40	Ri.	830 Ω
K.	5	Ra.	2.500 Ω
S.	6	Rk.	1.000 Ω

Similaire à P 460

F 10

Triode

Vf.	4	If.	0,5 A.
Va.	300	Ia.	30 mA.
Vg ₁	- 15	Rl.	1.800 Ω
K.	10	Ra.	5.000 Ω
S.	5,5	Rk.	500 Ω

Similaire à P 455



HP 1018

Pentode HF

Vf.	10	If.	0,18 A.
Va.	250	Ia.	2,3 mA.
Vg ₁	- 7	Rl.	1,2 MΩ
Vg ₂	100	Rk.	2.300 Ω
S.	1,25		



F 100

Pentode finale

Vf.	4	If.	0,6 A.
Va.	250	Ia.	32 mA.
Vg ₁	- 16	Rl.	60.000 Ω
Vg ₂	250	Ra.	8.000 Ω
S.	2,5	Rk.	500 Ω

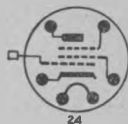
Similaire à PP 430



HP 1118

Pentode à pente variable

Vf.	10	If.	0,18 A.
Va.	90 - 250	Ia.	2 - 23 mA.
Vg ₁	- 2,3	Rl.	1 MΩ
Vg ₂	80 - 100	Rk.	1.000 Ω
S.	1,25		



G 407

Triode

Vf.	4	If.	0,07 A.
Va.	20 - 150	Ia.	5 mA.
Vg.	2 - 8	Rl.	5.500 Ω
K.	10	S.	1,8



HP 4100

Pentode pente fixe

Vf.	4	If.	1 A.
Va.	200	Ia.	3 mA.
Vg ₁	- 2	Rl.	2 MΩ
Vg ₂	100	Rk.	600 Ω
S.	3,5		

Remplaçable par AF 7



G 2018

Triode

Vf.	20	If.	0,18 A.
Va.	100 - 200	Ia.	5 - 10 mA.
Vg.	2,5 - 5	Rl.	10.000 Ω
K.	25	Rk.	500 Ω
S.	3,5		



HP 4101

Pentode pente fixe

Vf.	4	If.	1 A.
Va.	200	Ia.	3,5 mA.
Vg ₁	- 2	Rl.	2 MΩ
Vg ₂	100	Rk.	330 Ω
S.	3,5		

Remplaçable par AF 7



HR 410

Triode

V.	4	If.	0,1 A.
Va.	100 - 200	Ia.	1 mA.
Vg.	- 1 - 3	Rl.	17 KΩ
K.	25	S.	1,5



HR 406

Triode

Vf.	4	If.	0,065
Va.	100 - 200	Ia.	1 mA.
Vg.	- 3	Rl.	17 KΩ
K.	25	S.	1,5



HP 4105

Pentode à
pente variable



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	200	Ia.	5 mA.
Vg ₁	-35	Ri.	1 MΩ
Vg ₂	100	S.	3,5

Remplaçable par AF 3

HP 4106

Pentode à
pente variable



Vf.	4	If.	1 A.
Va.	200	Ia.	5 mA.
Vg ₁	-35	Ri.	1,2 MΩ
Vg ₂	100	S.	3,5

Remplaçable par AF 3

KB 2

Double diode



Chauffage indir. 2 V. — 0,095 A.

Tension anode. 125 V.
Courant — 0,5 mA

KBC 1

Double diode-triode



Chauffage direct. 2 V. — 0,1 A.

Tension anode	90	135 V.
— grille	-3	-4,5 V.
— diode max.	125	125 V.
Courant anode	1	2,5 mA.
— diode.	0,2	0,2 A.
Pente	0,7	1 mA/V.
Coeff. d'ampl.	16	16
Résistance interne.	23	16 KΩ
— fuite G max.	1	1 MΩ
Dissipation anode.	—	0,6 W.

Similaire à 1 B 5, 1 H 6

KC 1

Triode



Chauffage direct. 2 V. — 0,065 A.

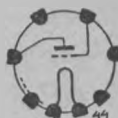
Tension anode.	90	135 V.
— grille	-1,5	-1,5 V.
Courant anode.	0,3	1,2 mA.
Pente	0,4	0,6 mA/V.
Coeff. ampl.	25	25
Résistance interne.	60	40 KΩ
— fuite G max.	2	2 MΩ
Dissipation anode.	—	0,5 W.

Similaire à KC 3, KC 4, 1 H 4

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LINÉAIRES**

KC 3

Triode



Chauffage direct. 2 V. — 0,2 A.

Tension anode.	90	135 V.
— grille	-1,6	-2,8 V.
Courant anode.	2	3 mA.
Pente	2,2	2,5 mA/V.
Coeff. ampl.	30	30
Résistance interne.	14	12 KΩ
— fuite G max.	2	2 MΩ
— cathode.	830	830 Ω
Dissipation anode.	—	1 W.

Similaire à KC 4, 1 H 4

KC 4

Triode



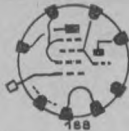
Chauffage direct. 2 V. — 0,1 A.

Tension anode.	90	135 V.
— grille	-1,5	-1,5 V.
Courant anode.	0,5	2,2 mA.
Pente	0,8	1,4 mA/V.
Coeff. d'ampl.	30	30
Résistance interne.	37,5	21,5 KΩ
— fuite G max.	2	2 MΩ
Dissipation anode.	—	0,75 W.

Similaire à KC 3, 1 H 4

KCH 1

Triode-hexode



Chauffage direct. . . . 2 V. — 0,18 A.

HEXODE MODULATRICE

Tension anode	90	135 V.
— grille 1	— 0,5	— 0,5
	à — 8	à — 8 V.
— — 2 + 4	55	55 V.
— — 3 osc.	— 7	— 7 V.
Courant anode	1	1 mA.
— grilles 2 + 4	1,2	1,2 mA.
Pente	0,32	0,32 mA/V.
Résistance interne.	0,7	1,5 M Ω
Dissipation anode.	—	1,5 W.

TRIODE OSCILLATRICE

Tension anode	90	135 V.
— grille	— 7	— 8 V.
Courant anode	2	3 mA.
Pente	1,1	1,3 mA/V.
Coeff. ampli.	28	28
Résistance interne.	22	22 K Ω
— fuite G.	25	25 K Ω

KDD 1

Double triode
push-pull B



Chauffage direct V. — 0,22 V.

Tension anode.	90	135 V.
— grille	0	0 V.
Courant anode.	2 x 0,8	2 x 1,5 mA.
Pente	0,8	1 mA/V.
Coeff. d'ampli.	58	58
Résistance interne.	70	60 K Ω
— de charge aa.	12	10 K Ω
Puissance modulée.	0,5	2 W.

KF 1

Pentode pente fixe



Chauffage direct. 2 V. — 0,2 A.

Tension anode.	135 V.	135 V.
— écran	135 V.	135 V.
— grille 1	0 V.	0 V.
Courant anode.	3 mA.	3 mA.
— écran	1 mA.	1 mA.
Pente	1,8 mA/V.	1,8 mA/V.
Résistance interne.	0,9 M Ω	0,9 M Ω
Dissipation anode.	0,8 W.	0,8 W.

Similaire à KF 4

KF 2

Pentode HF
pente variable



Chauffage direct. 2 V. — 0,2 A.

Tension anode.	135 V.	135 V.
— écran	135 V.	135 V.
— grille 1	0 . . .	— 16 V.
Courant anode.	3 mA.	3 mA.
— écran	1 mA.	1 mA.
Pente	1,3 mA/V.	1,3 mA/V.
Résistance interne.	1,1 M Ω	1,1 M Ω
Dissipation anode.	0,8 W.	0,8 W.

Similaire à KF 3

KF 3

Pentode HF
pente variable



Chauffage direct. 2 V. — 0,05 A.

Tension anode	90	135 V.
— écran	80	135 V.
— grille 1	— 0,5	— 0,5
	à — 10	à — 15 V.
Courant anode.	1	2 mA.
— écran	0,2	0,6 mA.
Pente.	0,5	0,65 mA/V.
Coeff. d'ampli.	1.000	850
Résistance interne.	2	1,3 M Ω
— fuite grille 1.	2,5	2,5 M Ω
Dissipation anode.	—	0,5 W.

Similaire à KF 2, 1 A 4, 1 D 5

KF 4

Pentode HF



Chauffage direct. 2 V. — 0,065 A.

Tension anode.	90	135 V.
— écran	90	135 V.
— grille 1	— 0,5	— 0,5 V.
Courant anode.	1,2	2,6 mA.
— écran	0,4	1 mA.
Pente	0,7	0,8 mA/V.
Coeff. d'ampli.	900	800
Résistance interne.	1,3	1 M Ω
— fuite grille 1.	1,5	1,5 M Ω
Dissipation anode.	—	0,5 W.

Similaire à 1 B 4, 1 E 5

KH 1

Hexode pente variable

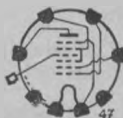


Chauffage direct 2 V. — 0,135 A.

	MODULAT.	AMPLI HF
Tension anode	135	135 V.
— grille 1	-1,5	-1,5
— grille 1	à -8	à -7,5 V.
— 2	60	60 V.
— 3	10 osc.	60 V.
— 4	60	0 V.
Courant anode	1	2 mA.
— grilles 2+4	1,1	— mA.
— 2+3	—	0,95 mA.
Pente	0,45	1,4 mA/V.
Résistance interne	1	1,3 M Ω
— fuite G3	0,5	— M Ω
Dissipation cathode	—	0,4 W.

KK 2

Octode



Chauffage direct 2 V. — 0,13 A.

Tension anode	90	135 V.
— grille 1	-8	-8 V.
— 2	90	135 V.
— 3+5	45	45 V.
— 4	-0,5	-0,5 V.
	à -11	à -11 V.
Courant anode	0,7	0,7 mA.
— grilles 3+5	1,6	2,2 mA.
Pente	0,27	0,27 mA/V.
Résistance interne	2	2,5 M Ω
— fuite G1	50	50 K Ω
Dissipation anode	—	0,5 W.

Similaire à | D 7, | H 6

KL 1

Pentode finale



Chauffage direct 2 V. — 0,15 V.

Tension anode	90	135
— écran	90	100
— grille 1	-4,5	-6
Courant anode	8	8
— écran	1,2	1,2
Pente	1,7	1,7
Résistance interne	80	80 K Ω
— de charge	14	14 K Ω
— cathode	—	30 K Ω
480	640 Ω	
Watts modulés	0,2	0,3

KL 2

Pentode finale



Chauffage direct 2 V. — 0,265 A.

Tension anode	90	135 V.
— écran	90	135 V.
— grille 1	-7,5	-12 V.
Courant anode	11	18 mA.
— écran	0,9	2 mA.
Pente	1,8	2 mA/V.
Coeff. d'ampli	54	60
Résistance interne	30	30 K Ω
— de charge	7	7 K Ω
— cathode	630	600 Ω
Puissance modulée	0,35	0,8 W.
Dissipation anode	—	2,5 W.

Similaire à | G 5

KL 4

Pentode finale



Chauffage direct 2 V. — 0,15 A.

Tension anode	90	135 V.
— écran	90	135 V.
— grille 1	-2,6	-5 V.
Courant anode	4,7	7 mA.
— écran	0,8	1,1 mA.
Pente	1,8	2,1 mA/V.
Coeff. d'ampli	300	300
Résistance interne	170	150 K Ω
— de charge	19	19 K Ω
— cathode	470	620 Ω
Puissance modulée	0,16	0,44 W.
Dissipation anode	—	1 W.

Similaire à KL 2, | F 4, | F 5

KL 5

Pentode finale



Chauffage direct 2 V. — 0,1 A.

UNE LAMPE		
Tension anode	90	135 V.
— écran	90	135 V.
— grille 1	-4	-6,5 V.
Courant anode	4,8	8,5 mA.
— écran	0,9	1,5 mA.
Pente	1,4	1,7 mA/V.
Résistance interne	180	140 K Ω
— de charge	19	16 K Ω
— cathode	700	650 Ω
Puissance modulée	0,2	0,52 W.
Dissipation anode	—	2 W.

PUSH-PULL B

Tension anode	90	135 V.
— écran	90	135 V.
— grille 1	— 8,5	— 12 V.
Courant anode (repos). 2x1	2x2	mA.
— écran (repos). 2x0,35	2x1	mA.
Résistance de charge aa	25	25 K Ω
Puissance modulée.	0,35	1,05 W.

Similaire à 1 F 4, 1 F 5

L 414

Triode finale



Vf.	4	If.	0,15 A.
Va.	50 — 150	Ia.	12 mA.
Vg ₁	— 4 — 8	Rl.	3.300 Ω
K.	10	Rk.	650 Ω
		S.	2,8

L 415

Triode finale



Vf.	4	If.	0,15 A.
Va.	200	Ia.	8 mA.
Vg ₁	— 10	Rl.	5.000 Ω
K.	10	Rk.	1.250 Ω
S.	2		

LD 410

Triode



Vf.	4	If.	0,1 A.
Va.	100 — 200	Ia.	4 mA.
Vg ₁	— 2 — 6	Rl.	9.300 Ω
K.	17	S.	1,8

ME 6

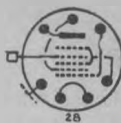
Ceil magique



Chauffage indir.	6,3 V.	— 0,2 A.
Tension anode	250 V.	
— cible	250 V.	
Résistance anode.	2 M Ω	
Courant anode	120 mA.	
— cible	2 mA.	
Tension grille	0	— 5 V.
Secteur d'ombre	90°	0°

MH 1118

Heptode changeuse de fréquence



Vf.	10	If.	0,18 A.
Va.	150 — 250	Rg. . . osc.	1,2 M Ω
Vg ₁	50 — 100	Rl.	0,6 — 0,36 M Ω
Vg ₂	100 — 200	Rk.	150 — 300 Ω
Vg ₃	— 1,5 — 3	S.	0,475

MO 465

Octode



Vf.	4	If.	0,75 A.
Va.	250	Ia.	1 mA.
Vg ₁	70	Rl.	2 M Ω
Vg ₂	— 1,5	S.	0,65

Similaire à EK 1, EK 2

P 410

Triode BF



Vf.	4	If.	0,12 A.
Va.	150	Ia.	8 mA.
Vg ₁	— 12	Rl.	3.300 Ω
K.	5	S.	1,5

P 414

Triode BF



Vf.	4	If.	0,15 A.
Va.	50 — 100	Ia.	14 mA.
Vg ₁	— 8 — 16	Rl.	1.700 Ω
K.	5	Rk.	1.200 Ω
S.	2,8		

Remplaçable par L 414 (changer Rk)

P 415

Triode BF



Vf.	4	If.	0,15 A.
Va.	20 — 150	Ia.	14 mA.
Vg ₁	— 4 — 25	Rl.	2.200 Ω
K.	3,3	Rk.	1.200 Ω
S.	1,5		

P 430

Triode finale



Vf. 4	If. 0,3 A.
Va. 150 — 200	Ia. 25 mA.
Vg ₁ -20 — 30	Ri. 2.250 Ω
K. 5	Rk. 1.000 Ω
S. 2,2	

Remplaçable par L 414 (Rk = 650 Ω)

P 455

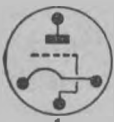
Triode finale



Vf. 4	S. 5,5
Va. 150 — 250	If. 0,55 A.
Vg ₁ -8 — 15	Ia. 30 mA.
K. 10	Ri. 1.800 Ω

P 460

Triode finale



Vf. 4	If. 0,85 A.
Va. 150 — 200	Ia. 50 mA.
Vg ₁ -15 — 30	Ri. 1.150 Ω
K. 4	S. 3,5

Remplaçable par AD (changer support)

P 2018

Triode finale



Vf. 20	If. 0,18 A.
Va. 100-200	Ia. 10 à 20 mA.
Vg ₁ -8 — 18	Ri. 4.000 Ω
KI. 7	Rk. 900 Ω
S. 2,5	

P 4100

Tétrode finale



Vf. 4	If. 1 A.
Va. 300 — 400	Ia. 30 mA.
Vg ₁ -20 — 40	Ri. 20.000 Ω
Vg ₂ 150 — 300	Rk. 850 Ω
S. 3	

PP 415

Tétrode finale



Vf. 4	If. 0,15 A.
Va. 100 — 200	Ia. 12 mA.
Vg ₁ -6 — 12	Ri. 33.000 Ω
Vg ₂ 100 — 200	Rk. 750 Ω
S. 1,8	

PP 416

Tétrode finale



Vf. 4	If. 0,15 A.
Va. 100 — 200	Ia. 10 mA.
Vg ₁ -12	Ri. 60.000 Ω
Vg ₂ 80	Rk. 1.000 Ω
	S. 2

PP 430

Tétrode finale



Vf. 4	If. 0,3 A.
Va. 150 — 200	Ia. 20 mA.
Vg ₁ -16 — 25	Ri. 35.000 Ω
Vg ₂ 150 — 200	Rk. 1.000 Ω
	S. 2

Remplaçable par AL 1

PP 2018

Tétrode BF



Vf. 20	If. 0,18 A.
Va. 100 — 200	Ia. 10 — 20 mA.
Vg ₁ 8 — 18	Ri. 40.000 Ω
Vg ₂ 100 — 200	Rk. 850 Ω
S. 2,5	

PP 4018

Pentode BF

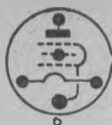


Vf. 40	If. 0,18 A.
Va. 80 — 95	Ia. 35 mA.
Vg ₁ -13 — 15	W mod 1,2
Vg ₂ 80 — 95	S. 3

Remplaçable par C 6 (Rk = 210 Ω)

PP 4100

Tétrade BF



Vf . . .	4
Va . . .	300 — 400
Vg ₁ . . .	- 20 — 40
Vg ₂ . . .	150 — 300
S . . .	3

If . . .	1 A.
Ia . . .	30 mA.
Ri . . .	20.000 Ω
Rk . . .	900 Ω

PV 3018

Valve doubleuse



Vf . . .	30	If . . .	0,18 mA
Va . . .	2 x 125	Ia . . .	100 mA

Remplaçable par Cy 2

PP 4101

Tétrade BF



Vf	4
Va	250
Vg ₁	- 14
Vg ₂	250
S	3,5

If . . .	1,1 A.
Ia . . .	36 mA.
Ri . . .	43.000 Ω
Rk . . .	350 Ω

Remplaçable par AL 1

PV 4018

Valve biplaque



Vf . . .	40	If . . .	0,18 A.
Va . . .	2 x 125	Ia . . .	100 mA.

Remplaçable par CY 2 (mettre 100 Ω en série sur filament)

PV 430

Valve biplaque



Vf . . .	4
Va . . .	2 x 250

If . . .	0,3 A.
Ia . . .	25 mA.

PV 4200

Valve biplaque



Vf . . .	4	If . . .	2 A.
Va . . .	2 x 600	Ia . . .	180 mA.

PV 475

Valve biplaque



Vf . . .	4
Va . . .	2 x 250

If . . .	0,8 A.
Ia . . .	45 mA.

Remplaçable par PV 495

PV 4201

Valve biplaque



Vf . . .	4	If . . .	2 A.
Va . . .	2 x 600	Ia . . .	180 mA.

PV 495

Valve biplaque



Vf . . .	4
Va . . .	2 x 300

If . . .	1,1 A.
Ia . . .	70 mA.

R 2018

Triode



Vf . . .	20	If . . .	0,18 A.
Va . . .	100 — 200	Ia . . .	6 mA.
Vg . . .	- 3	Ri . . .	17.500 Ω
K . . .	40	Rk . . .	500 Ω
S . . .	3		

S 406

Lampe à écran



Vf . . .	4
Va . . .	100 — 200
Vg ₁ . . .	- 2
Vg ₂ . . .	50 — 100

If . . .	0,065 A.
Ia . . .	1,5 mA.
Ri . . .	330 KΩ
S . . .	1

SE 2118

Lampe à écran



Vf . . .	20
Va . . .	200
Vg ₁ . . .	- 1,5 — 24
Vg ₂ . . .	100

If . . .	0,18 A.
Ia . . .	3 mA.
Ri . . .	350 KΩ
S . . .	3

S 407

Lampe à écran



Vf . . .	4
Va . . .	100 — 200
Vg ₁ . . .	0 à - 3
Vg ₂ . . .	50 — 100

I . . .	0,07 A.
Ia . . .	1,5 mA.
Ri . . .	330 KΩ
S . . .	1

SS 2018

Lampe à écran



Vf	20
Va	200
Vg ₁	- 2
Vg ₂	100
S	3

If . . .	0,18 A.
Ia . . .	3 mA.
Ri . . .	450 KΩ
Rk . . .	600 Ω

S 410

Lampe à écran



Vf . . .	4
Va . . .	100 — 200
Vg ₁ . . .	- 2
Vg ₂ . . .	50 — 100
S . . .	1

I . . .	0,1 A.
Ia . . .	1,5 mA.
Ri . . .	330 KΩ
Rk . . .	1.000 Ω

V 430

Valve monoplaque



Vf	4
Va	200

If . . .	0,3 A.
Ia . . .	25 mA.

Remplaçable par PV 430 (K et P en parallèle)

S 2018

Lampe à écran



Vf	20
Va	200
Vg ₁	- 5
Vg ₂	60
S	1,1

If . . .	0,18 A.
Ia . . .	4 mA.
Ri . . .	400 KΩ
Rk . . .	1.200 Ω

V 495

Valve monoplaque



Vf	4
Va	400

If . . .	1,1 A.
Ia . . .	70 mA.

SE 2018

Lampe à écran



Vf . . .	20
Va . . .	200
Vg ₁ . . .	- 2 — 40
Vg ₂ . . .	60
S . . .	1,2

If . . .	0,18 A.
Ia . . .	4 mA.
Ri . . .	400 KΩ
Rk . . .	500 Ω

UBF II

Double diode - pentode MF



Chauffage Indr. 20 V. — 0,1 A.

Tension anode . . .	200	100 V.
— écran . . .	80	40 V.
— grille 1 . . .	- 2	- 1
	à - 42	à - 22 V.

Courant anode. . .	5	2,6 mA.
— écran. . .	1,5	0,8 mA.
Pente.	1,8	1,3 mA/V.
Résistance interne.	1,5	0,8 M Ω
— écran. . .	80	80 K Ω
— cathode. . .	300	300 Ω
Dissipation anode.	1,5	— W.

UBL 1

Double diode -
pentode finale



Chauffage Indir. . .	55 V.	— 0,1 A.
Tension anode	200	100 V.
— écran.	200	100 V.
— grille 1.	— 11,5	— 5 V.
Courant anode	55	28 mA.
— écran.	7	4 mA.
Pente.	8,5	7 mA/V.
Résistance interne. . .	20	25 K Ω
— de charge.	3.500	3.000 Ω
— cathode.	185	150 Ω
Puissance modulée. . .	5,2	1,2 W.
Dissipation anode. . .	11	— W.

UBL 21

Double diode -
pentode finale



Chauff. Indir.	55 V.	— 0,1 A.
Tension anode.	100	180 200 V.
— écran.	100	180 200 V.
— grille 1.	— 5,3	— 10 — 13 V.
— oscil.	3,8	6,2 6,1 V—
Courant anode.	32,5	61 55 mA.
— écran.	5,5	10 9,5 mA.
Pente.	7,5	9 8 mA/V.
Résist. interne.	23	23 K Ω
— cathode.	140	140 200 Ω
— de charge.	3	3 3,5 K Ω
Watts modulés.	1,35	4,8 5 W.
Dissipation anode . . .	—	11 W.

Capacités d/k = 2 ; a/g₁ = 1,2 μ F.

UCH 4

Triode-heptode



Mêmes caractéristiques
que UCH 21

UCH II

Triode-hexode



Chauffage Indir. 20 V. — 0,1

HEXODE MODULATRICE

Tension anode.	200	100 V.
— écran.	80	40 V.
— grille 3.	— 8	— 5 V.
— — 1.	— 2	— 1
	à — 18 à	— 11,5 V.
Courant anode.	2,5	1,2 mA.
— écran.	3	1,5 mA.
Pente.	0,75	0,45 mA/V.
Résistance interne. . .	1	0,6 M Ω
— écran.	40	40 K Ω
— cathode.	240	240 Ω
Dissipation anode. . .	1,5	— W.

TRIODE OSCILLATRICE

Tension anode.	120	60 V.
— grille.	— 8	— 5 V.
Courant anode.	2,8	1,4 mA.
Coeff. d'ampl.	17	17
Résistance d'anode. . .	30	30 K Ω
— fuite grille.	50	50 K Ω
Dissipation anode. . .	1	— W.

UCH 21

Triode-heptode



Chauffage Indir. 20 V. — 0,1 A.

OSCILLATRICE-MODULATRICE

Tension anode mod. . . .	200	100 V.
— — osc.	200	100 V.
— écran.	200	100 V.
— grille 1.	— 2	— 1 V.
Résistance anode osc. . .	28,5	28,5 K Ω
— écran.	15,5	15,5 K Ω
— fuite G1 + G3	50	50 K Ω
Courant anode mod. . . .	3,5	1,1 mA.
— — osc.	3,5	1,5 mA.
— écran.	6,5	3 mA.
— G1 + G3.	0,19	0,095 mA.
Résistance interne. . . .	1,3	1 M Ω
— cathode.	150	150 Ω
Pente conversion	0,75	0,58 mA/V.

HEPTODE AMPLI MF PENTE VARIABLE

Tension anode	200	100 V.
— écran.	200	100 V.
— grille 3.	0	0 V.
— — 1.	— 2	— 1 V.
Résistance écran	30	30 K Ω

Courant anode	5,2	2,6 mA.
— écran	3,5	1,9 mA.
Pente	2,2	2,1 mA/V.
Résistance interne	0,7	0,7 M Ω
— cathode	150	150 Ω

TRIODE AMPLIFICATRICE BF

Tension anode	200	100 V.
— grille 1	-2	-1 V.
Courant anode	0,8	0,68 mA.
Résistance de charge	0,2	0,1 M Ω
Dissipation : anode 1,5 ; écran 1 ; — triode 0,5 W.		

Capacités : $g = 6,8$; $g_a = 8$; $a = 9,5$;
 $gT = 4,5$; $aT = 3,5 \mu\mu F.$

UCL II

Triode-tétrode
finale



Chauffage Indir. 60 V. — 0,1 A.

TRIODE TÉTRODE

	TRIODE	TÉTRODE
Tension anode	200	200 V.
— écran	—	200 V.
— grille 1	-2	-8,5 V.
Courant anode	2	45 mA.
— écran	—	6 mA.
Pente	2,1	9 mA/V.
Coeff. d'ampl.	65	—
Résistance interne	30	18 K Ω
— de charge	—	4.500 Ω
— cathode	1.000	180 Ω
Pulsance modulée	—	4 W.
Dissipation anode	0,6	9 W.

UF 9

Pentode HF
à pente variable

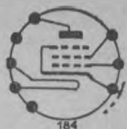


Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,1 A.

Tension anode	200	100 V.
— écran	100	100 V.
— grille 1	-2,5	-1,3 V.
	à -32 à -16,5	
Courant anode	6	3,2 mA.
— écran	1,7	0,85 mA.
Pente	2,2	2 mA/V.
Résist. interne	0,9	1 M Ω
— cathode	325	325 Ω
— écran	60	— K Ω
Dissipation anode	2	— W.

UF II

Pentode
à pente variable



Chauffage Indir. 15 V. — 0,1 A.

Tension anode	200	100 V.
— écran	80	40 V.
— grille 1	-2	-1
	à -42 à -22 V.	
Courant anode	6	2,7 mA.
— écran	1,7	0,85 mA.
Pente	2,2	1,8 mA/V.
Résistance interne	1,5	1,1 M Ω
— écran	70	70 K Ω
— cathode	260	260 Ω
Dissipation anode	2	— W.

UF 2I

Pentode HF
à pente variable



Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,1 A.

Tension anode	200	100 V.
— écran	100	100 V.
— grille 1	-2,5	-2,5 V.
Courant anode	6	6 mA.
— écran	1,7	1,7 mA.
Pente	2,2	2,2 mA/V.
Résistance interne	0,9	0,4 M Ω
— fuite grille	3	3 M Ω
— écran	60	— K Ω
Dissipation anode	2	— W.

Capacités : entrée = 5,6 ; sortie = 5,6 $\mu\mu F.$

UFM II

Indicateur et pentode



Chauffage Indir. 15 V. — 0,1 A.

Tens. anode	200	100 V.
— cible	200	100 V.
— écran	110	60 V.
— grille	0 ... -11	0 ... -6 V.
Cour. anode 0,95 ... 0,45	0,5	0,24 mA.
— écran 0,37 ... 0,18	0,18	0,08 mA.
— cible 0,8 ... 1,1	0,3	0,4 mA.
Secteur d'ombre	85 ... 20°	80 ... 15°
Rés. interne	2	2 M Ω
— anode	0,15	0,15 M Ω
— écran	0,5	0,5 M Ω
Dissipation anode	0,4	— W.

UL 12

Tétrade finale



Chauffage Indir.	60 V. — 0,1 A.
Tension anode.	200 100 V.
— écran	125 100 V.
— grille 1.	— 8 — 6,5 V.
Courant anode.	75 50 mA.
— écran	9 8 mA.
Pente	12 10 mA/V.
Résistance Interne.	12 8 K Ω
— de charge. 2.750	2.000 Ω
— cathode	100 110 Ω
— écran	8.500 — Ω
Puissance modulée.	6,5 2 W.
Dissipation anode	15 — W.

UM 4

Indicateur
à 2 sensibilités



Chauffage Indir.	12,6 V. — 0,1 A.
Tension anode	200 100 V.
— cible	200 100 V.
Tension grille pour :	
secteur a 1 = 5°	— 4,2 — 2,5 V.
— a 2 = 5°	— 12,5 — 8 V.
Résist. série anode	0,1 0,1 M Ω

UM II

Indicateur d'accord



Chauffage Indir.	15 V. — 0,1 A.
Tension anode.	200 V.
— grille	0 — 3 — 20 V.
Angle d'ombre 1.	78 . . . 25°
— 2.	75° 10°

UY I

Valve monoplaque



Chauffage Indir.	50 V. — 0,1 A.
Tension redressée.	250 127 V.
Courant redressé	140 140 mA.

UY II

Valve monoplaque



Chauffage Indir.	50 V. — 0,1 A.
Tension redressée.	250 127 V.
Courant redressé	140 140 mA.

UY 2I

Redresseuse
monoplaque



Chauffage Indir.	50 V. — 0,1 A.
Tension anode max.	250 V.
Courant anode max.	140 mA.
Capacité de filtrage max.	60 μ F.

VC I

Triode



Chauffage Indir.	55 V. — 0,05 A.
Tension anode.	200 V.
— grille	— 2 V.
Courant anode.	6 mA.
Pente	0,3 mA/V.
Résistance Interne.	14.500 Ω
— cathode	350 Ω

VCL II

Triode pentode finale



Chauffage Indir.	90 V. — 0,05 A.
Tension anode.	200 V.
— écran	200 V.
— grille 1	4,5 V.
— anode auxil.	45 V.
Courant anode.	12 mA.
— écran	1,3 mA.
— anode auxil.	0,6 mA.
Pente	5 mA/V.
Coeff. amplif.	300
Résistance interne	60 K Ω
— de charge.	17 K Ω
Puissance modulée	0,8 W.
Dissipation anode	2,5 W.

VF 3

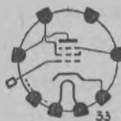
Pentode variable



Chauffage Indir.	55 V. — 0,05 A.
Tension anode	200 V.
— écran	100 V.
— grille	— 2 ... — 35 V.
Courant anode	6 mA.
— écran	2 mA.
Pente	2,1 ... 0,01 mA/V.
Résistance interne.	1,5 ... 10 K Ω

VF 7

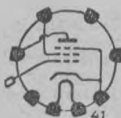
Pentode fixe



Chauffage Indir.	55 V. -- 0,05 A.
Tension anode.	200 V.
— écran	100 V.
— grille	— 2 V.
Courant anode.	3 mA.
— écran	1 mA.
Pente	2,1 mA/V.
Résistance Interne.	2 M Ω
— cathode	500 Ω

VL I

Pentode BF



Chauffage Indir.	55 V. — 0,05A.
Tension anode.	200 V.
— écran	200 V.
— grille	— 14 V.
Courant anode.	25 mA.
— écran	3,5 mA.
Pente	2,2 mA/V.
Résistance interne.	50 K Ω
— cathode	500 Ω
— de charge.	8,000 Ω
Puissance modulée	1,6 W.

VL 4

Pentode finale



Chauffage Indir.	110 V. — 0,05 A.
Tension anode	200 V.
Tension écran.	200 V.
— grille.	— 8,5 V.
Courant anode.	45 mA.
— écran.	6 mA.

Pente.	8 mA/V.
Résistance interne.	45 K Ω
— cathode.	170 Ω
— de charge.	4.500 Ω
Puissance modulée.	4 W.

VY 2

Valve monoplaque



Chauffage Indir.	30 V. — 0,05 A.
Tension anode.	250 V.
Courant anode.	20 mA.

VR 105-30

Régulateur de tension



Tension d'amorçage	137 V continu.
— de régime	105 V —
Courant de régime	5 — 30 mA —

VR 150-30

Régulateur de tension



Tension d'amorçage	180 V continu.
— de régime	150 V —
Courant —	5 — 30 mA.

O Z 4

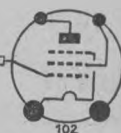
Redresseur biplaque
sans chauffage, rem-
plissage gazeux



Tension alt. par plaque	350 V.
— inverse de pointe.	1.250 V.
Courant redressé.	30-75 mA.
— plaque de pointe	200 mA.
Chute de tension	24 V.

IA 4

Pentode HF
pente variable

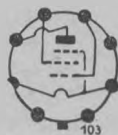


Chauffage direct.	2 V. — 0,06 A.
Tension anode.	90 180 V.
— écran.	67,5 67,5 V.
— grille.	— 3 — 3 V.
	à — 15 à — 15 V.

Courant anode . . .	2,2	2,3 mA.
— écran . . .	0,9	0,8 mA.
Pente . . .	0,72	0,75 mA/V.
Amplification . . .	425	750
Résistance interne . . .	0,6	1 M Ω
— écran . . .	25	112 K Ω
— cathode . . .	970	970 Ω

Capacités : entrée = 5 ; sortie = 11 μ F.

Similaire à I D 5, 34



IA 5

Pentode finale

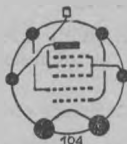
Chauffage direct . . . 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode . . .	90 V.
— écran . . .	90 V.
— grille 1 . . .	— 4,5 V.
Courant anode . . .	4 mA.
— écran . . .	0,8 mA.
Pente . . .	0,8 mA/V.
Coeff. d'ampli. . . .	255
Résistance interne . . .	0,3 M Ω
— de charge . . .	25 K Ω
— cathode . . .	940 Ω
Puissance modulée . .	0,115 W.

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

IA 6

Heptode oscillatrice
et modulatrice



Chauffage direct . . . 2 V. — 0,06 A.

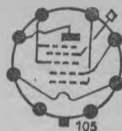
Tension anode . . .	135	180 V.
— écran . . .	67,5	67,5 V.
— grille 2 . . .	135	180 V.
— 4 . . .	— 3	— 3
	à — 22	à — 22 V.
Courant anode . . .	1,2	1,3 mA.
— écran . . .	2,5	2,4 mA.
— grille 2 . . .	2,3	2,3 mA.
— 1 osc. . . .	— 2	— 2 mA.
— cathodique . . .	6,2	6,2 mA.
Pente . . .	0,275	0,30 mA/V.
Résistance interne . . .	0,4	0,5 M Ω
— grille 1 . . .	50	50 K Ω
— 2 . . .	—	20 K Ω
— cathode . . .	485	485 Ω

Capacités : entrée = 10,5 ; sortie = 9 μ F.

Similaire à I D 7, I C 7

IA 7

Heptode oscillatrice
et modulatrice



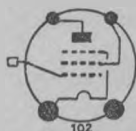
Chauffage direct . . . 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode . . .	90 V.
— écran . . .	45 V.
— grille 2 . . .	90 V.
— 4 . . .	0 V.
Courant anode . . .	0,55 mA.
— écran . . .	0,6 mA.
— grille 2 . . .	1,2 mA.
— 1 . . .	0,03 mA.
— cathodique . . .	2,4 mA.
Pente . . .	0,25 mA/V.
Résistance interne . . .	0,6 M Ω
— écran . . .	75 K Ω
— grille 1 . . .	100 K Ω

Capacités : entrée = 6,5 ; sortie = 11 μ F.

IB 4

Pentode HF



Chauffage direct . . . 2 V. — 0,06 A.

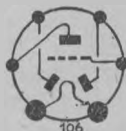
Tension anode	90	180 V.
— écran	67,5	67,5 V.
— grille	— 3	— 3 V.
Courant anode	1,6	1,7 mA.
— écran	0,7	0,6 mA.
Pente	0,6	0,65 mA/V.
Amplification	550	1.000
Résistance interne . . .	1	1,5 M Ω
— écran	42	19 K Ω
— cathode	1.500	1.500 Ω

Capacités : entrée = 5 ; sortie = 11 μ F.

Équivalent : I E 5, 32

IB 5

Double diode-triode



Chauffage direct . . . 2 V. — 0,06 A.

Tension anode	135 V.
— grille	— 3 V.
Courant anode	0,8 mA.
Pente	0,575 mA/V.
Amplification	20
Résistance interne . . .	30.000 Ω
— cathode	3.750 Ω

Capacités : G/P = 3,6 ; G/F = 1,8 ;
P/F = 1,9.

Équivalent à I H 6

1 B 7

Heptode oscillatrice -
modulatrice



Chauffage direct. 1,4 V. — 0,1 A.

Tension anode	90 V.
— écran	45 V.
— grille 2 osc	90 V.
Courant anode	1,5 mA.
— écran	1,3 mA.
— grille 2	1,8 mA.
— — 1	0,035 mA.
— cathodique total	4,4 mA.
Pente de conversion	0,350 mA/V.
Résistance interne	0,35 M Ω
— grille 2 osc	0,2 M Ω
— chutrice écran	30 K Ω

Capacités :

G4/P = 0,34 ; G4/G2 = 0,26

G4/G1 = 0,12 ; entrée HF = 7

Entrée osc. = 4 ; sortie osc. = 4,2

Courant anode	1,3	1,5 mA.
— écran	2,5	2 mA.
— grille 2	3,1	4 mA.
— cathodique	7,1	7,7 mA.
Pente	0,3	0,325 mA/V.
Résistance interne	0,6	0,7 M Ω
— écran	27	56 K Ω
— grille 2	20	20 K Ω
— cathode	420	390 Ω

Capacités : entrée = 10 ; sortie = 10 μ F.

Équivalents : 1 C 7, 1 D 7

1 C 7

Heptode oscillatrice et
modulatrice



Mêmes caractéristiques que 1 C 6

1 C 5

Pentode finale

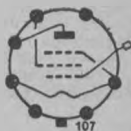


Chauffage direct 1,4 V. — 0,1 A.

Tension anode	90 V.
— écran	90 V.
— grille	— 7,5 V.
Courant anode	7,5 mA.
— écran	1,6 mA.
Pente	1,55 mA/V.
Amplification	180
Résistance interne	115 K Ω
— cathode	880 Ω
— de charge	8,000 Ω
Puissance modulée	0,24 W.

1 D 5

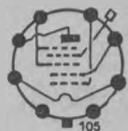
Pentode HF pente
variable



Mêmes caractéristiques que 1 A 4

1 D 7

Heptode oscillatrice
et modulatrice

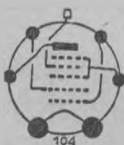


Chauffage direct. 2 V. — 0,06 A.

Mêmes caractéristiques que 1 A 6

1 C 6

Heptode oscillatrice
et modulatrice



Chauffage direct. 2 V. — 0,12 A.

Tension anode	135	180 V.
— écran	67,5	67,5 V.
— grille 2	75	100 V.
— — 4	— 3	— 3 V.
	à — 14	à — 14 V.

1 E 4

Triode universelle

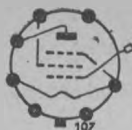


Chauffage direct. 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode	90	90 V.
— grille	0	— 3 V.
Courant anode	4,5	1,5 mA.
Pente	1,325	0,825 mA/V.
Coeff. d'ampl	14,5	14
Résistance interne	11	17 K Ω

IE 5

Pentode HF



Mêmes caractéristiques que I B 4

IE 7

Double pentode finale



Chauffage direct 2 V. — 0,24 A.

Tension anode	135 V.
— écran	135 V.
— grille	— 4,5 V.
Courant anode	7 mA.
— écran	2,2 mA.
Pente	1,425 mA/V.
Résistance interne	0,26 MΩ

Push-pull. Classe AB.

Tension grille	— 7,5 V.
Courant anode repos	7 mA.
— écran repos	2 mA.
Résistance de charge	24.000 Ω
Puissance modulée	0,575 W.

Remplaçable par deux I F 4

IF 4

Pentode finale



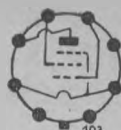
Chauf. direct. 2 V. — 0,12 A.

		PUSH - PULL	
		A	B
Tension anode	90 135	180 V.	
— écran	90 135	180 V.	
— grille	— 3 — 4,5	— 7,5 V.	
Courant anode	4 8	19 mA.	
— écran	1,3 2,6	5,5 mA.	
Pente	1,4 1,7	— mA/V.	
Amplification	340 340	— KΩ	
Résist. interne	240 200	— KΩ	
— de charge	20 16	20 KΩ	
— cathode	570 420	Ω	
Puissance modulée	0,12 0,34	1,25 W.	
Dissipation anode	— 1,75	— W.	

Équivalent I F 5. — 5 milaire à KL 2

IF 5

Pentode finale



Mêmes caractéristiques que I F 4

IF 6

Double diode-pentode

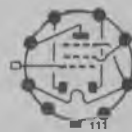


Chauffage direct 2 V. — 0,06 A

Mêmes caractéristiques que I F 7

IF 7

Double diode-pentode



Chauffage direct	2 V. — 0,06 A.
Tension anode	180 V.
— écran	67,5 V.
— grille	— 1,5 à — 12 V.
Courant anode	2 mA.
— écran	0,6 mA.
Pente	0,65 mA/V.
Amplification	650
Résistance interne	1 MΩ
— écran	0,1 MΩ
— cathode	580 Ω

Ampli BF à résistances

Tension anode	135 V.
— grille	— 2 V.
Résistance écran	0,8 MΩ
— anode	0,25 MΩ

Équivalent : I F

IG 4

Triode

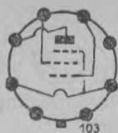


Chauffage direct	1,4 V. — 0,05 A.
Tension anode	90 V.
— grille	— 6 V.
Courant anode	2,3 mA
Pente	0,825 mA/V.
Amplification	8
Résistance interne	10.700 Ω
— cathode	260 Ω

Capacités : G/P = 2,8 ; G/F = 2,2 ; P/F = 3,4 μF.

I G 5

Pentode finale



Chauffage direct . . .	2 V.	— 0,12 A.
Tension anode . . .	90	135 V.
— écran . . .	90	135 V.
— grille . . .	— 6	— 13,5 V.
Courant anode . . .	8,5	8,7 mA.
— écran . . .	2,5	2,5 mA.
Pente . . .	1,5	1,55 mA/V.
Amplification . . .	200	250
Résistance interne . . .	133	160 K Ω
— de charge . . .	8,5	9 K Ω
— cathode . . .	550	120 Ω
Puissance modulée . . .	0,25	0,55 W.
Dissipation anode . . .	—	1,25 W.

Similaire à I F 4, I F 5, KL 4

I G 6

Double triode



Chauffage direct . . . 1,4 V. — 0,1 A.

	1 TRIODE CL. A	PUSH-PULL CL. B
Tension anode . . .	90	90 V.
— grille . . .	0	0 V.
Courant anode . . .	1	2 mA.
Pente . . .	0,675	— mA/V
Coeff. ampl. . . .	30	—
Résist. Interne . . .	44.500	— Ω
— de charge . . .	—	12.000 Ω
Puissance modulée . . .	—	0,67 W.

I H 4

Triode



Chauffage direct.	2 V.	— 0,06 A.	
Tension anode.	90	135	180 V.
— grille.	— 4,5	— 9	— 13,5 V.
Courant anode	2,5	3	3,1 mA.
Pente . . .	0,85	0,9	0,9 mA/V.
Coeff. ampl. . .	9,3	9,3	9,3
Résistance			
Interne . . .	11	10,3	10,3 K Ω

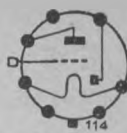
PUSH PULL Cl. B

Tension anode	157 V.
— grille	— 15 V.
Résistance de charge (plaque à plaque)	8.000 Ω
Puissance modulée	2,1 W.

Équivalent : 30

I H 5

Diode-triode



Chauffage direct . . .	1,4 V.	— 0,05 A.
Tension anode . . .	90 V.	
— grille . . .	0 V.	
Courant anode . . .	0,14 mA.	
Pente . . .	0,275 mA/V.	
Coeff. ampl. . . .	65	
Résistance interne . . .	235.000 Ω	

I H 6

Double diode-triode



Chauffage direct . . .	2 V.	— 0,06 A.
Tension anode	135 V.	
— grille	— 3 V.	
Courant anode	0,8 mA.	
Pente	0,575 mA/V.	
Coeff. ampl.	20	
Résistance interne . . .	35.000 Ω	
— cathode	3.750 Ω	

Équivalent : I B 6

I J 6

Double triode push-pull B



Chauffage direct . . .	2 V.	— 0,24 A.	
Tension anode	135	135	135 V.
— grille	— 6	— 3	— 0 V.
Courant anode (pour plaque au repos) . . .	0,1	1,7	5 mA.
Résistance de charge (plaque à plaque) . . .	10	10	10 K Ω
Puissance modulée . . .	1,6	2,9	2,1 W.

Équivalent : 19

I LA 4

Pentode finale



TOUT VERRE, CULOT LOKTAL
Chauffage direct 1,4 V. — 0,05 A.

Mêmes caractéristiques que I A 5

I LA 6

Heptode oscillatrice et modulatrice



212

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage direct. 1,4 V. — 0,05 A.

Mêmes caractéristiques que I A 6, sauf résistance interne = 750 K Ω

I LH 4

Diode - triode



213

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage direct. 1,4 V. — 0,05 A.

Mêmes caractéristiques que I H 5

I LN 5

Pentode HF pente variable



214

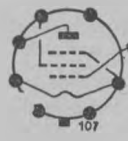
TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage direct. 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode.	90 V.
— écran.	90 V.
— grille.	0 à - 4 V.
Courant anode.	1,6 mA.
— écran.	0,3 mA.
Pente max.	0,8 mA/V.
Coeff. ampl.	880
Résistance interne.	1,1 M Ω

I N 5

Pentode HF pente variable



107

Chauffage direct. 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode.	90 V.
— écran.	90 V.
— grille.	0 à - 4 V.
Courant anode.	1,2 mA.
— écran.	0,3 mA.
Pente max.	0,75 mA/V.
Résistance interne.	1,5 M Ω

Capacités : entrée = 3,2 ; sortie = 11 μ F

I N 6 G

Diode - pentode de puissance



215

Chauffage direct. 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode.	90 V.
— écran.	90 V.
— grille.	- 4,5 V.
(retour au moins filament)	
Courant anode.	3,1 mA.
— écran.	0,6 mA.
Pente.	0,8 mA/V.
Résistance interne.	0,3 M Ω
— de charge.	25.000 Ω
Puissance modulée.	0,1 W.

Semblable à I N 5

I P 5 G

Pentode HF pente fixe



107

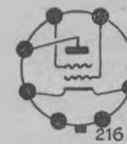
Chauffage direct. 1,4 V. — 0,05 A.

Tension anode.	90 V.
— écran.	90 V.
— grille.	0 V.
(retour au moins filament)	
Courant anode.	2,3 mA.
— écran.	0,7 mA.
Pente.	0,75 mA/V.
Résistance interne.	0,8 M Ω

Capacités : entrée = 2,2 ; sortie = 10 μ F.

I Q 5 G

Tétrode finale



216

Chauffage direct. 1,4 V. — 0,1 A.

Tension anode.	85	90 V.
— écran.	85	90 V.
— grille.	- 4,5	- 4,5 V.
Courant anode.	8,2	9,5 mA.
— écran.	1,4	1,6 mA.
Pente.	1,95	2,1 mA/V.
Impédance de charge	8.000	8.000 Ω
Puissance modulée.	0,225	0,27 W.
Résistance cathode.	400	400 Ω

I V

Valve monoplaque



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode	325 V.
Courant redressé	45 mA.

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

2 A 3

Triode finale



Chauffage direct 2,5 V. — 2,5 A.

1 LAMPE	PUSH-PULL AB	
Tension anode	250	300 V.
— grille	-15	- 82 V.
Courant anode	60	40 mA.
Pente	5,25	5,25 mA/V.
Coeff. amplif.	4,2	4,2
Résist. interne	800	800 Ω
— de charge	2.500	aa 5.000 Ω
— cathode	750	780 Ω
Puissance modulée	3,5	10 W

Capacités : G/P = 13 ; G/F = 9 ;
P/F = 4 μF.

2 A 5

Pentode finale



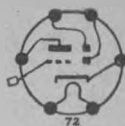
Chauffage Indir. 2,5 V. — 1,75 A.

Tension anode	250 V.
— écran	250 V.
— grille 1	- 16,5 V.
Courant anode	34 mA.
— écran	6,5 mA.
Pente	2,2 mA/V.
Coeff. amplif.	190
Résistance interne	80 KΩ
— de charge	7 KΩ
— cathode	400 Ω
Puissance modulée	3 W.

Équivalent : 42 — 6 F 6 (sauf chauffage)

2 A 6

Double diode-triode



Chauffage Indir.	2,5 V. — 0,8 A.
Tension anode	250 V.
— grille	- 2 V.
Courant anode	0,8 mA.
Pente	1,1 mA/V.
Coeff. amplif.	100
Résistance interne	91 KΩ
— cathode	2.500 Ω

Capacités : G/P = 1,7 ; G/K = 1,7 ;
P/K = 3,8 μF.

Équivalent : 75 (sauf chauffage)

2 A 7

Heptode oscillatrice et modulatrice



Chauffage Indir. 2,5 V. — 0,8 A.

Tension anode	100	250 V.
— grille 2	100	250 V.
— — 3 + 5	50	100 V.
— — 4	- 1,5	- 3
— — — — —	- 20	- 45 V.
Cour. anode	1,3	3,5 mA.
— grille 3 + 5	2,5	2,2 mA.
— — 2	3,3	4 mA.
— — 1	1,2	0,7 mA.
Pente	0,35	0,52 mA/V
Résist. Interne	0,6	0,36 MΩ
— cathode	150	300 Ω
— écran	20	50 KΩ
— fuite G 1	10	50 KΩ

Capacités : entrée = 8,5 ; sortie = 9 μF.

Équivalent : 6 A 7 (sauf chauffage)

2 B 7

Double diode-pentode



Chauffage Indir. 2,5 V. — 0,8 A

Tension anode	100	250 V.
— écran	100	125 V.
— grille 1	- 3	- 3 V.
Courant anode	5,8	9 mA.
— écran	1,7	2,3 mA.
Pente	0,95	1,13 mA/V
Coeff. amplif.	285	730
Résistance Interne	0,3	0,65 MΩ
— écran	—	54 KΩ
— cathode	400	270 Ω

Capacités : entrée = 3,5 ; sortie = 9,5.

Équivalent : 6 B 7 (sauf chauffage)

2 E 5

Indicateur d'accord

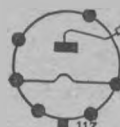


Chauffage Indr. 2,5 V. — 0,8 A.

Mêmes caractéristiques que 6 E 5

2 V 3

Valve monoplaque



Chauffage direct 2,5 V. — 5 A.

Tension efficace. 5.000 V.

Tension maximum inverse

de pointe. 16.500 V.

Courant moyen redressé 2 mA.

5 T 4

Valve biplaque



Chauffage direct. 5 V. — 2 A.

Tension anode max. 2 x 450 V.

Courant redressé max. 250 V.

Similaire à 5 x 4, 5 Z 3, 5 U 4

5 U 4

Valve biplaque



Chauffage direct. 5 V. — 3 A.

Tension anode max. 2 x 450 V.

Courant redressé max. 225 mA.

Similaire à 5 x 4, 5 Z 3, 5 T 4

5 V 4

Valve biplaque



Chauffage Indr. 5 V. — 2 A.

Tension anode max. 2 x 400 V.

Courant redressé max. 175 mA.

Équivalent : 83 V

5 W 4

Valve biplaque



Chauffage direct 5 V. — 1,5 A.

Tension anode max. 2 x 400 V.

Courant redressé max. 100 mA.

Similaire à 80, 5 Z 4

5 X 4

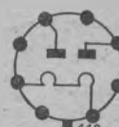
Valve biplaque



Mêmes caractéristiques que 5 Z 3

5 Y 3 G

Valve biplaque



Chauffage direct. 5 V. — 2 A.

Tension par anode. 400 V.

Courant redressé 110 mA.

Similaire à 5 Y 3 GB, 5 Z 4, 80, 5 Y 4

5 Y 3 GB

Valve biplaque



Chauffage Indr. 5 V. — 1,7 A.

Tension par anode. 400 V.

Courant redressé. 125 mA.

Similaire à 5 Y 3, 5 Z 4, 80

5 Y 4 G

Valve biplaque



Identique à 5 Y 3 G. — Sauf connexions du culot

5 Z 3

Valve biplaque



Chauffage direct. 5 V. — 3 A.

Tension anode. 2 x 500 V.

Courant anode. 250 mA.

Équivalent : 5 x 4

5 Z 4

Valve bipolaire



Chauffage Indir. 5 V. — 2,5 A.
Tension anode 2 x 400 V.
Courant anode 125 mA.

Similaire à 5 Y 3, 5 Y 3 GB, 1882, 1883, 80

6 A 3

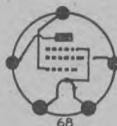
Triode de puissance



Équivalent : 6 B 4

6 A 4

Pentode finale



Chauffage direct 6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode 100 135 180 V.
— écran 100 135 180 V.
— grille 1 6,5 — 9 — 12 V.
Courant anode 9 14 22 mA.
— écran 1,6 2,5 3,9 mA.
Pente 1,2 1,9 2,2 mA/V.
Résist. interne 82 52 45 KΩ
— de charge 11 9,5 8 KΩ
— cathode 615 545 465 Ω
Puissance modulée 0,31 0,7 1,4 W.

6 A 5 G

Triode de puissance



Chauffage Indir. 6,3 V. — 1 A.

	1 LAMPE		PUSH-PULL AB 2 lampes	
Tension anode	250	325	325 V.	
— grille	— 45	— 68	— V.	
Courant anode par tube	60	40	40 mA.	
Pente	5,25	—	— mA/V.	
Résist. interne	800	—	— Ω	
— charge	2.500	—	— Ω	
Plaque à plaque	—	3.000	5.000 Ω	
R. polar. autom.	750	850	— Ω	
Puiss. modulée	3,75	15	10 W.	

6 A 6

Double triode



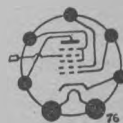
Chauffage Indir 6,3 V. — 0,8 A.

	PUSH-PULL CL. B 2	AMPLI A (grille et plaque jumelées)
Tens. anode	250	250 V.
— grille	0	— 5 V.
Courant anode	2 x 14 à 125	6 mA.
Pente	—	3,1 mA/V.
Coeff. ampli	—	25
Résistance interne	—	11,3 KΩ
— charge	8	30 KΩ
— cathode	—	830 Ω
Puissance modulée	8	— W.

Équivalent : 6 N 7

6 A 7

Heptode oscillatrice
et modulatrice



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A

(Voir 2 A 7 pour autres données.)
Capacités : entrée = 8,5 ; sortie = 9 μF.
Équivalent : 6 A 8 (sauf culot)
Similaire à 6 J 8, EK 2, EK 3, 6 TH 8, ECH 3

6 A 8

Heptode oscillatrice
et modulatrice



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	100	250 V.
— écran	50	100 V.
— grille 2	100	170 V.
— — 4	— 1,5	— 3 V.
	à — 20	à — 45 V.
Courant anode	1,2	3,3 mA.
— écran	1,5	3,2 mA.
— grille 2	1,6	4 mA.
— — 1	0,25	0,5 mA.
Pente	0,35	0,5 mA/V.
Résistance écran	33	47 KΩ
— grille 2	—	20 KΩ
— cathode	320	270 Ω
— fuite G1	50	50 KΩ

Capacités : entrée = 12,5 ; sortie = 12,5 μF.
Équivalent : 6 A 7, 6 D 8

Similaire à 6 J 8, 6 K 8, EK 2, EK 3, ECH 3

6 AB 5

Indicateur d'accord



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode et cible . 135 V.
 — grille 0 — 7,5 V.
 Pour ombre 90° 0°
 Courant anode 0,5 mA.
 — cible 4,5 mA.
 Résistance d'anode 0,2 MΩ

6 AD 5

Triode BF

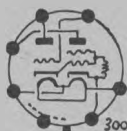


Chauffage Indirect 6,3 V. — 1,1 A.

Tension anode 250 V.
 — grille — 2 V.
 Courant anode 0,9 A.
 Coeff. d'amplification 100 A.
 Pente 1,5 mA/V.
 Résistance interne 65.000 Ω
 — cathode 2.200 Ω

6 AB 6

Triode - tétrode finale



Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,5 A.

TRIODE | TÉTRODE

Tension anode	250	250 V.
— écran	—	250 V.
— grille	0	0 V.
Courant anode	5	34 mA.
Pente	—	1,8 mA/V
Résistance interne	—	40 KΩ
— de charge	—	8 KΩ
Puissance modulée	—	3,5 W.

**LES TYPES SOULIGNÉS
 SONT SEULS LIVRABLES**

6 AD 6

Indicateur d'accord -
 double diode



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension cible 100 150 V.
 Courant — 1,5 3 mA.
 Tensions de contrôle :
 Ombre 0° 45 75 V.
 — 90° 0 8 V.
 — 135° —23 —50 V.

6 AC 5

Triode finale



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,4 A.

Tension anode 250 V.
 — grille + 13 V.
 Pente 3,4 mA/V.
 Coeff. ampli 1,25
 Résistance interne 36.700 Ω
 Courant anode 32 mA.
 — grille 5 mA.

6 AD 7

Triode - pentode finale



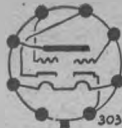
Chauffage indirect 6,3 V. — 0,85 A.

	PUSH PULL CL. B	COUPLAGE DYNAMIQUE
Tension-anode	250	250 V.
— grille	0	13 V.
Courant anode	5	32 mA.
Résist. de charge	10	7 KΩ
Puissance modulée	8	3,7 W.

	TRIODE	PENTODE
Tension anode	250	250 V.
— écran	—	250 V.
— grille	—25	—16,5 V.
Courant anode	4	34 mA.
Pente	0,32	2,5 mA/V.
Résistance Interne	19	80 KΩ
— de charge	—	7 KΩ
Puissance modulée	—	3,2 W.

6 AE 7

Double triode BF



Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,5 A.

Tension anode 250 V.
— grille — 13,5 V.

Courant anode 5 mA.
Pente 1,5 mA/V.

Résistance interne. 9.300 Ω
— cathode 270 Ω

6 AF 5

Triode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A

Tension anode 180 V.
— grille — 18 V.

Courant anode 7 mA.
Pente mA/V.

Coeff. d'Ampli 7,4

Résistance interne 4.930 Ω
— cathode 2.500 Ω

6 AF 6

Indicateur double



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension cible 100 135 V.
Courant cible 0,9 1,5 mA.

Tension de contrôle :

Ombre 0° 60 81 V.
— 100° 0 0 V.

6 AF 7 G

Indicateur à double sensibilité



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode 100 200 250 V.
— cible 100 200 250 V.

Courant anode 1 0,15 0,18 0,2 mA.
— 2 0,12 0,13 0,18 mA.

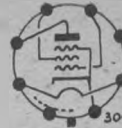
— cible 0,4 2,5 3 mA.

Tension G 1 (0° A₁) — 2 — 4,5 — 6 V.
— G 1 (60° A₁) 0 0 0 V.
— G 2 (0° A₂) — 5 — 15 — 19 V.
— G 2 (60° A₂) 0 0 0 V.

Remplaçant : EM 4

6 AG 6

Pentode de puissance



Chauffage Indirect. 6,3 V. — 1,25 A.

Tension anode 250 V.
— écran 250 V.
— grille — 6 V.

Courant anode 32 mA.
Pente 10 mA/V.

Résistance cathode. 160 Ω
— de charge 8.500 Ω

Puissance modulée. 3,75 W.

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

6 AH 7

Double triode



Chauffage Indirect. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode 250 V.
— grille — 9 V.

Courant anode 2 × 12 mA.
Pente 2,4 mA/V.

Résistance interne. 6.600 Ω
— cathode 750 Ω

6 B 4

Triode de puissance



Chauffage direct. 6,3 V. — 1 A.

1 LAMPE	PUSH-PULL A	
	Fixe	Auto
Tension anode	250	325 V.
— grille	— 45	— 68 — V.
Courant anode	60	40 mA.
Pente	5,25	— mA/V.
Coeff. ampli.	4,2	—
Résist. Interne	800	— Ω
— polar.	750	850 — Ω
— charge.	2.500	3.000 5.000 Ω
Puiss. modulée.	3,2	10 15 W.

Équivalent : 6 A 3

6 B 6

Double diode-triode



Chauffage Indr.

6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	250	250	100 V.
— grille . . .	— 2	— 1,5	— 1 V.
Courant anode.	1	0,4	0,12 mA.
Pente	1,1	—	— mA/V.
Résist. interne.	91	—	— K Ω
— de charge.	—	250	250 K Ω
— cathode . .	2.000	3.750	8.000 Ω

Équivalent : 75. — Remplaçant : 6 Q 7

6 B 7

Double diode-pentode



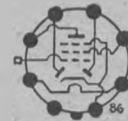
Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Voir 2 B 7 ou 6 B 8 pour autres données.)

Équivalent : 6 B 8 (sauf culot)

6 B 8

Double diode-pentode



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode . . .	250 V.
— écran	125 V.
— grille 1	— 3 . . . — 21 V.
Courant anode . . .	10 mA.
— écran	2,3 mA.
Pente	1.325 mA/V.
Coeff. d'ampl. . . .	800
Résistance interne .	0,6 M Ω
— écran	54 K Ω
— cathode	245 Ω

Capacités : entrée = 6 ; sortie : 9 μ F.

Équivalent : 6 B 7. — Remplaçant : 6 H 8

6 C 5

Triode



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode . . .	250 V.
— grille	— 8 V.

Courant anode	8 mA.
Pente	2 mA/V.
Coeff. ampli	20
Résistance interne . .	10.000 Ω
— de charge	50.000 Ω
— cathode	1.000 Ω
— fuite G.	< 1 M Ω

Capacités : G/P = 1,8 ; G/K = 4 ;
P/K = 13 μ F.

Similaire à 6 F 5, 37, 6 R 7

6 C 6

Pentode pente fixe



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Tens. anode	100	250 V
— écran	100	100 V.
— grille 1	— 3	— 3 V.
Cour. anode	2	2 mA.
— écran	0,5	0,5 mA.
Pente	1,18	1,22 mA/V.
Coeff. amp l.	1.185	1.500
Résist. interne	1	1,5 M Ω
— écran	—	0,3 M Ω
— cathode	1.200	1.200 Ω

Capacités : entrée = 5 ; sortie = 6,5 μ F.

Équivalent à 6 J 7. — Remplaçant : EF 6, 77

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

6 C 8

Double triode



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

	CL. A.	INVERSEUSE de phase
Tension anode . . .	250	250 V.
— grille	— 4,5	— 3 — 3 V.
Courant, par anode . .	3,2	1,7 1 mA.
Pente	1,6	— mA/V.
Coeff. ampli	36	—
Résist. interne	22,5	— K Ω
— charge	20	50 100 K Ω
— polar.	1,5	0,9 1,5 K Ω
Tension ampl.	—	45 48 V.
— sortie max.	—	60 80 V.

6 D 5

Triode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,7 A.

1 LAMPE | PUSH-PULL
AB

Tension anode	275	300 V.
— grille	— 40	— 50 V.
Courant anode	31	46 mA.
Pente	2,1	— mA/V.
Coeff. ampl.	4,7	—
Résist. interne	2.250	— Ω
— de charge.	7.200	5.300 Ω
— cathode	1.300	1.100 Ω
Puissance modulée.	1,4	5 W.

Équivalent : 45

6 D 6

Pentode
à pente variable



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	100	250 V.
— écran	100	100 V.
— grille 1	— 3	— 3 V.
	à — 40	à — 40
Courant anode	8	8,2 mA.
— écran	2,2	2 mA.
Pente	1,5 . . .	1,6 . . . mA/V.
Résistance interne.	0,25	0,8 M Ω
— écran	—	75 K Ω

Capacités : entrée = 4,7 ; sortie : 6,5 μ F

Équivalent : 6 U 7

Similaire à 6 K 7

6 D 8

Heptode oscillatrice
et modulatrice



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode	250	135 V.
— écran	100	67,5 V.
— grille 2	170	135 V.
— grille 4	— 3	— 3 V.
	à — 38	à — 25
Courant anode	3,5	1,5 mA.
— écran	3,2	1,7 mA.
Pente	0,50	0,32 mA/V.
Résistance interne.	0,4	0,6 M Ω
— grille 2	20	— K Ω
— cathode	270	300 Ω

Capacités : entrée = 8 ; sortie = 11 μ F.

Équivalent : 6 A 8

6 E 5

Cell magique



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	100	200	250 V.
— cible	100	200	250 V.
Courant anode (grille 0 V.)	0,19	0,19	0,24 mA.
— cible	4,5	4,5	4,5 mA.
Résistance anode.	0,5	1	1 M Ω
Tension grille :			
Angle ombre :			
90°	0	0	0 V.
0°	— 3,3	— 6,5	— 8 V.

Équivalents : 6 G 5, 6 U 5

6 E 6

Double triode-
push-pull A



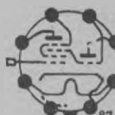
Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,6 A.

Tension anode	250 V.
— grille	— 27,5 V.
Courant anode	36 mA.
Pente	3,4 mA/V.
Coeff. ampl.	6
Résistance interne	7.000 Ω
— de charge.	14.000 Ω
Puissance modulée.	0,75 W.

Similaire à ELL 1

6 E 8 G

Triode-hexode



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A

	HEXODE	TRIODE
Tension anode.	250	150 V.
— écran	100	— V.
— grille 1. — 2	— 21	0 V.
— oscillante.	—	8 V. eff.
Courant anode.	2,3	3,3 mA.
— écran	3	— mA.
Pente max.	0,65	2,8 mA.
Résist. interne.	1,25	0,03 M Ω
— écran	50	— K Ω
— anode.	—	30 K Ω

Similaire à 6 A 8, 6 J 8, 6 K 8, EK 2, EK 3, ECH 3

6 F 5

Triode BF



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode. . . .	250 V.
— grille. . . .	— 2 V.
Courant anode. . . .	0,9 mA.
Pente. . . .	1,5 mA/V.
Coeff. ampli. . . .	100
Résistance interne. . .	66.000 Ω
— de charge. . . .	0,25 — 1 MΩ
— cathode. . . .	2.500 Ω

Capacités : G/P = 2 ; G/K = 6 ;
P/K = 12 μF.

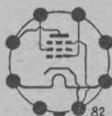
Équivalent : 6 SF 5,75 (triode)

Similaire à 6 J 5, 6 L 5

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIVRABLES

6 F 6

Pentode finale



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,7 A.

	PENTODE		TRIODE
Tension anode. . . .	250	315	250 V.
— écran. . . .	250	315	
— grille 1. . . .	16,5	22	— 20 V.
Courant anode. . . .	34	42	31 mA.
— écran. . . .	6,5	8	— mA.
Pente. . . .	2,5	2,6	2,7 mA/V.
Coeff. ampli. . . .	200	200	7
Résist. interne. . . .	80	75	2,6 KΩ
— de charge. . . .	7	7	4 KΩ
— cathode. . . .	400	440	840
Puissance modulée. . . .	3	5	0,85 W.

	PUSH-PULL PENTODES	CL. AB 2 TRIODES
Tension anode. . . .	375	350 V.
— écran. . . .	250	
— grille. . . .	— 26	— 38
Courant anode (G = OV)	27	25 mA.
— écran (G = OV)	4	— mA.
Résist. charge aa. . . .	10	10 KΩ
Puissance modulée.	19	25 W.

Équivalent : 42. — Similaire à 6 V 6, EL 5

6 F 7

Triode-pentode
variable



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,3 A.

	TRIODE	PENTODE
Tens. anode. 100	100	250 V.
— écran. —	100	100 V.
— grille 1. —	— 3	— 3 V.
	à — 35	à — 35 V.
Cour. anode. 3,5	6,3	6,5 mA.
— écran. —	1,6	1,5 mA.
Pente. . . .	0,5	1,05 . . . 1,1 . . . mA/V.
Coeff. d'ampli. 8	300	900
Résist. Interne. 16	290	850 KΩ
— écran. . . .	—	— 100 KΩ
— cathode. 260		Ω

Capacités : entrée = 2,5, 3,2 μF ;
sortie = 3, 12,5 μF.

Équivalent : 6 P 7

6 F 8

Double triode
à 2 cathodes



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,6 A.

POUR CHAQUE TRIODE :

Tension anode. . . .	250 V.
— grille. . . .	— 8 V.
Courant anode. . . .	9 mA.
Pente. . . .	2,6 mA/V.
Coeff. ampli. . . .	20
Résistance interne. . .	7.770 Ω
— cathode. . . .	890 Ω

Capacités : G/P = 4,2 ; P/K = 2 ;
G/K = 3 μF.

6 G 5

Œil magique



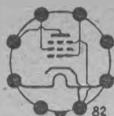
Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode. . . .	100	200	250 V.
— cible. . . .	100	200	250 V.
Courant anode. . . .	0,19	0,19	0,24 mA.
— cible. . . .	1	3	4 mA.
Résistance anode	0,5	1	1 MΩ
Tension grille :			
pour ombre 0°	— 8	— 18,5	— 22 V.
— 90°	0	0	0 V.

Équivalent : 6 E 5, 6 U 5

6 G 6

Pentode finale

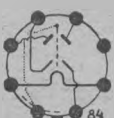


Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,15 A.
Tension anode	135 180 V.
— écran	135 180 V.
— grille	— 6 — 9 V.
Courant anode	11,5 15 mA.
— écran	2 2,5 mA.
Pente	2,1 2,3 mA/V.
Coeff. d'ampli.	360 400
Résistance interne	170 175 K Ω
— de charge	12 10 K Ω
— cathode	445 510 Ω
Puissance modulée	0,6 1,1 W.

Similaire à 6 F 6

6 H 6

Double diode
à 2 cathodes



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode	100 V. eff. max.
Courant anode	4 mA.

Similaire à EAB 1

6 H 8 G

Double diode -
pentode variable



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	100 200 250 V.
— écran	100 100 125 V.
— grille 1	— 2 — 2 — 2 V.
Courant anode	5,5 5,7 8,5 mA.
— écran	1,9 1,8 2,6 mA.
Pente	2 2,1 2,4 mA/V.
Coeff. ampli.	800 1.900 1.550
Résist. interne	0,4 0,9 0,65 M Ω
— écran	— 56 48 K Ω
— cathode	270 270 180 Ω

AMPLI BF RÉSISTANCE

Tension anode	100	250 V.
Résist. anode	0,25	0,25 M Ω
— écran	0,5	1 M Ω
— cathode	3,5	1,5 K Ω
Gain tension	70	120

Similaire à 6 B 8

6 J 5

Triode



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode	250 90 V.
— grille	— 8 0 V.
Courant anode	9 10 mA.
Pente	2,6 3 mA/V.
Coeff. ampli	20
Résistance interne	7.700 6.700 Ω
— cathode	880 — Ω

Capacités : G/P = 3,4 ; G/K = 3,4 ;
P/K = 3,6.

Similaire à 6 C 5, 76, 6 L 5

6 J 7

Pentode pente fixe



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode	100 250 V.
— écran	100 100 V.
— grille 1	— 3 — 3 V.
	à — 7 à — 7 V.
Courant anode	2 2 mA.
Courant écran	0,5 0,5 mA.
Pente	1,18 1,22 mA/V.
Coeff. ampli	1.185 1.500
Résistance interne	1 1,5 M Ω
— écran	— 300 K Ω
— cathode	600 1.200 Ω

Capacités : entrée = 7 ; sortie = 12 μ F.

Équivalent : 6 C 6

Similaire à EF 6 77, 6 M 7

6 J 8

Triode - heptode



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode heptode.	100 250 V.
— triode	100 150 V.
— grille heptode	— 3 — 3 V.
— écran	100 100 V.
Courant anode heptode.	1,4 1,3 mA.
— triode	3 5 mA.
— écran	3 2,9 mA.
— grille osc	0,3 0,4 mA

Résist. Interne hept.	0,9	4 M Ω
— chutrice triode.	—	20 K Ω
— écran.	—	50 K Ω
— cathode.	280	310 Ω
Pente de conversion	0,25	0,25 mA/V.

Capacités : entrée HF = 4,4 ;
sortie = 8,8 μ F ; entrée osc. = 11,7.

6 K 5

Triode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	100	250 V.
— grille	— 1,5	— 3 V.
Courant anode.	0,35	1,1 mA.
Pente	0,9	1,4 mA/V.
Coeff. ampl.	70	70
Résistance interne	78	50 K Ω
— cathode.	3.500	3.000 Ω

Similaire à 6 F 5, 76

6 K 6

Pentode finale



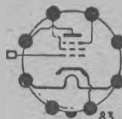
Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,4 A.

Tension anode	180	250 V.
— écran.	180	250 V.
— grille	— 13,5	— 18 V.
Courant anode	18,5	32 mA.
— écran.	3	5,5 mA.
Pente.	1,85	2,2 mA/V.
Coefficient ampl.	150	150
Résistance interne.	81	68 K Ω
— de charge	9	7,6 K Ω
— cathode.	625	480 Ω
Puissance modulée	1,5	3,4 W.

Équivalent à 41
Similaire à 6 V 6

6 K 7

Pentode
à pente variable



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	90	250 V.
— écran.	90	125 V.
— grille 1.	— 3	— 3 V.
	à — 38	à — 52 V.

Courant anode	5,4	10,5 mA.
— écran.	1,3	2,6 mA.
Pente max.	1,27	1,65 mA/V.
Coeff. ampl.	400	990
Résist. interne	315	600 K Ω
— écran.	—	48 K Ω
— cathode.	450	230 Ω

Capacités : entrée = 7 ; sortie = 12 μ F.

Équivalents : à 78 6 J 7
Similaire à 6 M 7, 6 S 7

6 K 8

Triode - hexode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode hex.	100	250 V.
— écran	100	100 V.
— anode triode.	100	100 V.
— grille hex	— 3	— 3 V.
Courant anode hex.	2,3	2,5 V.
— écran	6,2	6 mA.
— anode osc.	3,8	3,8 mA.
— cathode	12,5	12,5 mA.
Résistance interne hex.	0,4	0,6 M Ω
— grille osc.	50	50 K Ω
— chute triode.	—	40 K Ω
— écran.	—	25 K Ω
— cathode.	240	240 Ω
Pente de conversion	0,325	0,35 mA/V.

Capacités :

Entrée HF = 6,6 ; sortie hex. — 3,5 μ F.
Entrée osc. = 6 ; sortie osc. = 3,2

6 L 5 G

Triode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode	135	250 V.
— grille	— 5	— 9 V.
Courant anode.	3,5	8 mA.
Pente.	1,5	1,9 mA/V.
Coefficient ampl.	17	17
Résistance interne.	11.300	9.000 Ω
— cathode	1.400	1.100 Ω

Capacités : G/P = 2,7 ; G/K = 3 ;
P, K = 5.

Similaire à 6 C 5, EBC 3, 76

6 L 6

Tétrode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,9 A.

	1 LAMPE		2 L. PUSH-PULL	
	Cl. A	A	AB 1	AB 1
Tension anode	250	250	400 V.	300 V.
— écran	250	250	23,5 V.	—
— grille 1.	— 14	— 16	—	—
Courant anode	72	120	118 mA.	6 mA.
— écran	5	5	—	—
Pente	6	—	—	—
Coeff. d'ampli.	135	—	—	—
Résist. Interne	22,5	—	—	—
— charge	2,5	5	6,6 K Ω	190 Ω
— cathode	180	125	16,5 K Ω	—
— écran	—	—	—	—
Puissance modulée	6,5	13,5	30 W.	—

Similaires à EL 5, EL 6, 6 V 6

6 L 7

Heptode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

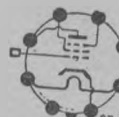
	MODULATRICE		AMPLI	
	Tension anode	250	250	250 V.
— grille 1.	— 3 ...	— 6 ...	— 3 ... V.	—
— 2 + 4.	— 30	— 45	— 15 V.	—
— 3 osc.	100	150	100 V.	—
— oscillante	— 10	— 15	— 3 ... V.	—
Courant anode	12	18	— V.	—
— grille 2+4	2,4	3,3	5,3 mA.	—
Résist. Interne	6,2	8,3	5,5 mA.	—
— écran	> 1	> 1	0,8 M Ω	—
— cathode	24	12	27 K Ω	—
Pente max.	350	500	300 Ω	—
	0,35	0,35	1,1 mA/V.	—

Capacités : entrée G₁ = 8,5 ; G₂ = 11,5 ; A = 12,5 μ F.

Similaire à EH 2

6 M 7

Pentode HF à pente variable



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	100	250	250 V.
— écran	100	100	125 V.
— grille 1.	— 2,5	— 2,5	— 2,5 V.
	à — 25 à — 26	à — 31 V.	

Courant anode 6,2 6,5 10,5 mA.
 — écran 1,8 1,7 2,8 mA.
 Pente max. 2,5 2,8 3,4 mA/V.
 Résist. Interne 0,35 1,5 0,9 M Ω
 — écran — 90 45 K Ω
 — cathode 310 300 190 Ω
 Capacités : entrée = 6,3 ; sortie = 11 μ F.

Similaires à 6 K 7, 6 D 7, 6 U 7

6 N 5

Œil magique



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode et cible 135 V.
 Résistance anode 0,25 M Ω
 Courant anode 0,25 mA.
 Tension grille 0 ... — 12 V.
 Secteur d'ombre 90 ... 0°

Similaire à 6 E 5, 6 G 6, 5 U 5

6 N 6 G

Double triode de sortie



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,8 A.

Tension anode entrée 300 V.
 — — sortie 300 V.
 — grille entrée 0 V.
 Courant anode entrée 9 mA.
 — — sortie 42 mA.
 Pente (G entrée — P sortie) 2,4 mA/V.
 Coeff. ampl. 58
 Résistance interne 24.000 Ω
 — de charge 7.000 Ω
 Puissance modulée max 6,5 W.

La section d'entrée est directement couplée à la section de sortie, la lampe fonctionne sans polarisation et sans courant-grille, la cathode de sortie se relie directement à — HT.

Équivalent : 6 B 5

6 N 7

Double triode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,8 A.

(Voir 6 A 6 pour autres données.)

6 P 5

Triode



Chauffage indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 76

6 P 7

Triode - pentode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 6 F 7

6 Q 6

Double diode-triode



Chauffage indir. . . . 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode	135	250 V.
— grille	— 1,5	— 3 V.
Courant anode	0,9	1,2 mA.
Pente	1	1,05 mA/V.
Coeff. ampli	65	65
Résistance interne	65.000	61.500 Ω

Similaire à 6 Q 7, 6 R 7, 75

6 Q 7

Double double-triode



Chauffage indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	100	250 V.
— grille	— 1,5	— 3 V.
Courant anode	0,35	1,1 mA.
Pente	0,8	1,2 mA/V.
Coeff. d'ampli.	70	70
Résistance interne	87,5	58 KΩ
— cathode.	4.830	2.700 Ω
— de charge.	0,25	0,25 MΩ

Capacités : G/P = 1,5; G/K = 5,5; P/K = 5.

Équivalent : 75
Similaire à 6 R 7, 6 SQ 7

6 R 6

Tétrode BF

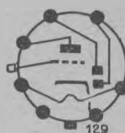


Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	250 V.
— écran.	100 V.
— grille.	— 3 V.
Courant anode.	7 mA.
Pente	1,45 mA/V.
Résistance Interne.	70.000 Ω
— cathode.	350 Ω
— de charge.	7.000 Ω

6 R 7

Double diode-triode



Chauffage indir. 6,3 V. — 0,3 A.

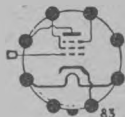
Tension anode.	250 V.
— grille.	— 9 V.
Courant anode.	9,5 mA.
Pente	1,9 mA/V.
Coeff. d'ampli.	16
Résistance interne	8.500 Ω
— cathode.	950 Ω
Puissance modulée.	0,28 W.

Capacités : G/P = 2,5; G/K = 5,5; P/K = 4.

Équivalent : 85
Similaire à 6 T 7

6 S 7

Pentode HF-MF



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode	135	250 V.
— écran.	65	100 V.
— grille.	— 3	— 3 V.
Courant anode	3,7	8,5 mA.
— écran.	0,9	2 mA.
Pente	1,25	1,75 mA/V.
Coeff. ampli.	850	1,100
Résistance interne.	0,67	0,63 MΩ
— écran	72	75 KΩ
— cathode.	650	290 Ω

Capacités : entrée = 4,6; sortie = 7,8 μF.

Similaire à 6 J 7, 6 C 6, 6 K 7

6 SD 7

Pentode HF
à pente variable



Chauffage Indirect	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	250 V.
— écran	100 V.
— grille	-2 V.
Courant anode.	6 mA.
Pente max.	3,6 mA/V.
Résistance Interne	1 M Ω
— cathode.	250 Ω

6 SG 7

Pentode HF
à pente variable



Chauffage Indirect	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	250 V.
— écran	150 V.
— grille	-2,5 V.
Courant anode.	9,2 mA.
Pente max.	4 mA/V.
Résistance interne	1 M Ω
— cathode.	200 Ω

6 SE 7

Pentode HF
à pente fixe



Chauffage Indirect	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	250 V.
— écran	100 V.
— grille	-1,5 V.
Courant anode.	4,5 mA.
Pente.	3,4 mA/V.
Résistance Interne	1,1 M Ω
— cathode.	250 Ω

6 SH 7

Pentode HF
à pente fixe.



Chauffage Indirect	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	250 V.
— écran	150 V.
— grille	-1 V.
Courant anode.	9,2 mA.
Pente	4,9 mA.
Résistance interne	900 K Ω
— cathode.	60 Ω

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

6 SF 5

Triode



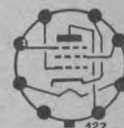
Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	250 V.
— grille	-2 V.
Courant anode.	0,9 mA.
Pente	1,5 mA/V.
Coeff. ampl.	100
Résistance interne	66.000 Ω
— cathode.	2.200 Ω

Capacités : G/P = 2,6 ; G/K = 4,2 ;
P/K = 3,8.

Équivalent : 6 F 5
Similaire à 6 J 5

6 SJ 7

Pentode pente fixe



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode.	100 250 V.
— écran	100 100 V.
— grille	-3 -3 V.
Courant anode.	2,9 3 mA.
— écran	0,9 0,8 mA.
Pente	1,57 1,65 mA/V.
Coeff. ampl.	1.100 1.500
Résistance interne	0,7 1,5 M Ω
— écran.	— 187 K Ω
— cathode.	790 790 Ω

Ampl BF à résistances :

Tension anode.	90 300 V.
Résistance anode.	0,25 0,25 M Ω
— cathode.	1.700 860 Ω

Capacités : entrée = 6 ; sortie = 7 μ F.

6 SK 7

Pentode
à pente variable



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode. . . . 100 250 V.
— écran 100 100 V.
— grille — 3 — 3 V.

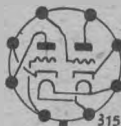
Courant anode. . . . 8,9 9,2 mA.
— écran 2,6 2,4 mA.
Pente 1,9 2 mA/V.
Coeff. ampl. . . . 475 1.600

Résistance interne. . . . 0,25 0,8 MΩ
— écran. . . . — 62 KΩ
— cathode. . . . 250 250 Ω

Capacités : entrée = 6 ; sortie = 7 μF.

6 SL 7

Double triode



Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode 250 V.
— grille. . . . — 2 V.
Courant anode 2 × 2,3 mA.
Pente. . . . 1,6 mA/V.
Résistance interne. . . . | 44 KΩ
— cathode. . . . 900 Ω

6 SN 7

Double triode



Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode. . . . 250 V.
— grille. . . . — 8 V.
Courant anode. . . . 2 × 9 mA.
Pente. . . . 2,6 mA.
Résistance interne. . . . 7.700 Ω
— cathode. . . . 900 Ω

6 SQ 7

Double diode-triode



Chauffage Indir. . . . 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode. . . . 250 250 100 V.
— grille — 2 — 1,5 — 1 V.

Courant anode. . . . 0,8 0,4 0,1 mA.
Pente 1,1 — — mA/V
Coeff. ampl. . . . 100 — —
Résist. interne. . . . 91 — — KΩ
— anode — 0,25 0,25 MΩ
— cathode 2,5 4 10 KΩ.

Capacités ; G/P = 1,8 ; G/K = 4,2
P/K = 3,4 μF.

Équivalent : 75

6 SR 7

Double diode - triode

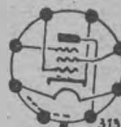


Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode 250 V.
— grille. . . . — 9 V.
Courant anode 9,5 mA.
Pente. . . . 1,9 mA/V.
Résistance interne. . . . 8.500 Ω
— cathode. . . . 950 Ω

6 SS 7

Pentode HF
à pente variable.



Chauffage Indirect. . . . 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode. . . . 250 V.
— écran. . . . 100 V.
— grille — 3 V.
Courant anode. . . . 9 mA/V.
Pente 1,85 mA/V.
Résistance interne. . . . 1 MΩ
— cathode. . . . 275 Ω

6 ST 7

Double diode - triode

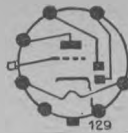


Chauffage Indirect. . . . 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode 250 V.
— grille. . . . — 9 V.
Courant anode 9,5 mA.
Pente. . . . 1,9 mA/V.
Résistance interne. . . . 8.500 Ω
— cathode. . . . 950 Ω

6 T 7

Double diode-triode

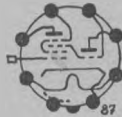


Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode . . .	135	250 V.
— grille . . .	-1,5	-3 V.
Courant anode . . .	0,9	1,2 mA.
Pente	1	1,05 mA/V
Coeff. ampli	65	85
Résistance interne .	65.000	65.000 Ω
— cathode	1.650	2.500 Ω

6 TH 8

Triode-hexode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,7 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode . . .	250	150 V.
— écran . . .	70	— V.
— grille 1 . . .	-3 — 28	-3 V.
— osc. grille 3 .	14	— V.
Courant anode . . .	2,5	5 mA.
Pente conversion .	0,8	— mA/V.
Résist. interne . . .	1	— MΩ
— écran . . .	10	— KΩ
— cathode . . .	200	— Ω
— anode . . .	—	15 KΩ
— fuite grille . .	—	20 KΩ

Capacités : entrée = 12,5 ; sortie = 15 μF.

Similaire à EK 2, EK 3, 6 E 8

6 U 5

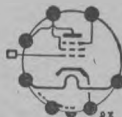
Œil magique



Mêmes caractéristiques que 6 G 5

6 U 7

Pentode HF pente variable



Chauffage indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 6 D 6

6 V 6

Tétrode finale



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,45 A.

	1 LAMPE Cl. A	2 L. PUSH-PULL AB
Tension anode . . .	250	250 300 V.
— écran . . .	250	250 300 V.
— grille 1 . . .	-12,5	-15 — 20 V.
Courant anode . . .	45	70 78 mA.
— écran . . .	4,5	5 5 mA.
Pente	4,1	— mA/V.
Résist. interne . . .	52	— KΩ
— de charge . . .	6	10 8 KΩ
— cathode . . .	250	200 235 Ω
Puls. modulée . . .	4,25	8,5 13 W.

Similaire à 6 L 6, EL 5

6 V 7

Double diode - triode

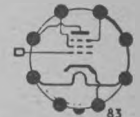


Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 85

6 W 7

Pentode HF à pente fixe



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Volts anode	250
— écran	100
— grille	-3
Courant anode	2 mA.
— écran	0,5 mA.
Pente	1,225
Coeff. ampli	1,850
Résistance interne . . .	1,5 MΩ
— écran	300 KΩ
— cathode	1.200 Ω

6 X 5

Valve biplaque



Chauffage indir. 6,3 V. — 0,6 A.

Tension anode 2 × 350 V.
Courant redressé 1.250 mA.

Similaire à 6 Z 4, 84

6 Y 6

Tétrade finale



Chauffage indir.	6,3 V. — 1,25 A.
Tension anode	135 200 V.
— écran	135 135 V.
— grille	— 13,5 — 14 V.
Courant anode	58 60 mA.
— écran	3 2,2 mA.
Pente	7 7 mA/V.
Coeff. ampl.	65 125
Résist. de charge	2.000 2.600 Ω
— cathode	220 220 Ω
— écran	— 29 KΩ
Puissance modulée	3,6 6 W.
Dissipation anode	— 12 W.

6 Y 7

Double triode -
classe B



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 79

6 Z 4

Valve biplaque



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,5 A.
Tension anode	2 × 350 V.
Courant redressé	0,5 A.

Équivalent : 84
Similaire à 6 × 5

6 Z 7

Double triode
push-pull B



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	135	135 V.
— grille	0	0 V.
Courant anode repos	3	4,2 mA.
Résist. de charge	15 à 9	20 à 12 KΩ
Puissance modulée	1,5—2,5	2,2—4,7 W.

6 ZY 5

Valve biplaque



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode max.	2 × 350 V.
Courant redressé max.	35 mA.

7 A 4

Triode



TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode	90 250 V.
— grille	0 — 8 V.
Courant anode	10 9 mA.
Pente	3 2,6 mA/V.
Coeff. ampl.	20 20
Résistance interne	6.700 7.700 Ω
— cathode	— 900 Ω

Capacités : entrée 3,4 ; sortie 3 μF.

7 A 5

Tétrade finale

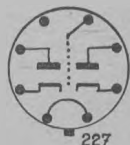


TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,7 A.
Tension anode	110 125 V.
— écran	110 125 V.
— grille	— 7,5 — 9 V.
Courant anode max.	37,5 40 mA.
— écran max.	6,5 8 mA.
Pente	6 6,1 mA/V.
Résistance interne	16.700 17.000 Ω
— charge	2.500 2.700 Ω
— cathode	200 220 Ω
Puissance modulée	1,4 1,9 W.

7 A 6

Double diode



TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,15 A.
Tension efficace anodes	150 V.
Courant redressé max.	10 mA.
Capacité plaque à plaque	0,05 μF

7 A 7

Pentode HF à pente variable



228

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode 250 V.
 — écran 100 V.
 — grille — 3... — 35 V.
 Courant anode 8,6 mA.
 — écran 2 mA.
 Pente max. 2 mA/V.
 Résistance interne. 0,8 M Ω
 — de cathode. 300 Ω

Capacités : entrée = 6 ; sortie = 7 μ F.

Équivalent : 78, 6 K 7 ; similaire à 6 D 6, 6 S 7

7 A 8

Octode



229

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode max. 250 V.
 — grille 4 min. — 3... — 30 V.
 — écran 3 + 5. 100 V.
 — grille 2 max. 250 V.
 Courant anode 3 mA.
 — écran 2,8 mA.
 — grille osc. 0,4 mA.
 — grille 2 osc. 4,5 mA.
 Résistance grille 2 osc. 50 K Ω
 — interne. 0,7 M Ω
 — cathode 300 Ω
 Pente de conversion. 0,6 mA/V.

Capacités :

Entrée HF = 7,5 ; sortie = 9 μ F.
 Entrée osc. = 3,8 ; sortie = 3,4 μ F.

Similaire à 6 D 8

7 B 5

Pentode finale



230

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,4 A.

Tension anode	100	135	180	250
— écran	100	135	180	250
— grille.	-7	-10	-13,5	-18

Courant plaque.	9	12,5	18,5	32
— écran	1,6	2,2	3	5,5
Pente.	1,45	1,6	1,85	2,2
R. charge, K Ω	12	10,4	9	7,6
R. cath., ohms	860	680	600	500
Puiss. mod. W.	0,33	0,75	1,5	3,4

Équivalents : 6 K 6 G, 4I

7 B 6

Double diode - triode



231

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode 250 V.
 — grille — 2 V.
 Courant anode 0,9 mA.
 Pente. 1,1 mA/V.
 Coeff. amplif. 100
 Résistance interne 91 K Ω
 — cathode. 2.200 Ω

Équivalents : 75, 6 S Q 7

7 B 7

Pentode HF à pente variable



232

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Tension anode 250 V.
 — écran 100 V.
 — grille 1. — 3... — 40 V.
 — 3. à cathode
 Courant anode 8,5 mA.
 — écran 2 mA.
 Pente max. 1,7 mA/V.
 Résistance interne. 0,7 M Ω
 — de cathode. 300 Ω

Similaire à 7 A 7, 78

7 B 8

Heptode oscillatrice et modulatrice



233

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 6 A 8 G

7 C 5

Tétrade finale



234

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage indir. 6,3 V. — 0,45 A.

Mêmes caractéristiques que 6 V 6

7 C 6

Double diode - triode



231

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 75

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

7 C 7

Pentode HF à pente
fixe



232

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 W 7, similaire
à 6 J 7, 77

7 E 7

Double diode - pentode



235

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 6 B 8

7 F 7

Double triode



224

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

Pour chaque triode :

Tension anode max. 250 V.
 — grille. — 2 V.
 Courant anode. 2,3 mA.
 Pente 1,6 mA.
 Coeff. amplif. 70
 Résistance interne 44 K Ω

Similaire à 7 F 7, 6 C 8, 6 F 8

7 J 7

Triode - hexode



236

TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.

	HEXODE	TRIODE
Tension anode	250	250 V.
— écran	100	— V.
— grille	— 3 — 20	— V.
Courant anode	1,4	5,7 mA.
— écran	2,8	— mA.
— grille	—	0,4 mA.
Pente de conversion.	0,31	— mA/V.
Résistance Interne.	1,5	— M Ω
— grille.	—	50 K Ω
— chutrice	—	—
— écran	20	— K Ω
— cathode	290	— Ω

Capacités :

Entrée HF = 5,5 ; sortie HF = 7,5
Entrée osc. = 3,5 ; sortie osc. = 3,5

Similaire à 6 J 8

7 K 7

Double diode - triode



308

CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode. 250 V.
 — grille — 2 V.
 Courant anode. 2,3 mA.
 Pente 1,6 mA/V.
 Coeff. d'amplification. 70
 Résistance Interne 44 K Ω
 — cathode. 900 Ω

7 L 7

Pentode à pente fixe



CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	250 V.
— écran	100 V.
— grille.	— 1,5 V.
Courant anode.	4,5 mA.
Pente	3,1 mA/V.
Résistance Interne	100 K Ω
— cathode.	250 Ω

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

7 N 7

Double triode



CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,6 A.

Tension anode.	250 V.
— grille.	— 8 V.
Courant anode.	2 x 9 mA.
Pente.	2,6 mA/V
Résistance Interne	7.700 Ω
— cathode	900 Ω

7 R 7

Double diode - pentode



CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	250 V.
— grille	— 1 V.
— écran	100 V.
Courant anode.	5,7 mA.
Pente	3,2 mA/V.
Résistance Interne.	1 M Ω
— cathode.	135 Ω

7 T 7

Pentode à pente fixe



CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	250 V.
— écran	150 V.
— grille.	— 1 V.
Courant anode.	10,8 mA.
Pente	4,9 mA/V.
Résistance Interne.	900 K Ω
— cathode.	60 Ω

7 V 7

Pentode HF
à pente variable



CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect. . . . 6,3 V. — 0,45 A.

Tension anode.	300 V.
— écran	150 V.
— grille.	— 2 V.
Courant anode.	9,6 mA.
Pente max..	5,8 mA/V.
Résistance Interne	300 K Ω
— écran.	300 K Ω
— écran.	40 K Ω
— cathode.	160 Ω

7 W 7

Pentode HF
à pente variable



CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect. . . . 6,3 V. — 0,45 A.

Tension anode.	300 V.
— écran	150 V.
— grille.	— 2,2 V.
Courant anode.	10 mA.
Pente max..	5,8 mA/V.
Résistance Interne	300 K Ω
— cathode.	150 Ω

7 Y 4

Redresseur biplaque



TOUT VERRE, CULOT LOKTAL

Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,5 A.

Tension eff. par plaque max. 350 V.
 Courant redressé 60 mA.
 Tension max. pointe Inverse. 1.000 V.

7 Z 4

Valve biplaque



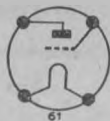
CULOT LOKTAL

Chauffage Indirect 6,3 V. — 0,9 A.

Tension anode 325 V.
 Courant redressé 100 mA.

10

Triode finale



Chauffage dir. 7,5 V. — 1,25A.

Tension anode.	250	350	425 V.
— grille . . .	— 23	— 32	— 40 V.
Courant anode.	10	16	18 mA.
Pente	1,33	1,55	1,6 mA/V.
Coeff. ampl. . .	8	8	8
Résist. Interne .	6	5,15	5 K Ω
— charge . . .	13	11	10 K Ω
— cathode.	2.300	2.000	2.200 Ω
Puissance modulée.	0,4	0,9	1,6 W.

Capacités : G/P = 7 ; G/F = 4 ; P/F = 3.

12

Triode



Chauffage direct. 1,1 V. — 0,25 A.

Tension anode. 90 135 V.
 — grille — 4,5 — 10,5 V.

Courant anode.	2,5	3 mA.
Pente.	0,42	0,44 mA/V.
Coeff. ampl.	6,6	6,6
Résistance anode	15,5	15 K Ω
P o l a r. détection plaque.	— 10,5	— 18 V.

Capacités : G/P = 3,3 ; G/F = 2,5 ;
 P/F = 2,5.

12 A 5

Pentode finale



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,6 A.
 ou 12,6 V. — 0,3 A.

Tension anode	100	180 V.
— écran.	100	180 V.
— grille.	— 15	— 27 V.
Courant anode.	17	38 mA.
— écran.	4	8 mA.
Pente.	1,7	2,3 mA/V.
Résistance Interne.	41	35 K Ω
— de charge	4.500	3.800 Ω
— cathode.	720	590 Ω
Puissance modulée	0,65	2,6 W.

12 A 7

Pentode finale + valve



Chauffage Indr. 12,6 V. — 0,3 A.

Tension anode	135 V.
— écran.	135 V.
— grille.	— 13,5 V.
Courant anode.	9 mA.
Pente.	0,975 mA/V.
Coeff. ampl.	100
Résistance Interne.	0,1 M Ω
— de charge	13.500 Ω
Puissance modulée	0,55 W.

Valve monoplaque : 125 V. eff., 30 mA.

12 A 8

Heptode oscillatrice et modulatrice

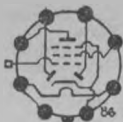


Chauffage Indr. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 A 8

12 C 8

Double diode-pentode

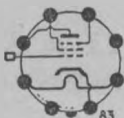


Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 B 8

12 J 7

Pentode pente fixe

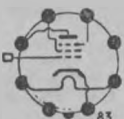


Chauffage Indir. . . 12,6 V. — 0,15 A.

Tension anode . . .	100	250 V.
— écran	100	100 V.
— grille	— 3	— 3 V.
Courant anode . . .	2	2 mA.
— écran	0,5	0,5 mA.
Pente	1,18	1,22 mA/V.
Coeff. ampl.	1.185	1.500
Résistance interne .	1	1,5 MΩ
— écran	—	300 KΩ
— cathode.	1.200	1.200 Ω

12 K 7

Pentode
à pente variable

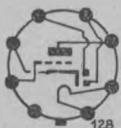


Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 K 7

12 Q 7

Double diode-triode



Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 Q 7

12 SA 7

Heptode oscillatrice
et modulatrice



Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 SA 7

12 SC 7

Double triode

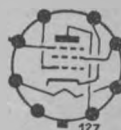


Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 SC 7

12 SJ 7

Pentode HF pente fixe

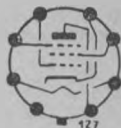


Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 SJ 7

12 SK 7

Pentode HF
pente variable



Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 SK 7

12 SQ 7

Double diode-triode



Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,15 A.

Mêmes caractéristiques que 6 SQ 7

12 Z 3

Valve monoplaque



Chauffage Indir. 12,6 V. — 0,3 A.

Tension anode 250 V.
Courant redressé 60 mA.

15

Pentode HF pente fixe



Chauffage Indr. . . . 2 V. — 0,22 A.

Tension anode. . . .	67	135 V.
— écran. . . .	67	67 V.
— grille. . . .	-1,5	-1,5 V.
Courant anode. . . .	1,85	1,85 mA.
— écran. . . .	0,3	0,3 mA.
Pente. . . .	0,71	0,75 mA/V.
Coeff. ampl. . . .	450	600
Résistance interne. . . .	0,63	0,8 M Ω
— écran. . . .	—	220 K Ω
— cathode. . . .	700	700 Ω

Capacités : entrée = 2,35 ; sortie = 7,8.

18

Pentode finale

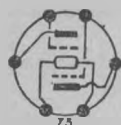


Chauffage Indr. 14 V. — 0,3 A

Mêmes caractéristiques que 42

19

Double triode classe B



Chauffage direct 2 V. — 0,26 A.

Tension anode. . . .	135	135	135 V.
— grille. . . .	-6	-3	0 V.
Courant plaque. . . .	0,5	2	5 mA.
Résistance de charge (plaque à plaque) . . .	10	10	10 K Ω
Puissance modulée. . .	1,6	1,9	2,1 W.

Equivalent : 1 J 6 (sauf chauffage)

20

Triode de puissance



Chauffage direct. . . 3,3 V. — 0,125 A.

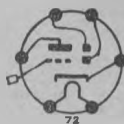
Tension anode. . . .	90	135 V.
— grille. . . .	-16,5	-22,5 V.
Courant anode. . . .	3	6,5 mA.
Pente. . . .	0,41	0,52 mA/V.
Coeff. ampl. . . .	3,3	3,3

Résist. Interne	8.000	6.300 Ω
— de charge. . . .	9.600	6.500 Ω
Puissance modulée. . .	0,045	0,11 W.

Capacités : G/P = 4,1 ; G/F = 2 ; P/F = 2,3.

22

Pentode HF pente fixe



Chauffage direct. . . . 3,3 V. — 0,13 A.

Tension anode. . . .	135	135 V.
— écran. . . .	45	67,5 V.
— grille. . . .	-1,5	-1,5 V.
Courant anode. . . .	1,7	3,7 mA.
— écran. . . .	0,6	1,3 mA.
Pente. . . .	0,375	0,5 mA/V.
Coeff. ampl. . . .	270	160
Résistance interne. . .	0,725	0,325 M Ω

Capacités : entrée = 3,5 ; sortie = 10 μ F.

24 A

Tétrode HF pente fixe



Chauffage Indr. 2,5 V. — 1,75 A.

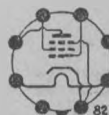
Tension anode. . . .	180	250 V.
— écran. . . .	90	90 V.
— grille. . . .	-3	-3 V.
Courant anode. . . .	4	4 mA.
— écran. . . .	1,7	1,7 mA.
Pente. . . .	1	1,05 mA/V.
Coeff. ampl. . . .	400	630
Résistance interne. . .	0,4	0,6 M Ω
— écran. . . .	53	94 K Ω
— cathode. . . .	525	525 Ω

Capacités : entrée = 5,3 ; sortie = 10,5.

Remplaçable par 6 C 6, 57

25 A 6

Pentode finale



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Tension anode. . . .	95	135	180 V.
— écran. . . .	95	135	135 V.
— grille 1. . . .	-15	-20	-20 V.
Courant anode. . . .	20	39	40 mA.
— écran. . . .	4	8	7,5 mA.

Pente	2	2,45	2,5 mA/V.
Coeff. ampli. . . .	90	85	100
Résist. Interne . .	45	35	40 K Ω
— de charge. . . .	4,5	4	5 K Ω
— écran.	—	—	6 K Ω
— cathode.	620	420	420 Ω
Puissance modu- lée	0,9	2	2,75 W.

Équivalent : 43

25 A 7

Diode-
pentode finale



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Tension anode	100 V.
— écran	100 V.
— grille.	— 15 V.
Courant anode	20,5 mA.
— écran	4 mA.
Pente.	1,8 mA/V.
Coeff. ampli.	90
Résistance Interne . .	50.000 Ω
— de charge.	4.500 Ω
— cathode.	610 Ω
Puissance modulée. . .	0,77 W.

25 AC 5

Triode finale



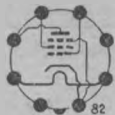
Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Tension anode.	110 V.
— grille	+ 13 V.
Courant anode.	45 mA.
— grille	7 mA.
Pente	3,8 mA/V.
Coeff. amplification. . .	58
Résistance Interne. . . .	15.200 Ω
Dissipation anode	10 W.
Courant anode du driver . .	6,6 mA.
Signal d'entrée du driver. .	18 V. eff.
Impédance de charge. . . .	3.500 Ω
Puissance modulée.	3,3 W.

Fonctionne avec driver à couplage dynamique (6 AF 5). Intercaler 25.000 Ω entre grille et cathode de 25 AC 5

25 B 6

Pentode finale



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Tension anode.	95	105	135 V.
— écran	95	105	135 V.
— grille	— 15	— 16	— 22 V.

Courant anode.	41	48	61 mA.
— écran	1,5	2	2,5 mA.
Pente	4,6	4,8	5 mA/V.
Coeff. ampli.	75	75	75
Résist. Interne.	16,3	15,6	15 K Ω
— de charge.	2.000	1.700	1.700 Ω
— cathode.	375	320	350 Ω
Puissance modu- lée	1,9	2,4	4,3 W.

25 C 6

Tétrode finale



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 6Y6

25 L 6

Tétrode finale



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Tension anode	110 V.
— écran	110 V.
— grille 1.	— 7,5 V.
Courant anode	49 mA.
— écran	4 mA.
Pente.	8,2 mA/V.
Résistance interne	10 K Ω
— de charge.	1.500 Ω
— cathode.	140 Ω
Puissance modulée. . . .	2,1 W.

25 Z 5

Valve biplaque
doubleuse



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Tension par anode.	125 V. eff.
Courant par anode.	100 mA.

Similaire à 25 Z 6

25 Z 6

Valve biplaque
doubleuse



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Tension par anode.	125 V. eff.
Courant par anode.	85 mA.

Similaire à 25 Z 5

26

Triode



Chauffage direct c. a. 1,5 V. — 1,05 A.

Tension anode.	90	135	180 V.
— grille . . .	- 7	- 10	- 14 V.
Courant anode.	2,9	5,5	6,2 mA.
Pente	0,93	1,1	1,15 mA/V.
Coeff. ampli . .	8,3	8,3	8,3
Résist. Interne.	8.900	7.600	7.300 Ω
— cathode.	2.400	1.800	2.250 Ω

Capacités : G/P = 8,1 ; G/F = 2,8 ;
P/F = 2,5.

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIVRABLES**

27

Triode



Chauffage indirect. 2,5 V. — 1,75 A.

Tension anode .	90	135	250 V.
— grille . . .	- 6	- 9	- 21 V.
Courant anode .	2,7	4,5	5,2 mA.
Pente	0,82	1	0,975 mA/V.
Coeff. ampli . .	9	9	9
Résist. interne .	11.000	9.000	9.250 Ω
— cathode.	2.200	2.000	4.000 Ω

Capacités : G/P = 3,3 ; G/K = 3,1 ;
P/K = 2,3.

Similaire à 56

30

Triode



Chauffage direct . . . 2 V. — 0,06 A.

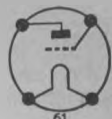
Tension anode . . .	90	135 V.
— grille	- 4,5	- 9 V.
Courant anode . . .	2,5	3 mA.
Pente	0,85	0,9 mA/V.
Coeff. ampli	9,3	9,3
Résistance interne	11.000	11.000 Ω

Capacités : G/P = 6 ; G/F = 3 ; P/F = 2,1.

Équivalent : 1 H 4

31

Triode finale



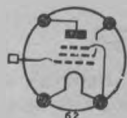
Chauffage direct . . . 2 V. — 0,13 A.

Tension anode	135	180 V.
— grille	- 22,5	- 30 V.
Courant anode	8	12,3 mA.
Pente	0,92	1,05 mA/V.
Coeff. ampli	3,8	3,8
Résistance interne . .	4.100	3.600 Ω
— de charge.	7.000	5.700 Ω
— cathode	2.815	2.440 Ω
Puissance modulée . .	0,185	0,375 W.

Capacités : G/P = 5,7 ; G/F = 3,5 ;
P/F = 2,7.

32

Lampe à écran HF



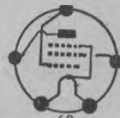
Chauffage direct . . . 2 V. — 0,06 A.

Tension anode	135	180 V.
— écran	67,5	67,5 V.
— grille	- 3	- 3 V.
Courant anode	1,7	1,7 mA.
— écran	0,4	0,4 mA.
Pente	0,64	0,65 mA.
Coeff. ampli	610	780
Résistance interne . . .	0,95	1,2 MΩ
— écran	168	280 KΩ
— cathode	1.430	1.430 Ω

Capacités : entrée = 5,3 ; sortie = 10,5.

33

Pentode finale



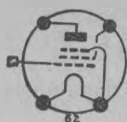
Chauffage direct . . . 2 V. — 0,26 A.

Tension anode	135	180 V.
— écran	135	180 V.
— grille	- 13,5	- 18 V.
Courant anode	14,5	22 mA.
— écran	3	5 mA.
Pente	1,45	1,7 mA/V.
Coeff. ampli	70	90
Résistance interne . . .	50	55 KΩ
— de charge.	7	6 KΩ
— cathode	770	670 Ω
Puissance modulée . .	0,7	1,4 W.

Capacités : entrée = 8 ; sortie = 12.

34

Pentode HF
à pente variable



Chauffage direct. 2 V. — 0,06 A.

Tension anode	67	135	180 V.
— écran	67	67	67 V.
— grille	-3 ... -3 ... -3 ...	-3 ... -3 ... -3 ...	-3 ... -3 ... -3 ...
	à -22 à -22 à -22	à -22 à -22 à -22	V.
Courant anode	2,7	2,8	2,8 mA.
— écran	1	1	1 mA.
Pente max.	0,56	0,6	0,62 mA/V.
Coeff. ampl.	224	360	620
Résist. interne	0,4	0,6	1 MΩ
— écran	—	67	113 KΩ
— cathode	810	790	790 Ω

Capacités : entrée = 6 ; sortie = 11,5.

35

Pentode HF
à pente variable



Chauffage Indr. 2,5 V. — 1,75 A.

Tension anode	180	250 V.
— écran	90	90 V.
— grille	-3 -40	-3 -40 V.
Courant anode	6,3	6,5 mA.
— écran	2,5	2,5 mA.
Pente max.	1,02	1,05 mA/V.
Coeff. ampl.	305	420
Résist. interne	0,3	0,4 MΩ
— écran	36	64 KΩ
— cathode	340	330 Ω

Capacités : entrée = 5,3 ; sortie = 10,5.

Similaire à 58

35 A 5

Tétrode finale



CULOT LOKTAL

Chauffage Indr. 32 V. — 0,15 A.

Tension anode	110 V.
— écran	110 V.
— grille	-7,5 V.
Courant anode	35 mA.
— écran	2,8 mA.
Pente	5,5 mA/V.
Résistance interne	25.000 Ω
— de charge	2.500 Ω
— cathode	200 Ω
Puissance modulée	1,4 W.

35 L 6

Tétrode finale



Chauffage Indr. 35 V. — 0,15 A.

Tension anode	110 V.
— écran	110 V.
— grille	-7,5 V.
Courant anode	40 mA.
— écran	3 mA.
Pente	5,8 mA/V.
Coeff. ampl.	80
Résistance interne	13.800 Ω
— de charge	2.500 Ω
— cathode	175 Ω
Puissance modulée	1,5 W.

35 Y 25

Triode - tétrode BF
(6 Q 7 et 25 L 6
combinées)

Chauffage Indr. 35 V. — 0,3 A.

	TRIODE	TÉTRODE
Tension anode	110	110 V.
— écran	—	110 V.
— grille	-3	-7,5 V.
Courant anode	1,1	50 mA.
— écran	—	4 mA.
Pente	0,8	8,2 mA/V.
Coeff. ampl.	70	82
Résistance interne	7.500	10.000 Ω
Puissance modulée	—	2,1 W.

35 Z 4

Valve monoplaque



Tension anode	125 V.
Courant redressé	100 mA.

35 Z 5

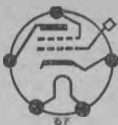
Valve monoplaque



Tension anode	125 V.
Courant redressé	100 mA.

36

Lampe à écran HF



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	100	135	250 V.
— écran .	55	67	90 V.
— grille .	— 1,5	— 1,5	— 3 V.
Courant anode.	1,8	2,8	3,2 mA.
— écran .	—	—	1,7 mA.
Pente	0,85	1	1,08 mA/V.
Coeff. ampli . .	470	475	595
Résist. interne .	0,55	0,47	0,55 M Ω
— écran . . .	—	—	94 K Ω
— cathode . . .	750	500	850 Ω

Capacités : entrée = 3,7 ; sortie = 9,2.

37

Triode



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	90	135	250 V.
— grille .	— 5	— 9	— 18 V.
Courant anode.	2,5	4,1	7,5 mA.
Pente	0,8	0,92	1,1 mA/V.
Coeff. ampli . .	9,2	9,2	9,2
Résist. interne .	11,5	10	3,4 K Ω
— cathode . . .	2.000	2.200	2.400 Ω

Capacités : G/P = 2 ; G/K = 3,5 ;
P/K = 2,9.

38

Pentode finale



Chauffage Indr. . 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode .	100	135	250 V.
— écran .	100	135	250 V.
— grille .	— 9	— 13,5	— 25 V.
Courant anode . .	7	9	22 mA.
— écran	1,2	1,5	3,8 mA.
Pente	0,87	0,92	1,2 mA/V.
Coeff. ampli . . .	120	120	120
Résist. interne . .	140	130	100 K Ω
— de charge . . .	15	13,5	10 K Ω
— cathode	1.100	1.300	1.000 Ω
Puissance modu- lée	0,27	0,55	2,5 W.

Capacités : entrée = 3,5 ; sortie = 7,5.

Similaire à 6 F 6

39

Pentode HF à pente variable



Chauffage Indr. . 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode	90	180	250 V.
— écran.	90	90	90 V.
— grille .	— 3	— 3	— 3 V.
	à — 42	à — 42	à — 42 V.
Courant anode	5,6	5,8	5,8 mA.
— écran.	1,8	1,4	1,4 mA.
Pente max. . . .	0,96	1	1,05 mA/V.
Coeff. ampli . .	360	750	1.050
Résist. interne .	0,37	0,75	1 M Ω
— écran	—	64	114 K Ω
— cathode	415	415	415 Ω

Capacités : entrée = 3,5 ; sortie = 10.

40

Triode



Chauffage direct. 5 V. — 0,25 A.

Tension anode	135	180 V.
— grille	— 1,5	— 3 V.
Courant anode	0,2	0,2 mA.
Pente	0,2	0,2 mA/V.
Coeff. ampli	30	30
Résistance interne	150	150 K Ω
— de charge	250	250 K Ω

Capacités : G/P = 8 ; G/F = 2,8 ; P/F = 2,2.

41

Pentode finale



Chauffage Indr. . 6,3 V. — 0,4 A.

Tension anode .	100	135	250 V.
— écran .	100	135	250 V.
— grille	— 7	— 10	— 18 V.
Courant anode . .	9	12,5	32 mA.
— écran	1,6	2,2	5,5 mA.
Pente	1,45	1,6	2,2 mA/V.
Coeff. ampli . . .	150	150	150
Résist interne . .	103	94	6,8 K Ω
— de charge . . .	12	10,4	7,6 K Ω
— cathode	650	630	430 Ω
Watts modulés . .	0,33	0,75	3,4

Similaire à 6 K 6, EL 2, EL 3, 6 F 6, 42

42

Pentode finale



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,7 A.

Mêmes caractéristiques que 6 F 6
Similaire à EL 3, 6 V 6

43

Pentode finale



Chauffage Indr. 25 V. — 0,3 A.

Mêmes caractéristiques que 25 A 6
Similaire à 25 L 6

45

Triode finale



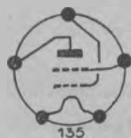
Chauffage direct 2,5 V. — 1,5 A.

Tension anode.	180	250	275 V.
— grille	— 31	— 50	— 56 V.
Courant anode.	31	34	36 mA.
Pente	2,12	2,17	2,05 mA/V.
Coef. ampl.	3,5	3,5	3,5
Résist. interne.	1.650	1.610	1.700 Ω
— de charge.	2.700	3.900	4.600 Ω
— cathode.	1.000	1.450	1.500 Ω
Watts modulés.	0,82	1,6	2

Capacités : G/P = 7 ; G/F = 4 ; P/F = 3.

46

Bigrille finale



Chauffage direct. 2,5 V. — 1,75 A.

PUSH-PULL B (G₁ et G₂ réunies) :

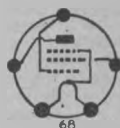
Tension anode.	300	400 V.
— grilles.	0	0 V.
Courant anode repos.	4	6 mA.
Résistance de charge (plaque à plaque)	5.200	5.800 Ω
Watts modulés.	16	20

AMPLI A (G₂ réunie à plaque) :

Tension anode.	250
— grille	— 33
Courant anode.	22
Pente	2,35
Coef. ampl.	5,8
Résistance Interne.	2.380 Ω
— charge	6.400 Ω
Watts modulés.	1,25

47

Pentode finale



Chauffage direct. 2,5 V. — 1,75 A.

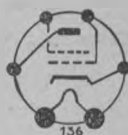
Tension anode	250 V.
— écran.	250 V.
— grille.	— 16,5 V.
Courant anode	31 mA.
— écran.	6 mA.
Pente.	2,5 mA/V.
Coef. ampl.	150
Résistance interne.	60 KΩ
— charge.	7 KΩ
— cathode	450 Ω
Watts modulés	2,7

Capacités : entrée = 8,6 ; sortie = 13.

Similaire à 2 A 5, 59

48

Tétrode finale



Chauffage Ind 0 V. — 0,4 A

1 LAMPE **2 LAMPES PUSH-PULL**

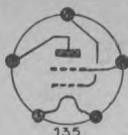
Tension anode	96	125	125 V.
— écran	96	100	100 V.
— grille.	— 19	— 20	— 20 V.
Courant anode	52	56	100 mA.
— écran	9	9,5	— mA.
Pente.	3,8	3,9	— mA/V.
Résist. interne . var. var.			
— charge	1.500	1.500	3.000 Ω
— cathode.	310	310	155 Ω
Watts modulés	2	2,5	5

MONTAGE TRIODE :

Tension anode	80	125	125 V.
— grille.	— 20	— 32	— 32 V.
Courant anode	31	52	100 mA.
Pente.	3,3	3,7	— mA/V.
Résist. interne	760	675	— Ω
— cathode.	650	625	1.250 Ω
Watts modulés	—	—	3

49

Bigirle finale



Chauffage direct. 2 V. — 0,12 A.

PUSH-PULL B (G₁ et G₂ réunies)

Tension anode	135	180 V.
— grille	0	0 V.
Courant anode repos.	1,3	2 mA.
Résistance de charge (plaque à plaque)	8.000	12.000 Ω
Watts modulés.	2,3	3,5

AMPLI A (G₂ réunie à plaque)

Tension anode.	135 V.
— grille 1	— 20 V.
Courant anode.	6 mA.
Pente	1,125 mA/V.
Coeff. ampli.	4,7
Résistance Interne.	4.175 Ω
— charge	11.000 Ω
Watts modulés.	0,17

50 Z 7

Valve biplaque doubleuse



Chauffage Indr. 50 V. — 0,15 A

Tension eff. max. par plaque. 117 V.
Courant max. redressé 65 mA.

53

Double triode

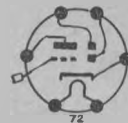


Chauffage Indr. 2,5 V. — 2 A.

Mêmes caractéristiques que 6 A 6 ou 6 N 7

55

Double triode-triode



Chauffage Indr. 2,5 V. — 1 A.

Tension anode.	135	180	250 V.
— grille	— 10,5	— 13,5	— 20 V.
Courant anode.	3,7	6	8 mA.
Pente	0,75	0,97	1,1 mA/V.

Coeff. ampli.	8,3	8,3	8,3
Résist. interne.	11	8,5	7,5 KΩ
— charge.	25	20	20 KΩ
— cathode	2.800	2.250	2.500 Ω

Capacités : G/P = 1,5 ; G/K = 1,5 ;
P/K = 4,3.

Similaire à 85, 2 B 7

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIVRABLES

56

Triode



Chauffage Indr. 2,5 V. — 1 A.

TRANSFO | RÉSISTANCE

Tension anode.	100	250 V.
— grille	— 5	— 9 V.
Courant anode.	2,5	1 à 2 mA.
Pente	1,15	— mA/V.
Coeff. ampli.	13,8	
Résistance interne.	12	— KΩ
— charge.	—	50 à 100 KΩ

DÉTECTRICE-PLAQUE :

Polarisation	— 8	— 20
Courant plaque repos.	0,2	0,2

Capacités : G/P = 3,2 ; G/F = 3,2
P/F = 2,2.

Équivalent : 76 (sauf chauffage)

57

Pentode HF
à pente fixe



Chauffage Indr. 2,5 V. — 1 A.
Capacités : entrée = 5 ; sortie = 6,5.

Mêmes caractéristiques que 6 C 6

58

Pentode HF
à pente variable



Chauffage Indr. 2,5 V. — 1 A.
Capacités : entrée = 4,7 ; sortie = 6,3.

Mêmes caractéristiques que 6 D 6

59

Pentode finale



Chauffage Indir. 2,5 V. — 2 A.

PENTODE G ₂ à cath.	TRIODE G ₂ et G ₃ à A
-----------------------------------	---

Tension anode.	250	250 V.
— écran.	250	— V.
— grille 1	— 18	— 28 V.
Courant anode.	35	26 mA.
— écran.	9	— mA.
Pente	2,5	2,6 mA/V.
Coeff. ampl.	100	6
Résistance interne.	40	2,3 KΩ
— charge.	6	5 KΩ
— cathode.	410	1.075 Ω
Watts modulés	3	1,25

PUSH-PULL Cl. B (2 triodes).

Tension anode	300	400 V.
Courant anode repos	10	13 mA.
Résistance charge (plaque à plaque)	4.600	6.000 Ω
Watts modulés.	15	20

71 A

Triode finale



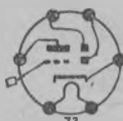
Chauffage direct. 5 V. — 0,25 A.

Tension anode.	90	135	180 V.
— grille.	— 16,5	— 27	— 40 V.
Courant anode.	10	17	20 mA.
Pente	1,4	1,65	1,7 mA/V.
Coeff. ampl.	3	3	3
Résist. interne.	2.170	1.820	1.750 Ω
— charge.	3.000	3.000	4.800 Ω
— cathode.	1.650	1.600	2.000 Ω
Watts modulés.	0,12	0,4	0,79

Capacités : G/P = 7,5 ; G/F = 3,2 ; P/F = 2,9.

75

Double diode-triode



Chauffage Indir. 6,3 V. — 0,3 A.
Capacités : G/P = 1,7 ; G/K = 1,7 ; P/K = 3,8.

Mêmes caractéristiques que 6 SQ 7
Similaire à 85

76

Triode



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	100	250 V.
— grille	— 5	— 13,5 V.
Courant anode.	2,5	5 mA.
Pente	1,15	1,45 mA/V.
Coeff. ampl.	13,8	13,8
Résistance interne.	12.000	9.500 Ω
— cathode.	2.000	2.700 Ω
Vg détection plaque	— 8	— 20 V.

Capacités : G/P = 2,8 ; G/K = 3,5 ; P/K = 2,5.

Similaire à 56, 6 C 5, 6 L 5

77

Pentode HF à pente fixe



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.

Tension anode.	100	250 V.
— écran	60	100 V.
— grille	— 1,5	— 3 V.
Courant anode.	1,7	2,3 mA.
— écran	0,4	0,5 mA.
Pente	1,1	1,25 mA/V.
Coeff. ampl.	715	1.500
Résistance interne	0,65	1,5 MΩ
— écran	100	300 KΩ
— cathode	700	1.070 Ω

DÉTECTRICE PLAQUE

Tension anode.	100	250 V.
— écran	36	100 V.
— grille	2	4,3 V.
Résistance cathode.	12,5	10 KΩ
— anode	0,25	0,5 MΩ
— fuite G 1	0,25	0,25 MΩ
Courant anode repos.	0,15	0,43 mA.

Capacités : entrée = 4,7 ; sortie = 11

Similaire à 6 J 7 6 C 6

78

Pentode HF à pente variable



Chauffage Indr. 6,3 V. — 0,3 A.
Capacités : entrée = 4,5 ; sortie = 11.

Mêmes caractéristiques que 6 K 7
Similaire à 6 D 6, 6 S 7

79

Double triode
push-pull B



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,6 A.
Tension anode	180 250 V.
— grille	0 0 V.
Courant anode (pour plaque au repos)	3,8 5,3 mA.
Résistance charge (pla- que à plaque)	7.000 7.000 Ω
Watts modulés	5,5 8

80

Valve biplaque



Chauffage direct.	5 V. — 2 A
Volts anode	350 400
Courant redressé	125 110 mA.

Similaire à 5 Y 3 5 x 4 5 Z 3

81

Valve monoplaque



Chauffage direct.	7,5 V. — 1,25 A.
Tension anode.	700 V.
Courant redressé	170 mA.

82

Valve biplaque
à vapeur de mercure



Chauffage direct.	2,5 V. — 3 A.
Tension anode.	2 x 500 V.
Courant redressé.	125 mA.
Chute de tension.	15 V.

83

Valve biplaque
à vapeur de mercure



Chauffage direct.	5 V. — 3 A.
Tension anode.	2 x 500 V.
Courant redressé	250 mA.
Chute de tension.	15 V.

83 V

Valve biplaque



Chauffage Indir.	5 V. — 2 A.
Tension anode.	2 x 400 V.
Courant redressé	200 mA.

84

Valve biplaque



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,5 A.
Tension anode	2 x 350 V.
Courant redressé.	60 mA.

85

Double diode-triode



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,3 A.
Tension anode	135 250 V.
— grille	— 10,5 — 20 V.
Courant anode	3,7 8 mA.
Pente.	0,75 1,1 mA/V.
Coeff. ampl.	8,3 8,3
Résistance interne	11 7,5 KΩ
— charge.	25 20 KΩ
— cathode.	2.800 2.500 Ω

Similaire à 55, EBC 3

89

Pentode finale



Chauffage Indir.	6,3 V. — 0,4 A.
Tension anode. 100	135 250 V.
— écran. 100	135 250 V.
— grille. — 10	— 13,5 — 25 V.
Courant anode. 9,5	14 32 mA.
— écran. 1,6	2,2 5,5 mA.
Pente	1,2 1,35 1,8 mA/V.
Coeff. ampli.	125 125 125
Résist. interne. 104	92,5 70 KΩ
— charge. 10,7	9,2 6,75 KΩ
— cathode. 900	830 670 Ω
Watts modulés. 0,33	0,75 3,4

112 A

Triode



Chauffage direct 5 V. — 0,25 mA/V.

Tension anode.	90	135	180 V.
— grille.	— 4,5	— 9	— 13,5 V.
Courant anode.	5	6,2	7,7 mA.
Pente.	1,57	1,65	1,8 mA/V.
Coeff. ampli.	8,5	8,5	8,5
Résist. interne.	5.400	5.100	4.700 Ω
— charge.	5.000	9.000	10.650 Ω

Capacités : G/P = 8,5 ; G/F = 4 ; P/F = 2.

117 Z 6

Redresseuse biplaque doubleuse



Chauffage Indir. :
58,5 V. — 117 V. — 0,15 A. — 0,075 A.

DOUBLEUSE DE TENSION

Tension eff. max. par plaque.	117 V.
Courant redressé max.	60 mA.

REDRESSEUR DEMI-ONDE

Tension eff. plaque	117	150	235 V.
Courant redressé max. par plaque.	60	60	60 mA.

1882

Valve biplaque



Chauffage direct . . . 5 V. — 2 A.

Tension anode.	2 × 400	2 × 350 V.
Courant redressé.	110	125 mA.

Similaire à 80

1883

Valve biplaque



Chauffage Indr. 5 V. — 1,6 A.

Tension anode.	2 × 400 V.
Courant anode.	110 mA.

Similaire à 80

4654

Pentode finale



Chauffage Indr. 6,3 V. — 1,35 V.

Tension anode.	250 V.
— écran.	275 V.
Courant anode	72 mA.
— écran.	8 mA.
Pente.	8,5 mA/V.
Résistance interne.	22.000 Ω
— cathode.	175 Ω
— charge.	3.500 Ω
Dissipation anode.	18 W.
Watts modulés	8,8

PUSH-PULL CL. AB (pour 2 lampes) :

Tension anode.	250	375	600
— écran.	275	275	300
— grille.	—	—	— 25
Cour. anode 2 X.	58-65	48-62	25-73
— écran 2 X.	6-10	5-9	2-11
Rés. de charge.	4,5	6,5	10 KΩ
— cathode.	120	165	— Ω
Watts modulés.	19	28	55

LES TYPES SOULIGNÉS SONT SEULS LIVRABLES

4673

Pentode HF



Chauffage Indr. 4 V. — 1,35 A.

Tension anode	250 V.
— écran	200 V.
— grille	— 2,5 V.
Courant anode	8 mA.
— écran	1,5 mA.
Pente normale	5 mA/V.
— max.	7 mA/V.
Coeff. ampli.	7.500
Résistance interne	1,5 MΩ
— écran	33 KΩ
— cathode	260 Ω

4683

Triode finale



Chauffage direct . . . 4 V. — 0,9 A.

POUR 2 LAMPES PUSH-PULL CL. AB :

Tension anode . . .	350	350 V.
— grille . . .	— 75	—
Courant anode . . .	2 x 35	2 x 43
	à 2 x 69	à 2 x 46 mA.
Résist. de charge.	5.000	8.000 Ω
— cathode . . .	—	850 Ω
Dissipation anode	15	15 W.
Watts modulés . .	20	15,6

4688

Pentode finale



Chauffage Indir. . . . 4 V. — 2 A.

2 LAMPES PUSH-PULL CL. AB :

Tension anode . . .	375 V.
— écran . . .	275 V.
Courant anode . . .	2 x 48 à 2 x 62 mA.
— écran . . .	2 x 5 à 2 x 8
Résistance de charge . . .	6.500 Ω
— cathode . . .	165 Ω
Dissipation anode . . .	18
Watts modulés	28,5 W.

4689

Pentode finale



Chauffage indir. . . . 6,3 V. — 1,35 A

PUSH-PULL CL. A B

Tension anode . . .	375 V.
— écran . . .	275 V.
Courant anode . . .	2 x 48 à 2 x 62 mA.
— écran . . .	2 x 5 à 2 x 9 mA.
Résistance de charge	
(anode à anode) . .	6.500 Ω
Résistance cathode .	165 Ω
Watts modulés . . .	28,5

4696

Tétrode à émission
secondaire



Chauffage indir. . . . 6,3 V. — 0,6 A.

Tension anode	250 V.
— écran	150 V.
— grille	— 2,5 V.
— cathode froide . . .	150 V.
Courant anode	8 mA.
— écran	0,7 mA.
— cathode froide . . .	— 6 mA.
Pente	14 mA/V.
Résistance interne . . .	91 MΩ
— écran	150 KΩ
— cathode	290 Ω

**LES TYPES SOULIGNÉS
SONT SEULS LIABLES**

TUNGSRAM

NOTES

SCHÉMAS D'UTILISATION DES LAMPES

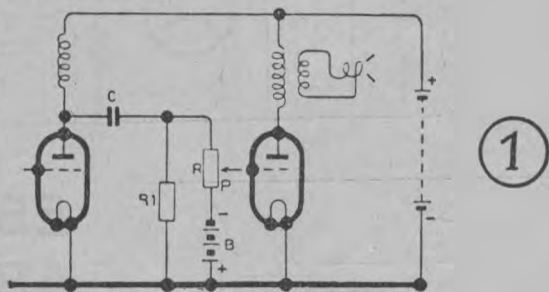
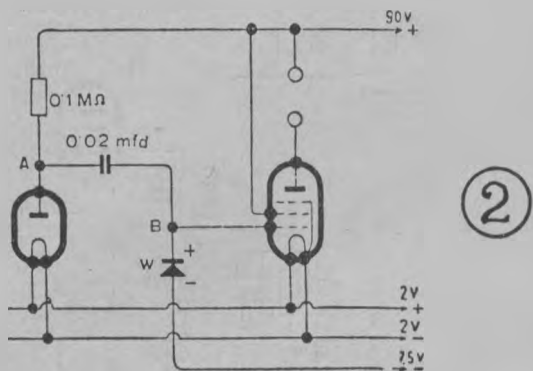
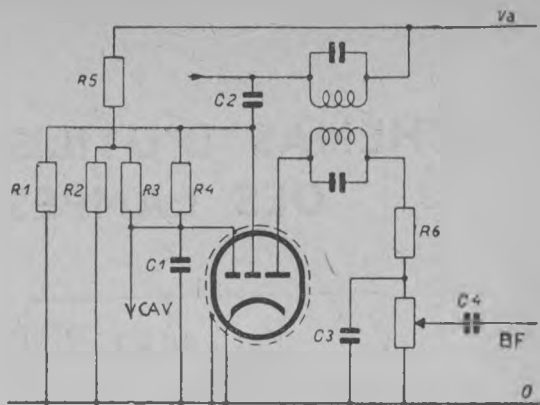


Schéma d'utilisation économique de lampes à batterie (DL 2). La polarisation de la lampe finale est commandée par le contrôle de la puissance (volume contrôle). Les résistances R et R₁ forment un diviseur de tension.

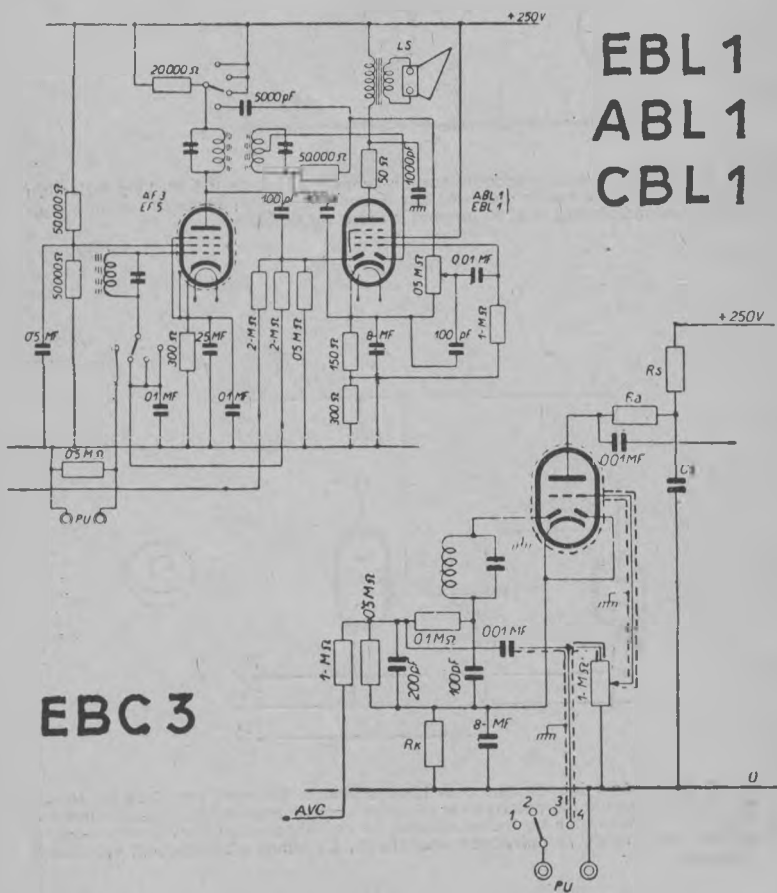


Autre schéma économique pour lampes finales. Suivant l'amplitude du signal de basse fréquence, la polarisation négative supplémentaire fournie par le redresseur W se trouve plus ou moins réduite. Le courant anodique consommé dépend par conséquent de la puissance acoustique. La lampe d'attaque est seulement indiquée.

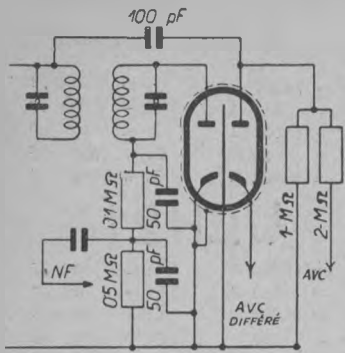
EAB 1



EBL 1
ABL 1
CBL 1

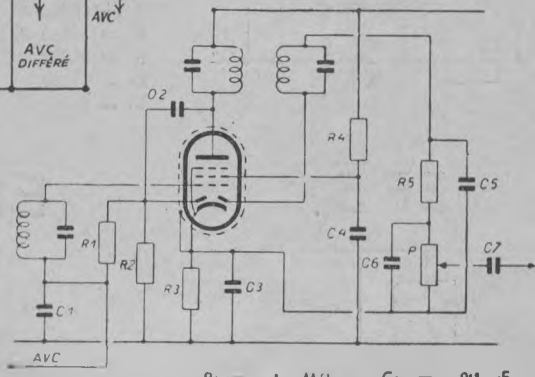


EBC 3



EB4

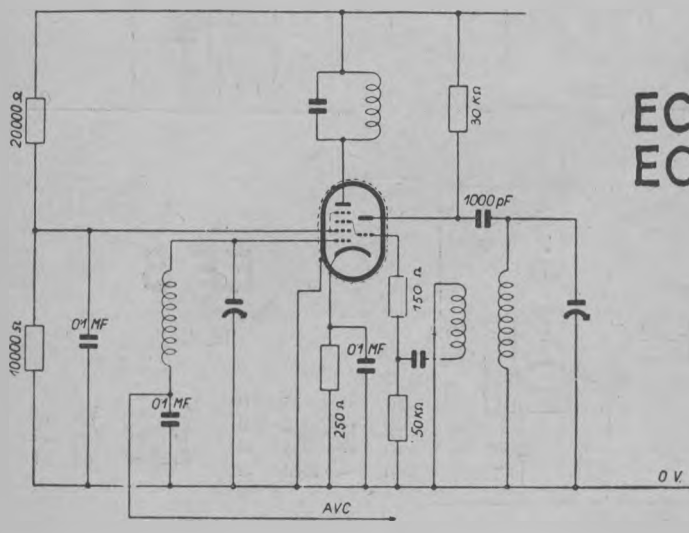
**EBF 2
EBF 11**



- $C_1 = 0.1 \mu F$
 $0.1 \mu F$
 $R_4 = 250 V$
 $200 V$

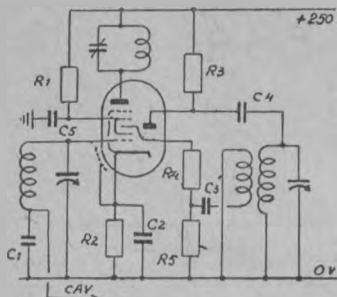
- $R_1 = 1 M\Omega$
 $R_2 = 1 M\Omega$
 $R_3 = 300 \Omega$
 $R_4 = 0.1 M\Omega$
 $P = 0.5 M\Omega$

- $C_1 = 0.1 \mu F$
 $C_2 = 20 pF$
 $C_3 = 0.1 \mu F$
 $C_5 = 100 pF$
 $C_6 = 100 pF$
 $C_7 = 0.01 \mu F$



**ECH 3
ECH 11**

ECH 21

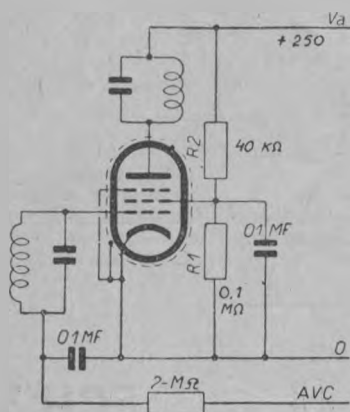


$R_1 = 24.000 \Omega$	$C_1 = 0.1 \mu F$
$R_2 = 150 \Omega$	$C_2 = 0.1 \mu F$
$R_3 = 43.000 \Omega$	$C_3 = 50 \text{ pF}$
$R_4 = 50 \Omega$	$C_4 = 1000 \text{ pF}$
$R_5 = 50.000 \Omega$	$C_5 = 0.1 \mu F$

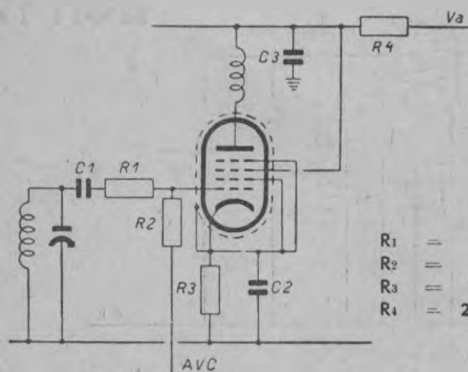
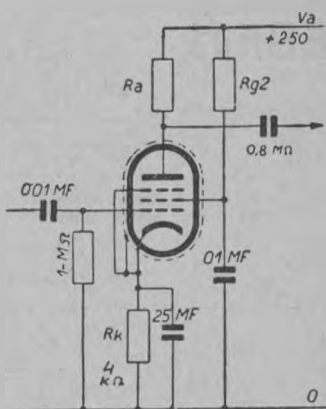
UCH 21

$R_1 = 15.500 \Omega$	$C_1 = 0.1 \mu F$
$R_2 = 150 \Omega$	$C_2 = 0.1 \mu F$
$R_3 = 28.500 \Omega$	$C_3 = 50 \text{ pF}$
$R_4 = 50 \Omega$	$C_4 = 1000 \text{ pF}$
$R_5 = 50.000 \Omega$	$C_5 = 0.1 \mu F$

EF 5



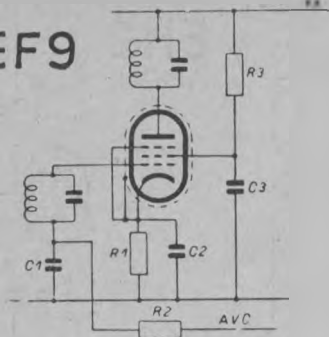
EF 6



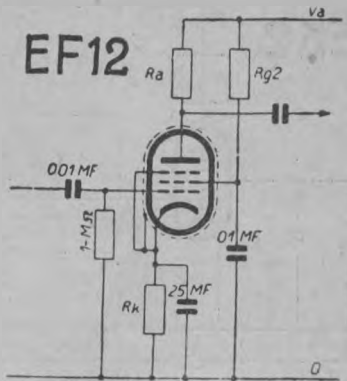
EF 8

$R_1 = 35 \Omega$	$C_1 = 500 \text{ pF}$
$R_2 = 2 \text{ M}\Omega$	$C_2 = 0.1 \mu F$
$R_3 = 305 \Omega$	$C_3 = 0.1 \mu F$
$R_4 = 2000 \Omega$	

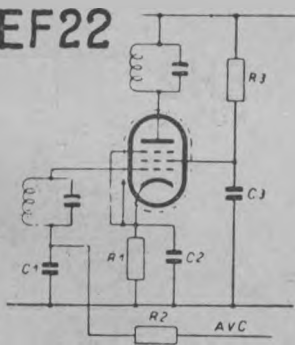
EF9



EF12



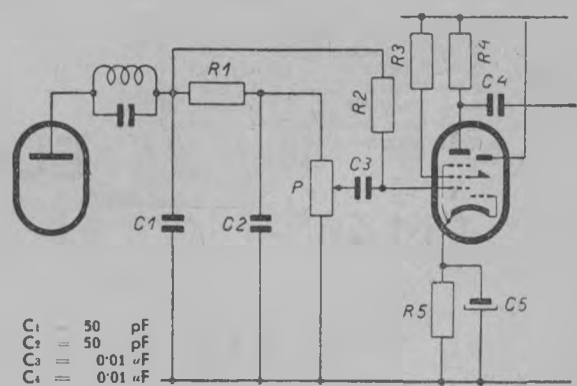
EF22



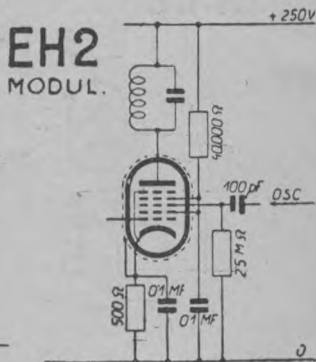
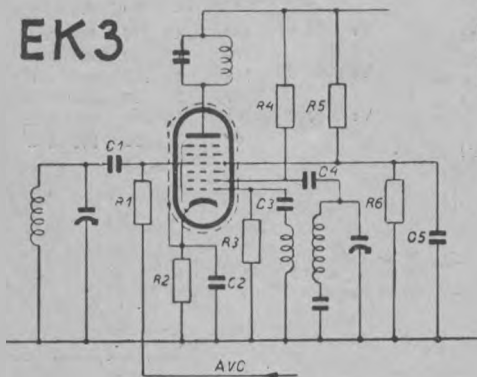
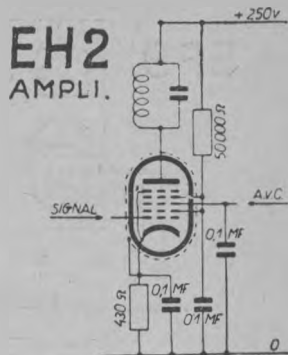
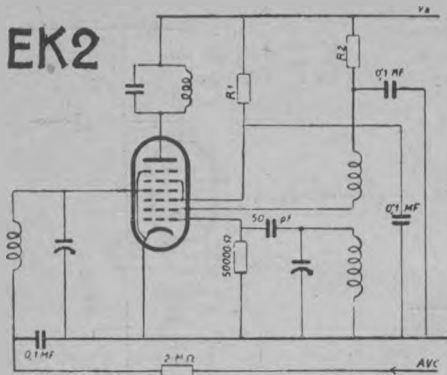
	V_o, V_i	R_k	R_a	R_g	
V_a 250 V	180	4	300	800	k Ω
	70	1	50	200	k Ω
V_a 200 V	110	6	300	800	k Ω
	50	2	50	200	k Ω
V_a 100 V	90	6	300	800	k Ω
	40	2	50	200	k Ω

- $R_1 = 325 \Omega$
- $R_2 = 1 M\Omega$
- $R_3 = 90.000 \Omega$
- $C_1 = 0.1 \mu F$
- $C_2 = 0.1 \mu F$
- $C_3 = 0.1 \mu F$

EFM 1

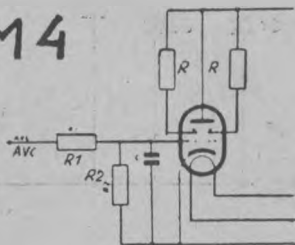


- $R_1 = 1 M\Omega$
- $R_2 = 2 M\Omega$
- $R_3 = 0.35 M\Omega$
- $R_4 = 0.13 M\Omega$
- $R_5 = 1000 \Omega$
- $C_1 = 50 pF$
- $C_2 = 50 pF$
- $C_3 = 0.01 \mu F$
- $C_4 = 0.01 \mu F$
- $C_5 = 8 \mu F$
- $P = 0.25 M\Omega$

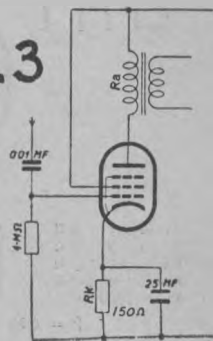


$R_1 = 1 \text{ M}\Omega$	$C_1 = 500 \text{ pF}$
$R_2 = 180 \Omega$	$C_2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_3 = 50000 \Omega$	$C_3 = 100 \text{ pF}$
$R_4 = 25000 \Omega$	$C_4 = 1000 \text{ pF}$
$R_5 = 12000 \Omega$	$C_5 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_6 = 20000 \Omega$	

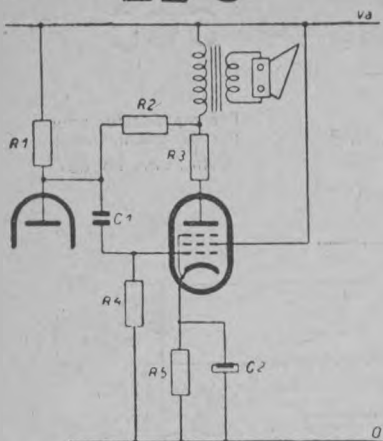
EM4



EL3

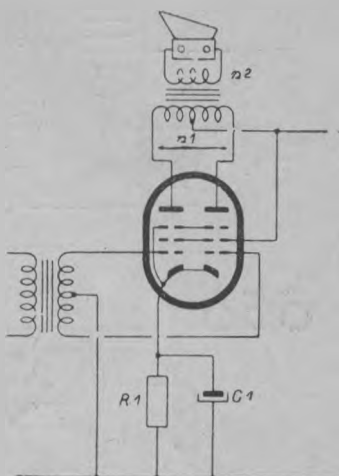


EL 6

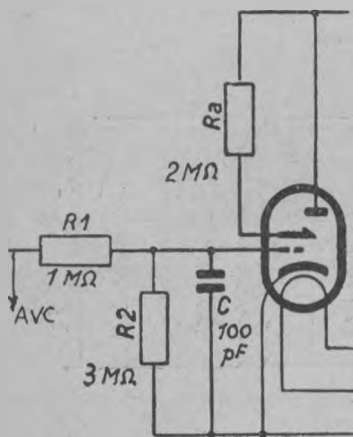


$R_1 = 0,15 \text{ M}\Omega$	$C_1 = 10.000 \text{ pF}$
$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$	$C_2 = 25 \text{ }\mu\text{F}$
$R_3 = 50 \text{ }\Omega$	
$R_4 = 1 \text{ M}\Omega$	
$R_5 = 90 \text{ }\Omega$	

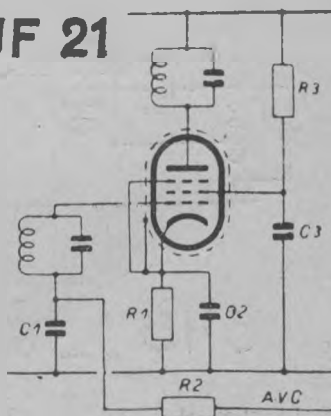
ELL 11



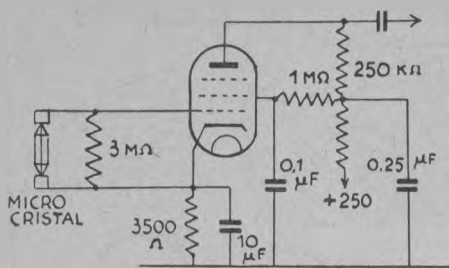
EM1



UF 21

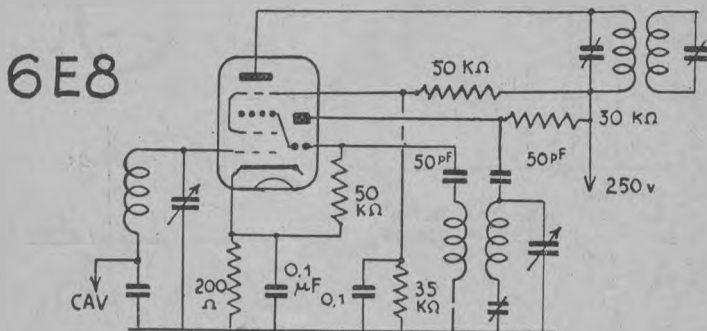


$V_a = 200 \text{ V}$	100 V
$R_1 = 325 \text{ }\Omega$	$325 \text{ }\Omega$
$R_2 = 1 \text{ M}\Omega$	$1 \text{ M}\Omega$
$R_3 = 60.000 \text{ }\Omega$	$0 \text{ }\Omega$
$C_1 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_2 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$- \text{ }\mu\text{F}$

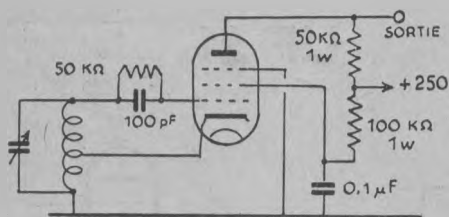


6C6

Préamplificateur pour microphone à cristal.
Gain : env. 100 db.

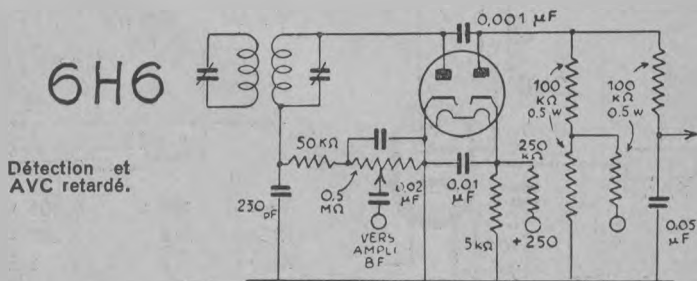


6E8



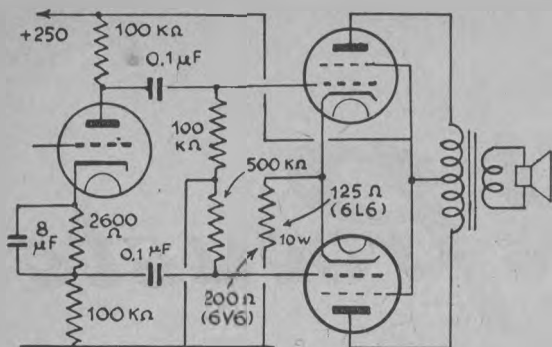
6K7

Oscillateur HF ou BF à couplage électronique.

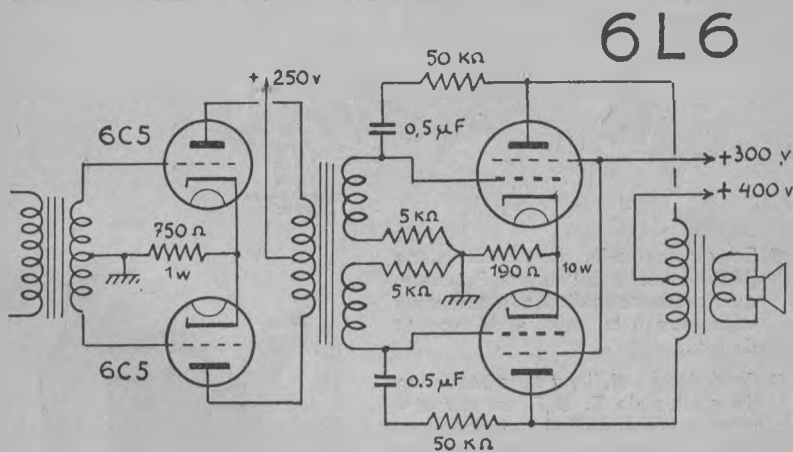


6H6

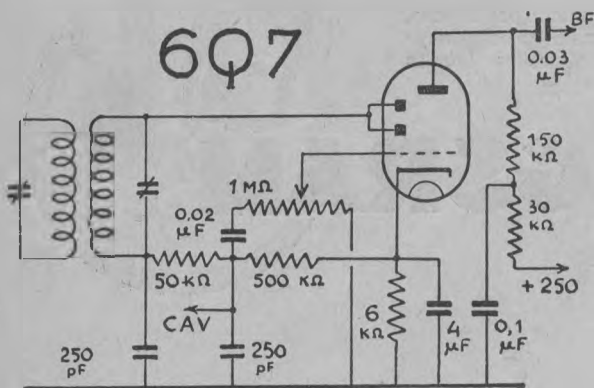
Détection et AVC retardé.



6V6
6L6



6L6



Le lit de Procuste



- En ce temps-là, il y avait dans l'Attique un bandit nommé Procuste, qui raccourcissait les malheureux voyageurs à la mesure de son lit de fer...
- En ce temps-ci, il y a dans beaucoup de postes de T. S. F. un monstre nommé l'Insensibilité, qui raccourcit les malheureuses émissions à la mesure des vieilles lampes du récepteur...
- Mais Procuste fut vaincu par Thésée, tout comme l'Insensibilité est vaincue par un jeu de nouvelles lampes



TUNGSRAM

**LAMPES
D'ÉMISSION
LAMPES
DE PUISSANCE
ET
OSCILLATRICES
TUNGSRAM**

Dans les pages suivantes, nous donnons à titre documentaire les principales caractéristiques des lampes de puissance et lampes d'émission Tungfram.

Rappelons toutefois que la vente des lampes d'émission est, jusqu'à nouvel ordre, interdite aux personnes ou organismes non reconnus par les autorités compétentes.

○ 40/1000

Triode

Filament à oxydes. . . 10 V. — 1,1 A.

Tension anode max. . . 1.000 V.
 Pente 3 mA/V.
 Coeff. d'ampli. 8,5
 Résistance interne . . . 2.800 Ω
 Dissipation anode. . . 40 W.

Équivalents : Dario E 302,
 RCA 830,
 Western 755,
 Western 4011 A

○ 75/1000

Triode

Filament à oxydes. . . 10 V. — 3 A.

Pente 4,5 mA/V.
 Coeff. ampli. 13,5
 Résistance interne . . . 3.000 Ω
 Dissipation anode max. . 75 W.

PUSH PULL CLASSE B

Tension anode. 1.000 V.
 — grille — 55 V.
 — oscill. grille. 82 V.
 Courant anode (2 lampes). 120-310 mA.
 Résist. de charge (a-a) . . 6.800 Ω
 Puissance de sortie . . . 180 W.
 — d'attaque 3 W.

OSCILLATRICE

Tension anode. 1.000 V.
 — grille — 75 V.
 Courant anode 230 mA.
 — grille 50 mA.
 Puissance d'attaque. . . . 8 W.
 — de sortie 160 W.

AMPLI HF, modulation par PLAQUE GRILLE

Tension anode.	805	1.000 V.
— grille	— 55	— 72 V.
Courant anode.	205	105 mA.
— grille	49	0 mA.
Puissance attaque. . . .	0	4,5 W.
— de sortie	12	35 W.

Équivalents : Amperex 211 C, D, 261 A,
 Mazda ES 75/H,
 RCA 211, Western 211,
 Philips MC 1160,
 Telefunken RS 236, RS 237,
 RS 243, RS 281

○ 200/2600

Triode

Filament tungstène. . . . 5 V. — 7 A.

Tension anode max. . . . 2.500 V.
 Pente 1,4 mA/V
 Coeff. ampli. 23,5
 Résistance interne. . . . 17.000 Ω
 Dissipation anode max. . 200 W.

Équivalents : Dario E 604,
 Mazda E 250,
 Fotos E 200

○ 241/2000

Triode

Filament à oxydes. . . . 11 V. — 2,5 A.

Pente 1,4 mA/V.
 Coeff. ampli. 23,5
 Résistance interne 17.000 Ω
 Dissipation anode max. . 300 W.

FUSH PUL CL. B OSCILLA-TRICE

Tension anode.	2.000	2.500 V.
— grille	— 105	— 300 V.
— osc. grille.	115	— V.
Courant anode	200-560	450 mA.
— grille.	—	50 mA.
R. de charge (a-a).	8.000	— Ω
Puiss. d'attaque.	7	20 W.
— de sortie.	700	670 W.

AMPLI HF modulation : PLAQUE GRILLE

Tension anode.	1.600	2.000 V.
— grille.	— 210	— 133 V.
Courant anode.	390	180 mA.
— grille.	55	1 mA.
Puiss. d'attaque.	18	3 W.
— de sortie.	470	120 W.

Équivalents : Amperex 212 E, Philips MC 21200,
 Mazda ES 250 M, Western 212 D, E

○ 250/2000

Triode

Filament à oxydes. . . . 14 V. — 6 A.

Pente 8,5 mA/V
 Coeff. ampli. 25
 Résistance interne 2.900 Ω
 Dissipation anode max. . 250 W.

PUSH PULL CL. B OSCILLA-TRICE

Tension anode.	2.000	2.000 V.
— grille	— 62	— 200 V.
— osc. grille.	85	— V.
Courant anode.	200-530	375 mA.
— grille.	—	52 mA.
R. de charge (a-a).	8.000	— Ω
Puiss. d'attaque.	5	18 W.
— de sortie	[650	590 W.

AMPLI HF,
modulation :
PLAQUE GRILLE

Tension anode . . .	1.500	2.000 V.
— grille . . .	200	— 80 V.
Courant anode . . .	325	90 mA.
— grille . . .	52	0 mA.
Puissance d'attaque .	17	5 W.
— de sortie .	375	60 W.

Équivalents : Amperex 264 A, RCA 204 A, Dano E 603, GEC PR 4 B, Mazda E 250 A, ES 250 M, Philips TB 2/250, TC 2/250, SFR E 200 M, E 603, Taylor 204 A

O 300/3000

Triode

Filament tungstène . . . 4,5 V. — 10,5 A.

Pente	1,4 mA/V.
Coeff. ampli	23,5
Résistance interne	17.000 Ω
Dissipation anode max.	300 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode	3.000 V.
— grille	— 30 V.
— oscill. grille	165 V.
Courant anode (2 lampes)	160-215 mA.
Résistance de charge (a-a)	28.000 Ω
Puissance d'attaque	1,5 W.
— de sortie	350 W.

Équivalents : SFR E 200, Fotos E 200

OP 38/600

Triode

Filament à oxydes . . . 7,5 V. — 1,25 A.

Pente	3,85 mA/V.
Coeff. ampli	10
Résistance interne	2.600 Ω
Dissipation anode max.	35 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode	600 V.
— grille	— 43 V.
— oscill. grille	100 V.
Courant anode (2 lampes)	90-140 mA.
Résistance de charge (a-a)	5.000 Ω
Puissance de sortie	80 W.
— d'attaque	2,5 W.

OSCILLATRICE

Tension anode	600 V.
— grille	— 70 V.
Courant anode	140 mA.
— grille	18 mA.
Puissance d'attaque	4 W.
— de sortie	50 W.

AMPLI HF,
modulation par :

PLAQUE GRILLE

Tension anode	490	600 V.
— grille	— 55	— 67 V.
Courant anode	85	77 mA.
— grille	9	1 mA.
Puissance d'attaque	1,2	2,3 W.
— de sortie	25	13 W.

Équivalents : RCA 801, Taylor T 20, TZ 20 Western 4043 A, B, C, D

OP 70/1000

Triode

Filament à oxydes . . . 10 V. — 1,5 A.

Pente	4 mA/V.
Coeff. ampli	10,5
Résistance interne	2.600 Ω
Dissipation anode max.	75 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode	1.000 V.
— grille	— 100 V.
— oscill. grille	127 V.
Courant anode (2 lampes)	26-312 mA.
Résistance de charge (anode-anode)	6.400 Ω
Puissance de sortie	196 W.
— d'attaque	3 W.

OSCILLATRICE

Tension anode	1.000 V.
— grille	— 26 V.
Courant anode	157 mA.
— grille	12,5 mA.
Puissance d'attaque	4,5 W.
— de sortie	97 W.

AMPLI HF, modulation plaque :

Tension anode	1.000 V.
— grille	— 260 V.
Courant anode	159 mA.
— grille	13 mA.
Puissance d'attaque	4,6 W.
— de sortie	95 W.

Équivalents : Mullard DO 75, MZ 1/75, Philips MC1/50, MC1/60, Telefunken RV 246

OQ 10/400

Triode

Filament à oxydes . . . 4 V. — 1,1

Pente	2,3 mA/V.
Coeff. d'ampli	25

Résistance interne . . . 11.000 Ω
 Dissipation anode max. 10 W.

AMPLI HF, modulation plaque :

Tension anode 500 V.
 — grille — 50 V.
 Courant anode 33,5 mA.
 — grille 6 mA.
 Puissance d'attaque . . . 0,8 W.
 — de sortie 10 W.

OSCILLATRICE

Tension anode 500 V.
 — grille — 30 V.
 Courant anode 50 mA.
 — grille 7,5 mA.
 Puissance d'attaque . . . 0,83 W.
 — de sortie 15 W

Équivalents : Mullard TZ 04/10,
 Philips TC 04/10,
 SFR E 140

OQ 15/500

Triode

Filament à oxydes . . . 4 V. — 1 A.

Pente 4 mA/V.
 Coeff. d'ampli 8
 Résistance interne 2.000 Ω
 Dissipation anode max . . 15 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode 600 V.
 — grille — 72 V.
 — oscill. grille 70 V.
 Courant anode (2 lampes) . 40-116 mA.
 Résistance de charge
 (anode-anode) 12.000 Ω
 Puissance de sortie 45 W.
 — d'attaque 1,2 W.

OSCILLATRICE

Tension anode 600 V.
 — grille — 75 V.
 Courant anode 80 mA.
 — grille 11 mA.
 Puissance d'attaque 1,5 W.
 — de sortie 35 W.

AMPLI HF, modulation par :

	PLAQUE	GRILLE
Tension anode	490	600 V.
— grille	— 60	— 75 V.
Courant anode	45	38 mA.
— grille	6	0 mA.
Puissance d'attaque . . .	0,7	0,5 W.
— de sortie	15	7,5 W.

Équivalents : Mullard AC 084,
 Philips E 408, PX 4100 I,
 Western 4205 D,
 Telefunken RS 241,
 Triotron K 430/10, K 445/12,
 Valvo LK 41

OQ 71/1000

Triode

Filament à oxydes . . . 10 V. — 1,4 A.

Pente 5 mA/V.
 Coeff. ampli 24
 Résistance interne 4.800 Ω
 Dissipation anode max. . . 75 W.

OSCILLATRICE

Tension anode 1.000 V.
 — grille — 45 V.
 Courant anode 240 mA.
 — grille 50 mA.
 Puissance d'attaque 7 W.
 — de sortie 170 W.

AMPLI HF, modulation par :

	PLAQUE	GRILLE
Tension anode	800	1.000 V.
— grille	— 35	— 42 V.
Courant anode	200	105 mA.
— grille	35	2 mA.
Puissance d'attaque . . .	4	2,5 W.
— de sortie	110	33 W.

Équivalents : Amperex 203 A, 203 H,
 Philips TC 1/75,
 Mazda EO 75,
 Mullard TZ 1-75,
 SFR E 175/A,
 RCA 203 A,
 Telefunken RS 247, RS 282

OQ 1500/5000

Triode

Filament tungstène . . 10,5 V. — 41 A.

Pente 2,2 mA/V.
 Coeff. ampli 21
 Résistance interne 9.500 Ω
 Dissipation anode max. . . 1.500 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode 5.000 V.
 — grille — 150 V.
 Courant anode (2 lampes) . 240-1.200 mA.
 Résistance de charge
 (anode-anode) 7.100 Ω
 Puissance de sortie 3.200 W.

OSCILLA-TRICE

	OSCILLA-TRICE	AMPLI HF, modulation plaque
Tension anode	5.000	4.000 V.
— grille	— 550	— 350 V.
Courant anode	600	300 mA.
— grille	100	80 mA.
Puissance d'attaque . . .	200	180 W.
— de sortie	2.000	800 W.

Équivalents : Fotos E 400 M, Western 4015 A,
 Telefunken RS 15 g, RS 215 g

QQQ 55/1500

Triode

Filament thorié. 7,5 V. — 3 A.

Pente 2,2 mA/V.
 Coeff. ampli. 20
 Résistance interne. 9.000 Ω
 Dissipation anode max. 55 W.

OSCILLATRICE

Tension anode. 1.500 V.
 — grille — 140 V.
 Courant anode. 135 mA.
 — grille 18 mA.
 Puissance d'attaque. 5,5 W.
 — de sortie. 150 W.

AMPLI HF,
 modulation par :
 PLAQUE | GRILLE

Tension anode	1.200	1.500 V.
— grille	— 60	— 75 V.
Courant anode	85	52 mA.
— grille	9	1 mA.
Puissance d'attaque.	1,5	1,5 W.
— de sortie.	65	25 W.

Équivalents : Tungram 56/1500,
 Amperex HF 100, RCA 808,
 Mazda ESW 501, Eimac 35 T,
 Raytheon RK 37, RK 52,
 Western 4304 B,
 Telefunken RS 277

QQQ 150/3000

Triode

Filament thorié. 10 V. — 3,3 A.

Pente 3 mA/V.
 Coeff. ampli. 18
 Résistance interne. 6.000 Ω
 Dissipation anode max. 150 W

PUSH-PULL
 CLASSE B | OSCILLA-
 TRICE

Tension anode	2.500	2.500 V.
— grille	— 112	— 170 V.
— oscill. grille.	135	— V.
Courant anode	80-270	220 mA.
— grille	—	25 mA.
Résistance de charge, (anode-anode)	20.000	— Ω
Puissance d'attaque.	3	8 W.
— de sortie.	430	400 W.

AMPLI HF,
 modulation par :

PLAQUE | GRILLE

Tension anode	2.000	2.500 V.
— grille	— 115	— 139 V.
Courant anode	285	85 mA.
— grille	11	0 mA.
Puissance d'entrée.	2,5	1 W.
— de sortie.	190	70 W.

Équivalents : Amperex HF 200, Mazda E 100
 Eimac 100 TL, Gammatron HK 354
 GEC FP 152, SFR 603,
 RCA 805, 806, 810, Taylor T 200,
 Raytheon RK 36, RK 38,
 Telefunken RS 237, RS 283

QQQ 500/3000

Triode

Filament tungstène. 23 V. — 13,5 A.

Pente 5
 Coeff. ampli. 34
 Résistance interne 6.800 Ω
 Dissipation anode max. 500 W.

OSCILLATRICE

Tension anode. 3.000 V.
 — grille — 180 V.
 Courant anode. 470 mA.
 — grille 70 mA.
 Puissance d'attaque 30 W.
 — de sortie. 1.000 W.

Équivalents : AEG RS 329, Siemens GR 1,
 Telefunken RS 329

OS 125/2000

Triode

Filament thorié 10 V. — 5 A.

Pente 4,5 mA/V.
 Dissipation anode max. 125 W.
 — écran max 35 W.

OSCILLATRICE

Tension anode. 2.000 V.
 — grille — 100 V.
 — écran. 400 V.
 — suppresseur 45 V.
 Courant anode. 170 mA.
 — grille 10 mA.
 — écran. 60 mA.
 Puissance d'attaque. 1,6 W.
 — de sortie. 250 W.

AMPLI HF.
modulation par :

	PLAQUE	GRILLE
Tension anode . . .	1.500	2.000 V.
— grille . . .	100	55 V.
— écran . . .	400	400 V.
— supprimeur . . .	45	45 V.
Courant anode . . .	135	80 mA.
— grille . . .	10	2 mA.
— écran . . .	54	18 mA.
Puissance d'attaque . . .	1,6	0,5 W.
— de sortie . . .	150	60 W.

Équivalents : Mazda EOG 75, ETGE 75,
Philips PC 1,5/100, PC 2/500,
SFR P 150, RCA 803,
Raytheon RK 28, RK 28 A,
Western 4069 A,
Telefunken RS 291, RS 337

OS 70/1750

Pentode

Filament thorifié . . . 10 V. — 3,25 A.

Pente 4,5 mA/V.
Dissipation anode max. . . 70 W.
— écran max. . . 16 W.

	PUSH-PULL CLASSE AB 1	OSCILLA- TRICE
Tension anode . . .	1.700	1 250 V.
— grille . . .	— 120	— 95 V.
— écran . . .	750	400 V.
— supprimeur . . .	60	75 V.
— oscill. grille . . .	85	— V.
Courant anode . . .	50-248	160 mA.
— écran . . .	—	35 mA.
— grille . . .	—	12 mA.
Puissance d'entrée . . .	0	2,1 W.
— de sortie . . .	300	150 W.

AMPLI HF,
modulation par :

	PLAQUE	GRILLE
Tension anode . . .	1.000	1.250 V.
— grille . . .	— 140	— 150 V.
— écran . . .	400	400 V.
— supprimeur . . .	75	75 V.
Courant anode . . .	135	84 mA.
— grille . . .	10	1,6 mA.
— écran . . .	23	5 mA.
Puissance d'attaque . . .	2,1	2,5 W.
— de sortie . . .	100	36 W.

Équivalents : Raytheon RK 47, RCA 828

OS 40/1250

Pentode

Filament thorifié 7,5 V. — 3 A.

Pente 3,25 mA/V.
Dissipation anode max. . . 40 W.
— écran max. . . 4,5 W.

OSCILLATRICE

Tension anode	1.250 V.
— grille	— 100 V.
— écran	300 V.
— supprimeur	45 V.
Courant anode	92 V.
— grille	7 V.
— écran	27 V.
Puissance d'attaque . . .	0,95 W.
— de sortie . . .	80 W.

AMPLI HF,
modulation par :

	PLAQUE	GRILLE
Tension anode	1.000	1.250 V.
— grille	— 90	— 115 V.
— écran	220	300 V.
— supprimeur	60	45 V.
Courant anode	75	45 mA.
— grille	6	2 mA.
— écran	21	11 mA.
Puissance d'attaque . . .	0,65	0,85 W.
— de sortie . . .	50	21 W.

Équivalents : Philips PC 1/50, RCA 804,
Raytheon RK 20, RK 20 A, RK 46
Western 4052 A

OS 18/600

Pentode

Chauffage indr. . . . 6,3 V. — 1,35 A.

Pente 5,25 mA/V.
Résistance interne 38.000 Ω
Dissipation anode max. . . 18 W.
— écran max. . . 3,5 W.

PUSH-PULL CLASSE AB 1

Tension anode	600 V.
— écran	300 V.
— grille	— 25 V.
— oscill. grille	18 V.
Courant anode (2 lampes)	50-146 mA.
Résistance de charge (a-a)	10.000 Ω
Puissance d'attaque	0 W.
— de sortie	55 W.

OS 15/500

Pentode

Chauffage indir. 12 V. — 0,38 A.

Pente 1,5 mA/V
Dissipation anode max. 15 W.
— écran max. 5 W.

OSCILLATRICE

	500	500 V.
Tension anode	500	500 V.
— grille	— 150	— 160 V.
— écran	300	200 V.
— supprimeur	0	0 V.
Courant anode	58	22 mA.
— grille	5	4 mA.
— écran	15	20 mA.
Puissance d'attaque	0,9	0,7 W.
— de sortie	14	7 W.

Équivalents : Mullard PV 05-15,
Philips PC 05/15, PE 05/15

OS 12/500

Pentode

Chauffage indir. 12,6 V. — 0,7 A.

Pente 4,5 mA/V.
Résistance interne 44.500 Ω
Dissipation anode max. 12 W.
— écran max. 5 W.

OSCILLATRICE

Tension anode	500 V.
— grille	— 75 V.
— écran	200 V.
— supprimeur	40 V.
Courant anode	60 mA.
— grille	4 mA.
— écran	15 mA.
Puissance d'attaque	0,4 W.
— de sortie	22 W.

AMPLI HF, modulation par :

	PLAQUE	GRILLE
Tension anode	400	500 V.
— grille	— 40	— 43 V.
— écran	140	200 V.
— supprimeur	40	40
Courant anode	45	30 mA.
— grille	5	0 mA.
— écran	20	6 mA.
Puissance d'attaque	0,3	0,15 W.
— de sortie	11	5,5 W.

Équivalents : Raytheon RK 25, RCA 802, 837,
Western 4061 A, Telefunken RS 389

OS 12/501

Pentode

Chauffage indir. 6,3 V. — 1,4 A.

Autres caractéristiques identiques à :
OS 12/500.

Équivalents Philips 4654-4689

P 12/250

Triode

Filament à oxydes 4 V. — 1 A.

Pente 6 mA/V
Coeff. ampli. 5
Résistance interne 830 Ω
Dissipation anode max. 12 W

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode	300 V.
— grille	— 48 V.
— oscill. grille	33 V.
Courant anode (2 lampes)	80-130 mA.
Résist. de charge (a-a)	4.000 Ω
Puissance de sortie max.	11 W

Équivalents : Cossor 4 XP,
Ediswan-Mazda PP3/250
Mullard ACO 44,
Osram-Marconi PX 4
Philips E 406,
Telefunken RE 604 K

P 15/250

Triode

Filament à oxydes 4 V. — 1 A.

Pente 6 mA/V
Coeff. ampli. 4
Résistance interne 666 Ω
Dissipation anode max. 15 W

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode	375 V.
— grille	— 80 V.
— oscill. grille	57 V.
Courant anode (2 lampes)	70-160 mA.
Résist. de charge (aa)	4.000 Ω
Puissance de sortie max.	24 W.

Équivalents : Osram PX 4 A Philips 4683

P 25/450

Triode

Filament à oxydes . . . 7,5 V. — 1,25 A.

Pente 2,1 mA/V.
 Coeff. ampli. 4
 Résistance interne. 1.900 Ω
 Dissipation anode max. 35 W.

OSCILLATRICE

Tension anode 600 V.
 — grille — 150 V.
 Courant anode 135 mA.
 — grille 15 mA.
 Puissance d'attaque. 5 W.
 — de sortie. 50 W.

AMPLI HF, modulation par : PLAQUE | GRILLE

Tension anode	490	600 V.
— grille	— 122	— 150 V.
Courant anode	105	70 mA.
— grille	8	0 mA.
Puissance d'attaque.	2	6 W.
— de sortie.	30	12,5 W.

Équivalents : Mazda PP 3/425, TV 250,
 Mullard DO 20,
 Philips F 704,
 Raytheon RK 50,
 RCA UX 250, 50

P 25/500

Triode

Filament à oxydes 6 V. — 1,1 A.

Tension anode max. 600 V.
 Pente 3 mA/V.
 Coeff. d'amplification. 4
 Résistance interne 1.000 Ω
 Dissipation anode max. 35 W.

Équivalents : Cossor 620 T,
 Dario E 106 B,
 Mullard DO 25,
 Osram-Marconi LS 6 A,
 Triotron K 450/25, K 460/40

P 26/500

Triode

Filament à oxydes 4 V. — 2 A.

Pente 4,4 mA/V.
 Coeff. ampli. 3,2
 Résistance interne 730 Ω
 Dissipation anode max. 35 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode. 600 V.
 — grille — 167 V.
 — oscill. grille 145 V.

Cour. anode (2 lampes). 90-965 mA
 Résist. de charge (aa) 5.000 Ω
 Puissance de sortie 90 W.
 — d'attaque 3,5 W.

OSCILLATRICE

Tension anode 600 V.
 — grille — 190 V.
 Courant plaque. 160 mA.
 — grille 14 mA.
 Puissance d'attaque 3,5 W.
 — de sortie. 60 W.

AMPLI HF, modulation par : PLAQUE | GRILLE

Tension anode	490	600 V.
— grille	— 122	— 188 V.
Courant anode	95	82 mA.
— grille	4	0 mA.
Puissance d'attaque.	1	5 W.
— de sortie.	30	16 W.

Équivalents : Mullard DO 26, DO 30,
 Osram-Marconi D 30, PX 25 A

P 27/500

Triode

Filament à oxydes 4 V. — 2 A.

Pente 7,5 mA/V.
 Coeff. ampli. 10
 Résistance interne 1.350 Ω
 Dissipation anode max. 35 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode 600 V.
 — grille — 56 V.
 — oscill. grille 70 V.
 Cour. anode (2 lampes). 90-265 mA.
 Résist. de charge (a-a) 5.000 Ω
 Puissance de sortie 100 W.
 — d'attaque 2,5 W.

OSCILLATRICE

Tension anode. 600 V.
 — grille — 60 V.
 Courant anode 160 mA.
 — grille 16 mA.
 Puissance d'attaque. 2 W.
 — de sortie 60 W.

AMPLI HF, modulation par : PLAQUE | GRILLE

Tension anode	490	600 V.
— grille	— 50	— 60 V.
Courant anode	95	82 mA.
— grille	7	0 mA.
Puissance d'attaque.	1	2 W.
— de sortie.	30	16 W.

Équivalents : Ediswan-Mazda PP 5/400,
 Mullard DO 24,
 Osram-Marconi D 30, PX 25 A,
 Philips F 410,
 Triotron K 480, K 450/25,
 Valvo LK 4200

P 28/500

Triode

Filament à oxydes . . .	7,5 V. — 1,25 A.
Pente	3,85 mA/V.
Coeff. ampli	10
Résistance interne	2.600 Ω
Dissipation anode max.	35 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode.	600 V.
— grille.	— 43 V.
— oscill. grille.	100 mA.
Cour. anode (2 lampes). . .	90-240 mA.
Résist. de charge (a-a) . . .	5.000 Ω
Puissance de sortie	80 W.
— d'attaque	2,5 W.

Équivalents : *Amperex 210, SFR E 155, Raytheon RK 10, Taylor T 20, Western 4043 A, B, C, D, RCA UX 210, Valvo LK 4200*

P 40/800

Triode

Filament à oxyde . . . 7,2 V. — 1,15 A.

Tension anode	800 V.
Pente	2,2 mA/V.
Coeff. ampli.	3,5
Résistance interne.	1.600 Ω
Dissipat. anode max.	40 W.

Équivalents : *Telefunken RV 239, Valvo LK 7115*

P 41/800

Triode

Filament à oxydes . . . 7,2 V. — 1,15 A.

Tension anode max.	800 V.
Pente	2,2 mA/V.
Coeff. ampli.	6,6
Résistance interne.	3.000 Ω
Dissipat. anode max.	40 W.

Équivalents : *Telefunken RV 258, Valvo LK 7110*

P 60/500

Triode

Filament à oxydes 6 V. — 4 A.

Tension anode max.	1.000 V.
Pente	3,5 mA.
Coeff. ampli.	4
Résistance interne.	1.100 Ω
Dissipation anode max. . . .	75 W.

Équivalents : *Cossor 660 T, Mazda ES 60, Mullard DO 60, MZ 05/60, Osram DA 60*

P 100/1250

Triode

Filament à oxydes . . . 10 V. — 3 A.

Pente	4,5 mA/V
Coeff. ampli	13,5
Résistance interne.	3.000 Ω
Dissipation anode max.	100 W.

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode.	1.250 V.
— grille	— 70 V.
— oscill. grille.	100 V.
Cour. anode (2 lampes). . . .	120-340 mA
Résist. de charge (a-a). . . .	8.000 Ω
Puiss. de sortie max.	250 W.
— d'attaque	3 W.

OSCILLATRICE

Tension anode.	1.250 V.
— grille.	— 90 V.
Courant anode	250 mA.
— grille.	50 mA.
Puissance d'attaque.	9 W.
— de sortie	220 W.

AMPLI HF,
modulation par :
PLAQUE GRILLE

Tension anode	1.000	1.250 V.
— grille	— 75	— 89 V.
Courant anode.	210	115 mA.
— grille	35	0 mA.
Puissance d'attaque.	5	4 W.
— de sortie.	145	45 W.

Équivalents : *Amperex 203 A, 211, Mazda EO 75, SFR E 403, RCA 211, 203 A, Western 4211 D, E, Taylor 211, Telefunken RS 237*

P 101/1000

Triode BF

Filament à oxydes 6 V. — 2,7 A.

Pente	4 mA/V
Coeff. ampli	5,5
Résistance interne.	1.400 Ω
Dissipation anode max.	100 W

PUSH-PULL CLASSE B

Tension anode.	1.250 V.
— grille	— 205 V.
— oscill. grille.	200 V.
Cour. anode (2 lampes).	120-350 mA.
Résist. de charge (a-a).	8.000 Ω
Puissance de sortie	270 W.
— d'attaque	6 W.

Équivalents : *Mazda ES 100, Mullard MZ 11100, Osram DA 100, Telefunken RV 2400, Western 287 A*

P 419

Triode BF

Filament à oxydes . . . 4 V. — 0,25 A.

Tension anode 130-190 V.
Dissipation anode max. 3 W.
Pente 1,5 mA/V.
Coeff. ampli. 8,1
Résistance interne 5.400 Ω

Équivalents : Western 4019, 4101

P 420

Triode BF

Filament à oxydes 2 V. — 0,25 A.

Tension anode 130-160 W.
Dissipation anode max. 2,5 W.
Pente 0,74 mA/V.
Coeff. ampli. 40
Résistance interne 54.000 Ω

Équivalents : Western 4020, 4102

P 421

Triode BF

Filament à oxydes . . . 4 V. — 0,25 A.

Tension anode 130-160 V.
Dissipation anode max. 5,5 W.
Pente 3 mA/V.
Coeff. ampli. 6
Résistance interne 2.000 Ω

Équivalents : Western 4021, 4103

P 422

Triode BF

Filament à oxydes . . . 4 V. — 0,25 A.

Tension anode 130-190 V.
Dissipation anode max. 3,5 W.
Pente 2,5 mA/V.
Coeff. ampli. 13
Résistance interne 5.100 Ω

Équivalents : Western 4022, 4104

PV 75/1000

Valve biplaque à vide

Filament à oxydes 2 V. — 4 A.

Tension anode max. 2×1.000 V. eff.
Courant redressé max. 75 mA.

PV 100/2000

Valve biplaque à vide

Filament à oxydes 4 V. — 2,2 A.

Tension anode max. 2×2.000 V. eff.
Courant redressé max. 100 mA.

RG 250/1000

Valve à vapeur de mercure

Filament à oxydes 4 V. — 3 A.

Tension anode max. 1.000 V. eff.
Chute de tension interne 15 V.
Courant moyen redressé 0,25 A.

RG 250/3000

Valve à vapeur de mercure

Filament à oxydes 2,5 V. — 5 A.

Tension anode max. 3.535 V. eff.
Chute de tension interne 10 V.
Courant moyen redressé 0,25 A.

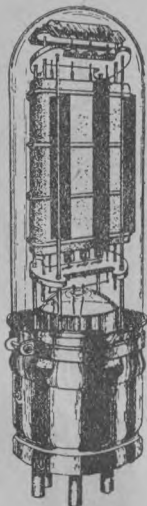
RG 1000/3000

Valve à vapeur de mercure

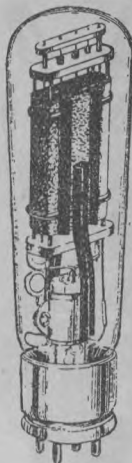
Filament à oxydes 5 V. — 6,75 A.

Tension anode max. 3.535 V. eff.
Chute de tension interne 10 V.
Courant moyen redressé 1,25 A.

LAMPES D'ÉMISSION TUNGSRAM



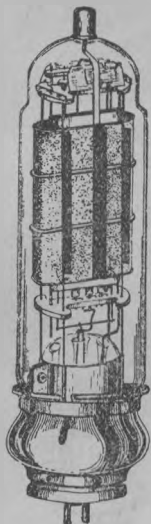
○ 241/2000



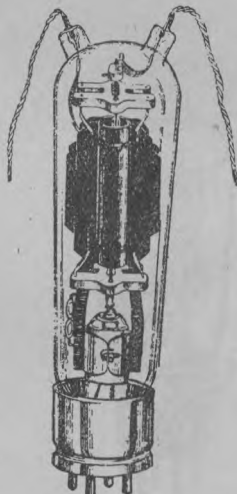
P 60/500
○ 40/1000
OP 70/1000



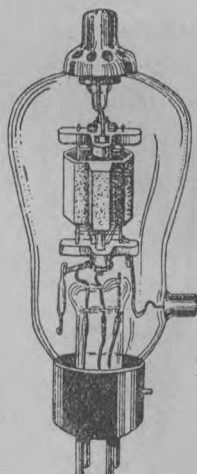
P 100/1250
○ 75/1000



○ 250/2000

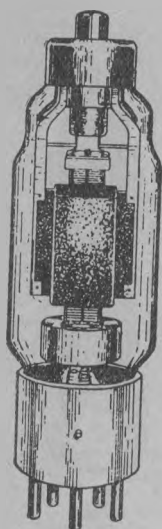


○Q 71/1000

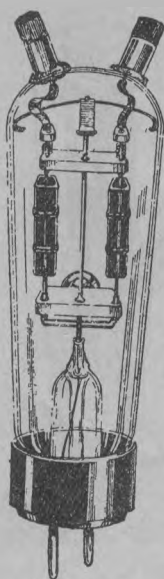


○QQ 56/1500

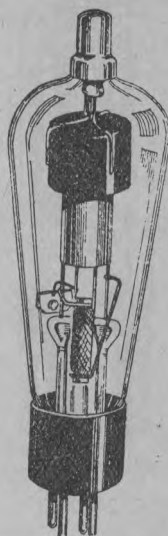
LAMPES D'ÉMISSION TUNGSRAM



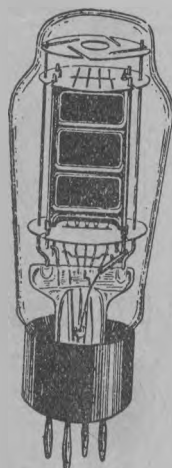
OS 125/2000



PV 100/2000



RG 250/3000



P 25/500
P 26/500
P 27/500

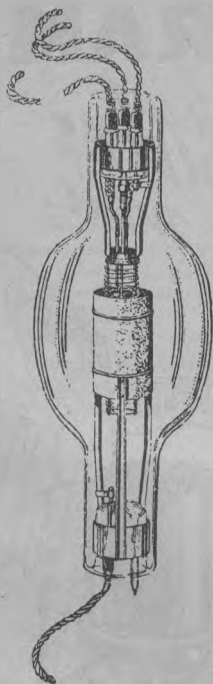


RG 250/1000

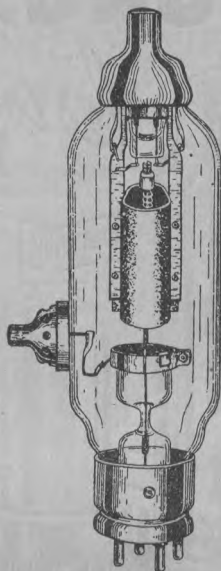


RG 1000/3000

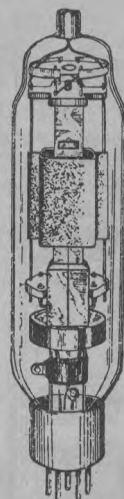
LAMPES D'ÉMISSION TUNGSRAM



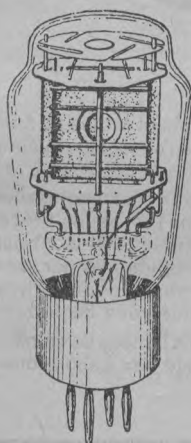
OQ 1500/5000



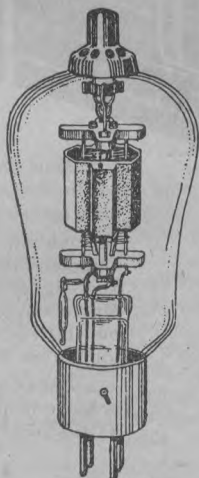
OQQ 150/3000



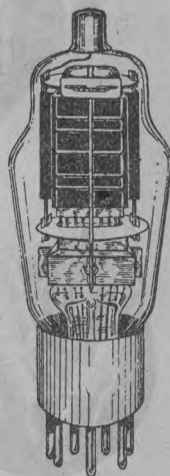
OS 40/1250
OS 70/1750



OQ 15/600

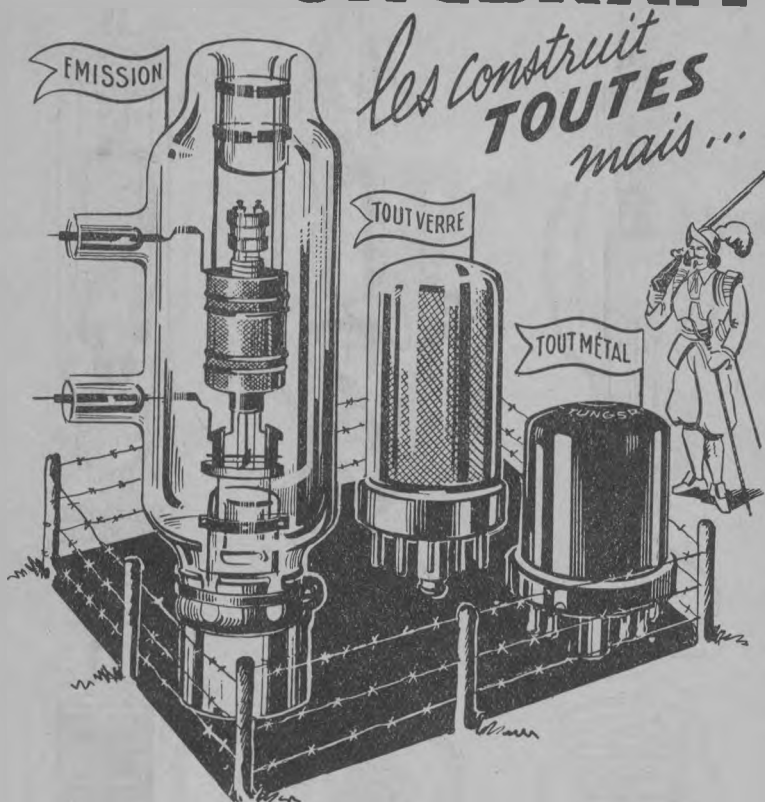


OQQ 55/1500



OS 12/500
OS 12/501

TUNGSRAM



Les construit
TOUTES
mais ...



... Mais provisoirement toutes ne sont pas mises en vente, pour des raisons bien faciles à deviner.

Vous en trouverez néanmoins les caractéristiques dans les pages précédentes, car les restrictions ne sont pas éternelles, et le jour finira bien par venir où TUNGSRAM pourra vous livrer toutes les lampes que vous désirez.

... Sans compter les lampes de demain, actuellement à l'étude aux Laboratoires TUNGSRAM.

REDRESSEURS A HAUTE TENSION

La télévision, l'émission d'amateur, la diathermie, l'essai d'isolement des conducteurs et bien d'autres applications font appel au courant redressé et filtré à haute tension, pour lequel les redresseurs habituels à valve biplaque ne suffisent plus. Quand il faut à la fois beaucoup de volts et de milliampères, la valve monoplaque à vapeur de mercure est tout indiquée.

Suivant le débit demandé, on peut se contenter d'un redresseur monophasé, ou faire appel au redressement triphasé : ce dernier offre l'avantage appréciable de fournir un courant beaucoup plus facile à filtrer, donc d'exiger moins de selfs et de capacités.

Redresseurs monophasés.

Le premier schéma représente un redresseur à deux valves monoplaque, redressant les deux alternances. Il ne présente rien de particulier.

● Le second schéma est un montage en pont. Il redresse les deux alternances avec quatre valves. Son principal avantage est de permettre d'atteindre les hauts voltages continus avec un transformateur de prix abordable, car il n'a qu'un secondaire sans point milieu, et des valves dont chacune supporte seulement la moitié de la tension totale redressée.

● Le troisième schéma est un redresseur qui ne demande que des pièces bon marché. Par exemple, avec des valves 83, la tension redressée filtrée peut dépasser 1.100 volts avec un débit de 0,25 ampère. Les capacités sont simplement des électrolytiques de 8 microfarads à 500 volts, les résistances d'équilibre sont des 25.000 ohms. Le nombre de condensateurs en série dépend évidemment de la tension redressée.

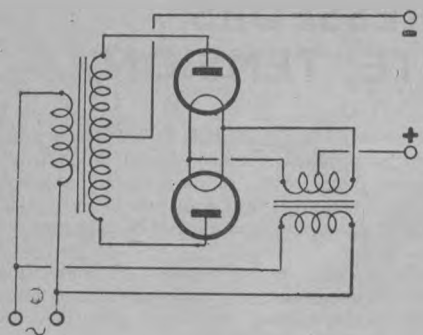
Redresseurs triphasés.

● Le premier schéma concerne un redresseur courant une alternance qui n'offre rien de particulier.

Le second schéma représente un redresseur triphasé monté en pont, qui donne une tension redressée double de celle du schéma précédent, avec les mêmes lampes et la même tension au secondaire du transfo.

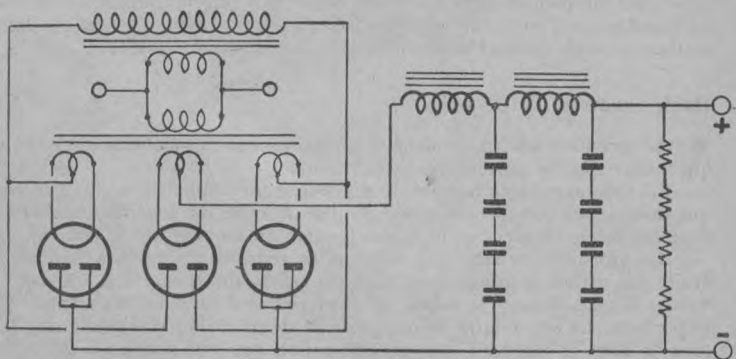
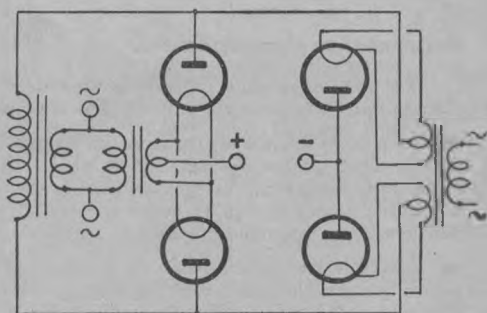
Le troisième schéma est celui d'un redresseur triphasé à double étoile qui utilise le mieux la section du cuivre du primaire et du secondaire : il peut fournir le même courant redressé avec un transfo moins important. Le secondaire se compose de deux étoiles distinctes déphasées de 180° et dont les centres sont réunis par une self à fer dite « de point zéro » qui a pour mission de charger également les deux étoiles malgré les variations de tension ou de phase.

Comme le courant continu passe en opposition dans les deux moitiés de cette self, le fer n'est pas magnétisé et peut être fort réduit. Le courant fourni par ce redresseur n'est pas plus ondulé que celui d'un redresseur hexaphasé et ne demande qu'un filtrage sommaire.



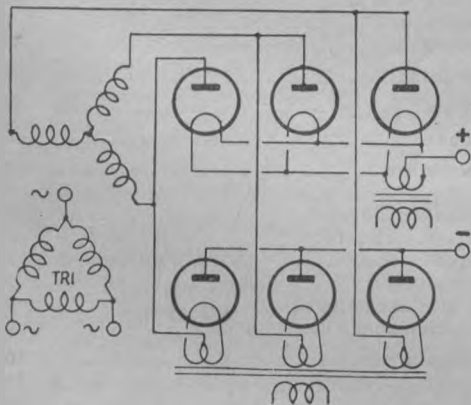
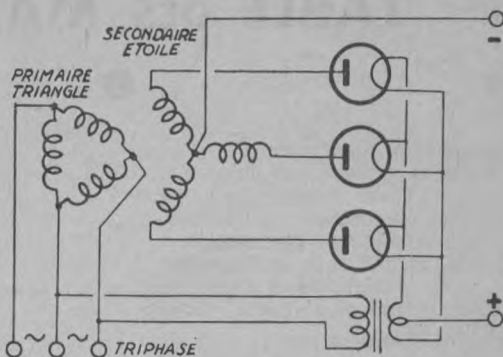
Redresseur monophasé deux alternances.

Redresseur monophasé en pont.



Redresseur monophasé économique.

Redresseur triphasé
une alternance.



Redresseur triphasé
en pont.

Redresseur triphasé
double étoile.

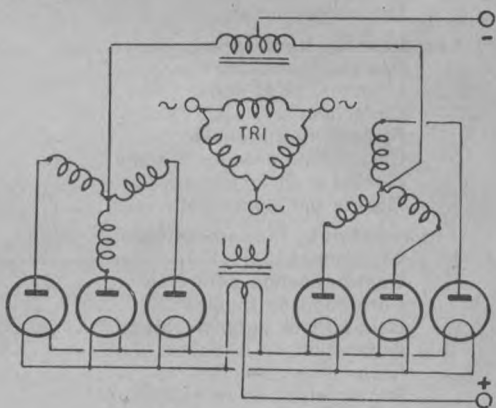


TABLE DES MATIÈRES

Optique électronique	5
Lampes à flux dirigé.....	11
Tubes à rayons cathodiques	13
Microscope électronique.....	14
Télescope électronique	17
Iconoscope et Dissector.....	17
Multiplicateurs d'électrons.....	20
Lampes à vitesse modulée.....	23
Les premiers pas	27
Les mesures et le bon sens	37
Valeurs courantes des R et C	43
Résistance des bobinages.....	47
Les mesures systématiques	48
La chasse aux ronflements	53
Les oscillations parasites	65
Grognements et silences	73
L'alignement des récepteurs	80
Indicateurs d'accord	86
Récepteur à amplification directe	88
Superhétérodyne	90
Alignement classique	94
Alignement par substitution	96
Alignement par arrêt d'oscillateur	97
Alignement sans instruments.....	99
Miniatures et tous-courants	101
L'alimentation	103
Le dépannage	106
Les lampes ersatz.....	108
Les mesures hors série	111
Résistances élevées	112
Inductances et selfs	114
Capacités.....	120
Facteur de surtension	121
Caractéristiques des lampes.....	125
Fidélité d'un ampli.....	128
Mesure par opposition	128
Améliorations, modernisations	130
Les lampes.....	130
Contre-réaction contrôlée	133
Correction de tonalité	134
Haut-parleur supplémentaire	134
Adjonction de la bande O. C.....	136
Résonance du coffret.....	140
Renforceur de relief sonore	141
Sélectivité variable	141
Dépannage de fortune.....	142

Transfos, Selfs et C^o	145
Calcul des éléments	147
Transfo à souder	149
Table des bobinages	150
Survolteur.....	155
Transfo de haut-parleur.....	156
Selfs à fer.....	157
Les appareils du débrouillard	160
Hétérodyne modulée	160
Oscillateur à basse fréquence.....	162
Pont à capacités	163
Output-mètre. Watt-mètre.....	164
Volt-amp-ohm-mètre.....	165
Mégohmmètre.....	167
Output-mètre universel.....	168
Le pick-up	175
Pick-up magnétique	177
Pick-up à cristal	180
Atténuateurs et filtres	181
Troubles de fonctionnement.....	182
Pick-up sans fil	183
Les filtres électriques	185
Anatomie des filtres	187
Filtres symétriques, filtres dérivés.....	190
Formules de filtres	192
Haut-parleurs en plein air	199
Ampli de 100 watts modulés	206
Calcul graphique simple	210
Analyse harmonique	215
Trucs et tours de main	218
Quelques définitions	224
Sensations auditives.....	227
Échelles musicales	228
Conversion des caractéristiques des lampes.....	229
Constantes des circuits.....	230
Logarithmes.....	235
Abaques	242
Le lancement d'un radio-service	259
Vers le succès.....	263
Politique de vente.....	277
Cercles à calcul	282
Comment se font les lampes TUNGSRAM	289
Les lampes de réception	305
Caractéristiques des lampes européennes.....	310 à 346
Caractéristiques des lampes américaines	346 à 383
Schémas d'utilisation des lampes	385 à 393
Lampes d'émission, lampes de puissance et oscillatrices TUNGSRAM	396 à 407
Redresseurs à haute tension	409 à 411



TUNGSTRAM

*a un dépôt
dans votre région*

POUR LA VENTE EXCLUSIVE AUX PROFESSIONNELS

Imprimerie Crété, Corbell.
4563-5-46 - C. O. L. 31-1631.

— ÉDITIONS CRESPIN —
Pavillons-sous-Bols (Seine).
Dépôt légal : 2^e trim. 1946.



