

MINIWATT, 1936-37





PHILIPS

BULLETIN TECHNIQUE

EDITE PAR LE BUREAU D'ETUDES DE LA S.A. PHILIPS
2, CITE PARADIS, PARIS. TEL. TAITB. 69-80 99-80.

No. 30

MAI-JUILLET 1936

Technique transcontinentale 1936-1937 „Miniwatt” rouge

Economie de courant et sécurité

LAMPES
RECEPTRICES
„MINIWATT”

TUBES AMPLI-
FICATEURS

TUBES
REDRESSEURS

TUBES A RAYONS
CATHODIQUES

TUBES
REGULATEURS

CONDENSATEURS
ELECTROLYTIQUES

MOTEURS DE
HAUT-PARLEUR

Economiser, telle est la devise de nos jours.

Philips a compris le besoin impérieux de notre époque. Il faut économiser sur la consommation de l'appareil de T.S.F. tout comme on cherche à réduire la consommation d'essence d'une voiture automobile. Une nouvelle série de lampes ne peut se justifier que si cette série est à même d'offrir, sur l'ancienne, des avantages réels pour le constructeur et pour l'usager.

Les nouvelles „MINIWATT” de la saison 1936-1937 possèdent les caractéristiques poussées de leurs aînées; de plus, les ingénieurs qui les ont conçues ont eu pour idées directrices:

L'économie de courant, la sécurité

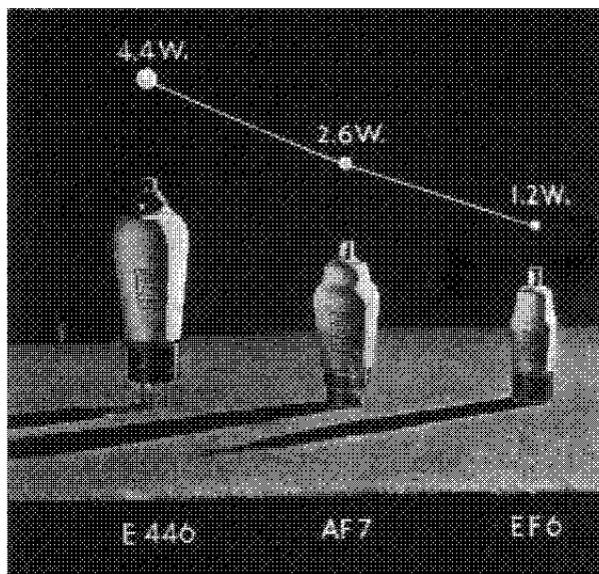
Ils ont donc rejeté toute révolution dans la fabrication, dont les constructeurs auraient eu à subir la mise au point.

Le constructeur qui cherche pour tous les organes équipant ses appareils le maximum de sécurité, ne trouvera nulle part ailleurs des lampes plus intéressantes au point de vue sécurité. L'expérience des Laboratoires PHILIPS en est le plus sûr garant.



La nouvelle série de tubes économiques, la série „Miniwatt” rouge.

Fig. 1



L'évolution de la puissance de chauffage d'une penthode haute-fréquence.

Fig. 2

Les nouveaux EK2 - EF5 - EF6 etc... n'absorbent plus que $6,3 \times 0,2 = 1,26$ W. C'est précisément l'obtention de ces nouvelles cathodes qui a contribué, pour une grande part, à la possibilité de réduction sensible de l'encombrement. Même pour la lampe de puissance EL 2, il a été possible d'opérer cette réduction: $EL2 = 6,3 \text{ V} \times 0,2 \text{ A} = 1,26 \text{ W}$ (ancienne $AL2 = 4 \text{ V} \times 1,1 \text{ A} = 4,4 \text{ W}$).

2° Très petites dimensions

La caractéristique externe principale des nouvelles „MINIWATT” est leur faible encombrement et leur couleur rouge.

Les dimensions de tous les types ont été réduites dans de très grandes proportions: à titre indicatif, le volume de l'octode AK2 de l'ancienne série, était de 110 centimètres cubes, culot compris, tandis que celui de la nouvelle octode EK2 n'est que de 40 centimètres cubes dans les mêmes conditions, soit environ 3 fois moins. Les penthodes H.F. nouvelles EF5 et EF6 ainsi que la duo-diode EBC3 ont des dimensions analogues.

3° Suppression des effets parasites

La réduction au strict minimum des ponts en mica a permis de supprimer l'effet microphonique. De plus, les points de contact entre électrodes et mica sont aussi peu nombreux que possible.

Les parois internes des ampoules ont été recouvertes d'une couche de carbone spécial d'où suppression de l'effet „S”. De ce fait, il n'existe pas de distorsion en B.F. ni de perte de sélectivité en H.F. dues à l'effet „S”.

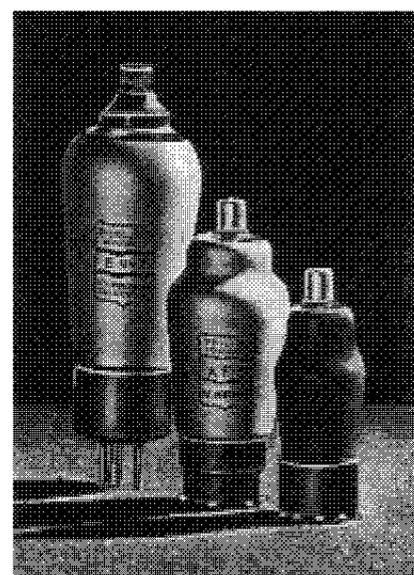
„MINIWATT” présente, pour 1936—1937, deux séries de lampes, constituant un perfectionnement de la technique transcontinentale si appréciée:

- 1) Une série pour Alternatif-Tous Courants et Batteries de voiture, caractérisée par la couleur rouge recouvrant la métallisation habituelle. Tension de chauffage 6,3 volts.
- 2) Une série pour accumulateurs de 2 volts comportant les types les plus modernes.
- 3) Enfin une triode de 15,5 watts à chauffage direct pour compléter la série 4 volts.

Caractéristiques générales

1° Consommation réduite

La puissance de chauffage des lampes actuelles a été réduite de plus de moitié. Les tubes anciens AK2 - AF3 - AF7, etc.... consomment $4 \text{ V} \times 0,65 \text{ A} = 2,6 \text{ W}$. Les nou-



Comparaison des dimensions de la nouvelle penthode EF5 avec d'anciens types.

Fig. 3



4° Amélioration des cathodes

Nous avons déjà mentionné la grosse amélioration consistant dans la réduction considérable de la consommation. Le temps de chauffage se trouve encore plus réduit que pour les anciennes lampes, du fait de la consommation plus faible. Pour la même raison, la dissipation calorifique est moindre et le rendement meilleur.

5° Amélioration des grilles

Les grilles de quelques types de „MINIWATT” de l'ancienne série étaient ovales au lieu d'être cylindriques. Toutes les grilles des nouveaux modèles sont ovales (sauf celle de la EL 5). Donc, pour toutes les lampes de la série 1936—1937, il n'y a plus qu'une direction de déplacement critique au point de vue de la rigidité. Les faibles déplacements accidentels des grilles pouvant entraîner des modifications de caractéristiques sont pratiquement impossibles, les électrodes étant fortement fixées et leur masse étant considérablement diminuée du fait de leurs faibles dimensions. Enfin, l'émission thermique de la grille a été supprimée par l'utilisation, pour les supports de grille, d'un métal spécial à grande conductibilité calorifique.

6° Amélioration des anodes

Toujours dans le but de supprimer l'émission thermique de la grille, les anodes sont recouvertes d'une fine couche de carbone spécial. Ainsi le rayonnement calorifique vers l'extérieur est plus grand, d'où température plus basse à l'intérieur du système des électrodes.

7° Métallisation

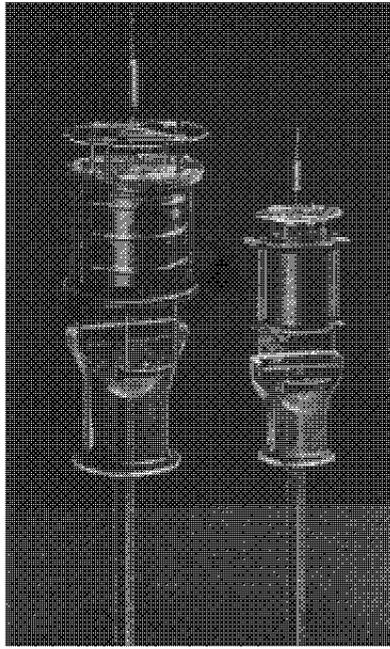
Comme leurs aînées, les nouvelles „MINIWATT” sont métallisées de façon à éviter l'emploi d'un blindage auxiliaire. Une amélioration a été cependant apportée à cette métallisation. Elle consiste dans un vernis de couleur rouge recouvrant la couche métallique et rendant cette dernière moins vulnérable aux agents tels que poussières, contacts avec corps salissants etc.... et qui sera le signe distinctif de la série.

8° Amélioration des caractéristiques des sélectodes

Les lampes à pente variable telles que la penthode H.F. EF5 et l'octode EK2 ont fait l'objet d'études approfondies d'où il résulte qu'elles possèdent des caractéristiques pratiquement parfaites. La cross-modulation, le ronflement de modulation, la distorsion de modulation ont été réduits à un tel degré que l'on peut prétendre que ces phénomènes sont inexistantes avec les nouvelles lampes.

9° Octode perfectionnée au maximum

Le glissement de fréquence déjà très faible dans l'octode ancienne AK2 a été encore réduit dans la nouvelle octode EK2. Le courant anodique a été réduit de 1,6 mA à 1 mA, ce qui a permis de diminuer encore le souffle déjà très faible. Le perfectionnement le plus important que présente l'octode EK2 consiste dans l'existence, à l'intérieur de l'ampoule même, d'un condensateur minuscule dont une armature est reliée à la grille 1, l'autre armature étant connectée à la grille 4. C'est un condensateur de neutrodynage évitant, en ondes très courtes, le couplage électronique ainsi que le phénomène connu sous le nom de „entraînage”. Grâce à la présence de



Construction interne de la nouvelle octode EK2 comparée avec la construction du type précédent, la AK2 (à gauche).

Fig. 4

cette petite capacité, les deux réglages d'accord et d'hétérodyne sont pratiquement indépendants. La nouvelle octode neutrodynée est, de ce fait, incomparable en ondes très courtes, ce qui est particulièrement intéressant pour la réception des émissions de télévision à haute définition sur des longueurs d'ondes de 5 à 10 mètres.

10° Standardisation des culots

Toutes les nouvelles „MINIWATT” sans exception, sont munies d'un même culot, le type P déjà utilisé dans la série précédente, même la double diode EB4. Les avantages de ce culot sont suffisamment connus aujourd'hui pour qu'il ne soit pas nécessaire de les exposer à nouveau.

11° Série unique CA, CC/CA et Auto

Enfin il n'y a plus qu'une série de tubes pour les postes alternatifs et les postes „tous courants”. Toutes les nouvelles „MINIWATT”, à l'exception des types pour amplification B.F.: EL2, EL3, EL5 et des redresseurs EZ2, EZ3, EZ4, sont étudiées pour être employées indistinctement pour la construction des deux types d'appareils précités. Pour les postes tous courants, on a donc à sa disposition les tubes nouveaux EK2, EF5, EF6, EB4, EBC3, groupe qu'on peut compléter par la lampe B.F. CL2 et le redresseur CY2 qui existent déjà.

Quant à l'emploi de ces tubes pour récepteurs d'autos, nous y reviendrons dans l'article suivant.

Les types de lampes

Série „Miniwatt” rouge

EB 4	duodiode	à 2 cathodes séparées permettant des montages spéciaux.
EBC 3	duodiode-triode	amplification B.F. avec diode pour la détection et diode pour le réglage automatique ou d'autres applications.
EF 5	penthode H.F.-sélectode	amplification haute et moyenne fréquence avec réglage automatique.
EF 6	penthode H.F.	amplification H.F., M.F. et B.F., détection.
EK 2	octode	changeuse de fréquence.
EL 2	penthode de sortie	puissance utile 3,6 watts.
EL 3	penthode de sortie	à pente élevée; puissance utile 4,4 watts.
EL 5	penthode de sortie	à pente élevée; puissance utile 7,7 watts.
EZ 2	redresseur biplaque	puissance 2×350 V pour 60 mA.
EZ 3	redresseur biplaque	„ 2×400 V pour 100 mA.
EZ 4	redresseur biplaque	„ 2×400 V pour 175 mA.
4678¹⁾	trèfle cathodique	accord visuel.

¹⁾ La nouvelle appellation de cette lampe est EM1.



Série 4 volts alternatif

AD 1 triode de sortie dissipation 15,5 watts, puissance utile 4,2 watts.

Série 2 volts batteries

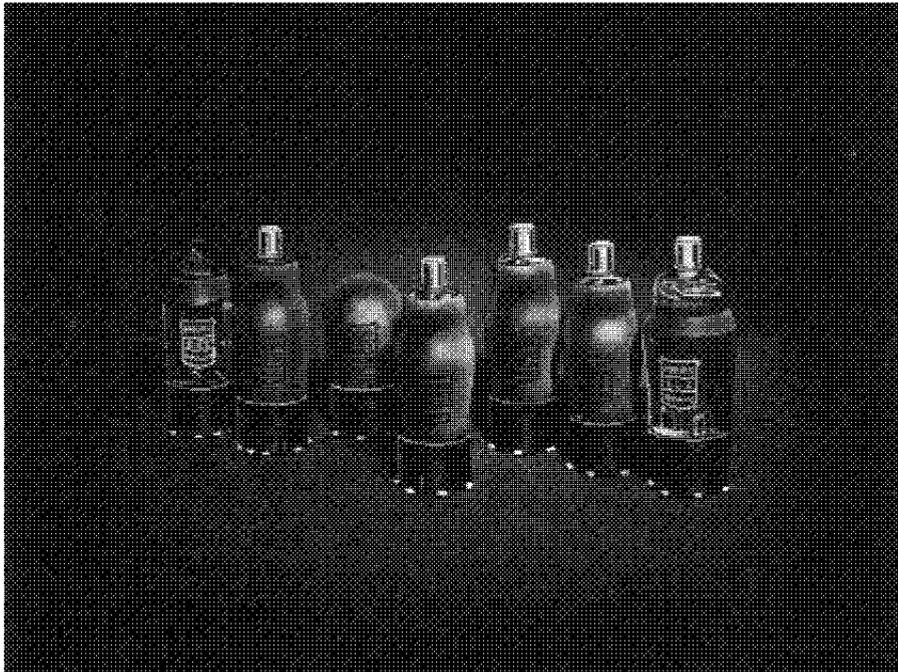
KB 2 duodiode à chauffage indirect.
KBC 1 duodiode-triode amplification B.F. avec diode pour la détection et diode pour le réglage automatique ou d'autres applications.
KF 3 penthode H.F.-sélectode amplification haute et moyenne fréquence avec réglage automatique.
KF 4 penthode H.F. amplification H.F., M.F. et B.F., détection.
KK 2 octode changeuse de fréquence.
KL 4 penthode de sortie à faible consommation de courant, puissance utile 440 mW.



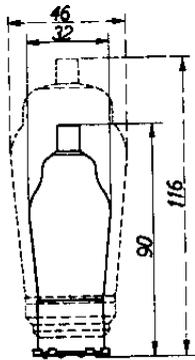
„Miniwatt“ pour récepteurs de voitures automobiles

Malgré les possibilités de vente futures, les récepteurs pour autos sont en nombre insignifiant sur le marché, contrairement à ce qui existe aux Etats-Unis; ceci est dû à la grande différence qui caractérise les conditions du marché automobile et celles du marché de la T.S.F. en Europe et de l'autre côté de l'Atlantique. En Europe, on veut que les dimensions des récepteurs soient notablement plus petites que celles adoptées aux Etats-Unis, étant donné, qu'en moyenne, les voitures européennes n'ont pas la puissance des voitures qui circulent en Amérique, par suite des taxes différentes et des frais plus élevés de consommation. D'autre part, le pouvoir d'achat diminué aura pour conséquence que les voitures construites en Europe seront encore plus petites. Il sera même possible que nous voyions apparaître bientôt, sur notre marché, de petites voitures populaires. Ceci est une nouvelle raison pour prévoir des récepteurs de faible encombrement. Cet état de choses est encore aggravé du fait que l'on exige que l'appareil puisse recevoir à volonté les petites ondes et les grandes ondes. En Amérique on se contente de la réception des petites ondes, de sorte que les bobines sont plus petites, le dispositif de commutation n'est pas nécessaire, etc. Les dimensions jouent naturellement aussi un rôle important dans l'établissement du prix de revient du récepteur. Les petits récepteurs sont, en général, moins chers que les grands, ce qui constitue une raison supplémentaire pour que l'automobiliste se décide en leur faveur. Le prix réduit permettra de réaliser des chiffres d'affaires élevés et c'est précisément le grand nombre d'appareils en usage qui propagera de plus en plus la connaissance de leurs avantages, de sorte que ces postes constitueront une belle publicité pour leur propre cause. Une autre raison du peu d'intérêt réservé jusqu'à présent aux récepteurs pour voitures automobiles en Europe s'explique par le fait que les constructeurs disposaient, il est vrai, d'une série de lampes pour leur réalisation, mais comme la technique n'était pas encore tout à fait au point, ces lampes n'avaient pas encore

atteint le degré de perfection voulu. Elles exigeaient encore une puissance de chauffage assez élevée, tandis que, d'autre part, on n'était pas parvenu à en réduire suffisamment les dimensions pour permettre la construction de postes récepteurs de dimensions vraiment réduites. Une puissance de chauffage faible est de la plus haute importance pour

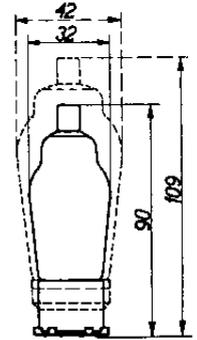


Composition intéressante des nouveaux tubes pour l'auto-radio.
Fig. 1



Comparaison des dimensions de l'ancien tube EK1 et du nouveau tube EK2. Le contour en pointillé indique les dimensions de l'octode EK1.

Fig. 2



Comparaison des dimensions de l'ancienne penthode H.F. EF2 et de la nouvelle penthode EF5. Le contour en pointillé, indique les dimensions de la penthode EF2.

Fig. 3

les lampes destinées aux récepteurs auto-radio, ainsi que nous l'avons déjà expliqué, surtout en Europe, où les petites voitures sont équipées avec des batteries de plus faible capacité que les voitures américaines correspondantes. D'ailleurs, la seule condition de faible encombrement des postes, impose déjà de petites dimensions pour les lampes.

„Miniwatt” a fait oeuvre de pionnier dans ce domaine en créant une série de lampes qui répondent parfaitement aux conditions que l'on vient d'énumérer et qui constituent un sérieux progrès à tous les points de vue.

Les nouveaux tubes de la „série rouge” dont la puissance de chauffage est de 1,26 watt seulement, ont été également étudiés pour les récepteurs auto-radio. Leur faible consommation ainsi que leurs dimensions excessivement réduites se prêtent particulièrement bien à cette utilisation. En outre, la possibilité d'obtenir avec

ces lampes des amplifications considérables, permet de réduire au minimum le nombre de lampes d'un récepteur auto-radio, ce qui est encore particulièrement intéressant en ce qui concerne le débit de la batterie de la voiture. La construction très ramassée permet d'offrir une grande résistance aux trépidations et aux chocs, point important pour des tubes devant fonctionner dans des conditions très sévères.

Tout comme les anciennes, les nouvelles lampes pour récepteurs auto-radio sont munies du culot standard P dont les caractéristiques sont particulièrement avantageuses. Outre la réduction des dimensions des lampes que ce culot a permis de réaliser, les supports les maintiennent beaucoup mieux, de sorte que celles-ci ne sortent pas de leurs supports par suite des trépidations de la voiture. Quoique ces nouvelles lampes aient une tension de chauffage de 6,3 volts, elles conviennent, non seulement pour les voitures munies de batterie de trois éléments, mais aussi à celles qui sont équipées de batteries de six éléments. En effet, ces dernières permettent de monter les lampes en série, par paires, ce qui porte la tension de chauffage à $2 \times 6,3 = 12,6$ volts.

Puisque la redresseuse EZ 2 ne se prête pas à la mise en série avec un autre tube, son courant de chauffage étant de 0,40 A, on mettra en série avec elle une résistance chutrice ou bien on choisira dans ce cas comme redresseuse, la FZ 1, dont le filament a été étudié pour 13 volts. La présence d'une duodiode à deux cathodes séparées est particulièrement avantageuse pour les récepteurs de voitures automobiles. Elle permet d'obtenir très simplement le réglage silencieux sans lampe additionnelle. Le réglage silencieux est essentiel dans ce type de récepteur: la sensibilité doit être élevée à cause du faible rendement de l'antenne et le souffle entre les réglages des diverses stations serait très gênant sans ce dispositif.

Nous citons ci-dessous les types de tubes de la „série économique rouge” pour récepteurs d'automobiles:

EB 4 duodiode

à 2 cathodes séparées permettant des montages spéciaux

EBC 3 duodiode-triode

amplification B.F. avec diode pour la détection et diode pour le réglage automatique ou autres applications

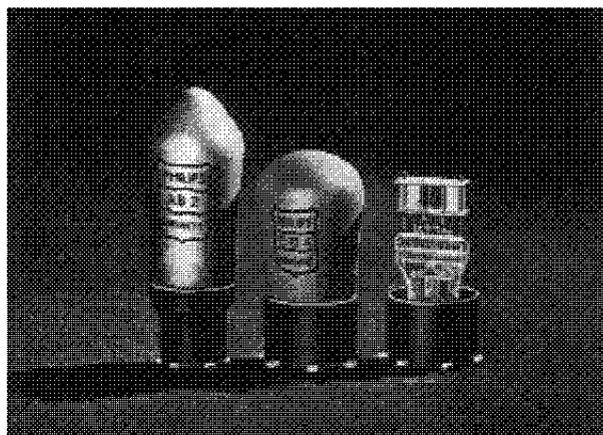


EF 5	pentode H.F.-sélectode	amplification haute et moyenne fréquence avec réglage automatique
EF 6	pentode H.F.	amplification H.F., M.F. et B.F., détection
EK 2	octode	changeuse de fréquence
EL 2	pentode de sortie	puissance utile 3,6 watts
EZ 2	redresseuse biplaque	puissance 2×350 V pour 60 mA.

On trouvera la description de ces tubes dans les articles suivants.



La duodiode EB 4 à cathodes séparées



Comparaison entre la nouvelle duodiode EB 4 à cathodes séparées et la duodiode précédente: AB 2, construction intérieure de la EB 4.

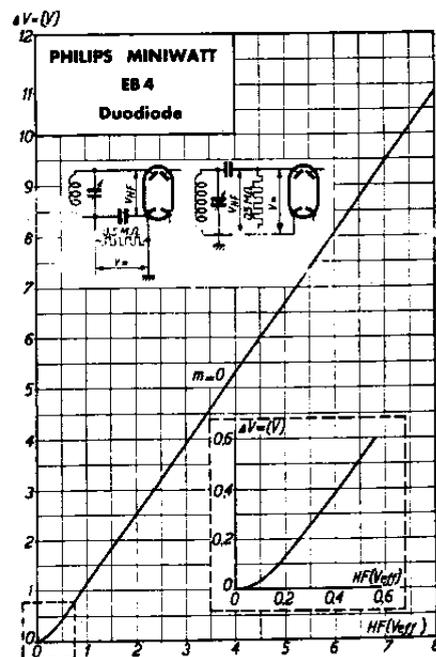
Fig. 1.

culot à 5 contacts type V utilisé pour la AB 2. Malgré l'emploi d'un culot plus grand, l'encombrement de ce tube n'est pas plus élevé que celui de la AB 2; c'est surtout en hauteur qu'on a pu gagner considérablement. Cette diode est munie d'un filament dont la tension de chauffage est de 6,3 volts, qui nécessite un courant de 200 mA. Il en résulte que cette lampe peut être utilisée presque universellement; dans les récepteurs alternatifs à tension de chauffage de 6,3 volts aussi bien que dans les récepteurs auto-radio, et dans les récepteurs „tous courants” à circuit de chauffage de 200 mA.

En réunissant les deux cathodes cette lampe peut être utilisée suivant les mêmes montages, déjà connus, que la AB 2 à cathode unique. La séparation des deux cathodes offre cependant des avantages sur la duodiode à cathode unique. D'une façon générale, on peut dire que la séparation des deux systèmes diodes permet de les connecter séparément à un circuit différent de l'appareil. Le blindage évite l'influence mutuelle des deux systèmes, comme nous l'avons déjà fait remarquer. Une des diodes sera généralement utilisée, de la manière connue, comme détectrice. L'autre diode servira pour remplir des fonctions auxiliaires, mais en admettant qu'on veuille utiliser ce système de la manière habituelle pour le réglage automatique du volume sonore, la séparation des cathodes peut encore offrir des avantages:

- a. Comme nous aurons l'occasion de l'indiquer dans un prochain numéro du Bulletin Technique, avec le réglage manuel du volume sonore des difficultés peuvent se présenter si la cathode de la diode est

La duodiode EB4 résulte d'un perfectionnement dans la construction de la AB2 déjà connue. Au lieu d'avoir deux anodes entourant la même cathode, cette lampe contient deux cathodes distinctes montées l'une à côté de l'autre, chacune desservant une anode-diode (voir aussi la figure 1). Ces deux systèmes diodes sont séparés par un blindage qui est réuni à un contact spécial sur le culot. Ce blindage évite toute interaction d'un système sur l'autre par des électrons perdus et il garantit ainsi une indépendance presque idéale des deux systèmes à l'intérieur de l'ampoule. Par suite du plus grand nombre de contacts nécessaires sur le culot, on a prévu pour ce tube un culot standard P à 8 contacts au lieu du



Augmentation de la tension continue (ΔV) aux bornes de la résistance de fuite d'une diode de la EB 4 en fonction de la tension alternative haute fréquence non-modulée. Cette courbe est valable pour une résistance de fuite de 0,5 mégohm.

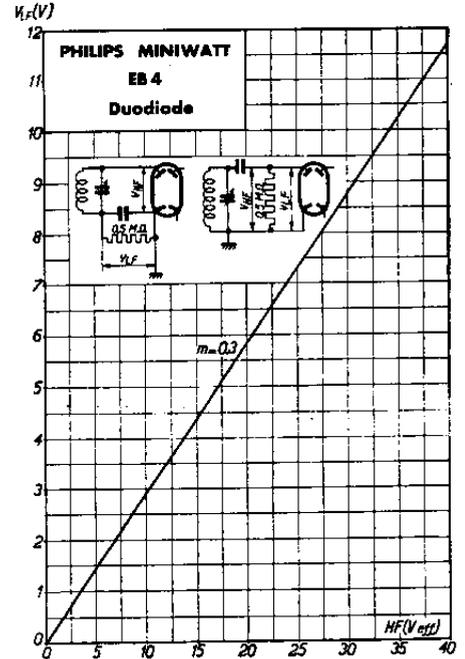
Fig. 2.



reliée directement à la cathode de la lampe basse fréquence suivante pour obtenir le retard du réglage automatique. La capacité qui peut exister entre la base du secondaire du dernier transformateur moyenne fréquence et la masse rend impossible la réduction à zéro du volume sonore si la résistance cathodique de la lampe B.F. n'est pas shuntée par une capacité de valeur élevée, par exemple de $25 \mu\text{F}$. Cette difficulté peut être évitée d'une façon excessivement simple en utilisant la EB 4 à cathodes séparées. On mettra alors la cathode de la diode détectrice directement à la masse (voir fig. 4) et ce sera uniquement la cathode de l'autre diode qui recevra une polarisation positive par sa réunion à la cathode de la lampe B.F. suivante. Cela permet alors de choisir une capacité plus faible pour découpler la résistance cathodique. Il ne faudrait pas malgré cela choisir une capacité trop faible pour ne pas compromettre la bonne reproduction des notes basses.

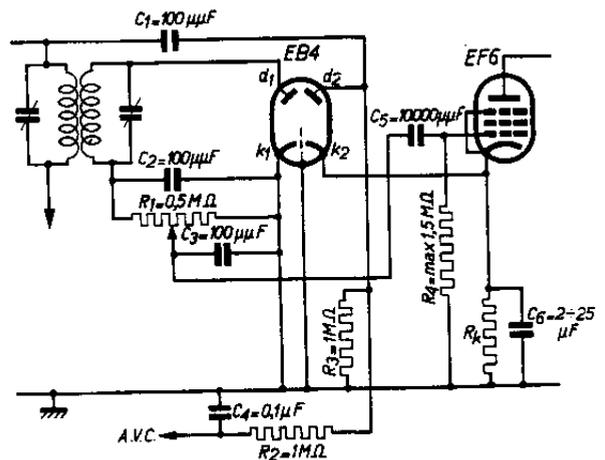
- b. Un montage très souvent utilisé servant à éliminer les parasites entre stations durant la manoeuvre du réglage d'accord est représenté, figure 5a. Si aucun signal n'attaque la diode détectrice d_2 , celle-ci reçoit une polarisation égale à la différence entre les tensions V_k est V_a . (On choisira V_k plus élevée que V_a). Pour des signaux dont la tension (valeur de crête) est plus élevée que la différence $V_k - V_a$ il y aura détection par d_2 . Le point B aura alors une tension négative. Cette tension négative sera appliquée à la grille de la lampe B.F. suivante au moyen de la résistance R_2 . Cette dernière lampe reçoit donc une polarisation négative plus forte, d'où il résulte une baisse de la tension V_k . Lorsque V_k aura pris la même valeur que V_a , la diode d_2 ne sera plus polarisée et la détection se fera normalement.

Avec ce montage une difficulté se présente cependant si l'on désire obtenir le réglage automatique différé au moyen de la diode d_1 . Alors bien souvent la tension V_k ne correspondra pas au retard nécessaire pour d_1 (fig. 5a). Dans ce cas on a donc avantage à utiliser la EB 4 à cathodes séparées. Elle permet d'appliquer à la cathode de la diode régulatrice le retard V_{a_2} désiré, sans avoir à s'occuper de la tension de cathode de la détectrice diode (voir la figure 5b).



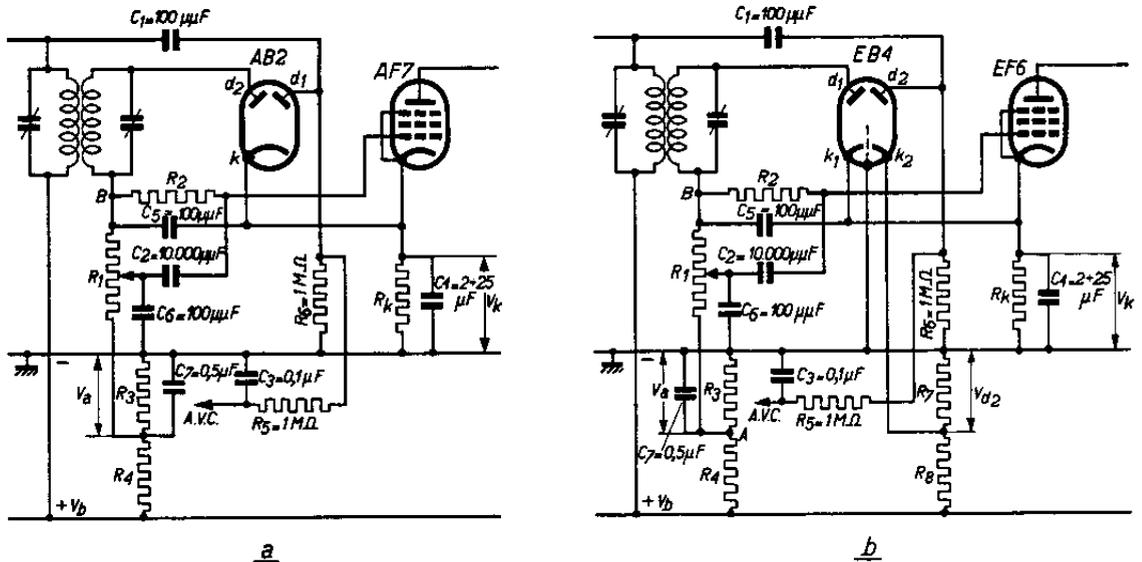
Tension alternative basse fréquence (V_{LF}) aux bornes de la résistance de fuite d'une diode de la EB 4 en fonction de la tension alternative haute fréquence modulée à 30% ($m = 0,3$). Cette courbe est valable pour une résistance de fuite de 0,5 mégohm.

Fig. 3.



Montage d'un système à réglage automatique différé mettant à profit la séparation des cathodes des diodes de la EB 4. Cette disposition permet d'éviter très simplement le volume sonore résiduel lorsque le potentiomètre de volume sonore est au zéro.

Fig. 4.



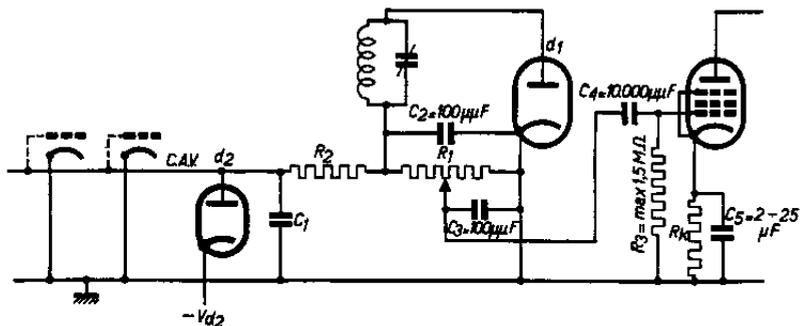
a. Montage d'un système à réglage silencieux et à réglage automatique différé du volume sonore utilisant la duodiode AB 2. Ce montage présente l'inconvénient de ne pas permettre le choix indépendant du retard du réglage automatique.

b. Montage d'un système à réglage silencieux et à réglage automatique différé du volume sonore utilisant la duodiode EB 4 à cathodes séparées. Ce montage permet de choisir à volonté le retard du réglage automatique.

Fig. 5.

c. Les montages indiqués figures 4 et 5 ont l'inconvénient de provoquer un amortissement des deux circuits du filtre de bande, par l'élément diode placé sur chaque circuit. Cela influence évidemment de façon défavorable l'amplification et la sélectivité possible. La EB 4 à cathodes séparées permet d'établir un montage comportant un réglage automatique différé dans lequel le filtre de bande moyenne fréquence est amorti par une diode seulement. De plus, ce montage présente l'avantage de produire un silence entre les stations puisque la diode détectrice sera bloquée pour les signaux d'antenne faibles. On économise en même temps dans la construction de l'appareil quelques résistances et condensateurs.

La figure 6 représente le schéma de principe de ce montage. Les deux diodes de la EB 4 y ont été dessinées à des places différentes pour rendre le schéma plus compréhensible. La diode d_1 fournit la tension de basse fréquence et, en même temps, la tension régulatrice du C.A.V. Aussi longtemps que la tension régulatrice est inférieure à la tension $-V_{d_2}$, appliquée à la cathode de la diode d_2 , un courant passe dans cette dernière. La faible résistance interne de la diode permet de retrouver aux bornes du condensateur C_1 à peu près la tension $-V_{d_2}$. La polarisation des grilles des sélectodes ne varie donc



Principe du montage du réglage automatique différé du volume sonore et du réglage silencieux, utilisant la duodiode EB 4 à cathodes séparées. Cette disposition présente l'avantage de n'amortir qu'un seul circuit du filtre de bande précédent, d'où amplification et sélectivité meilleures. Ce montage permet aussi d'économiser dans la construction les résistances cathodiques ainsi que les condensateurs de découplage correspondants sur les sélectodes où s'opère le réglage automatique.

Fig. 6.



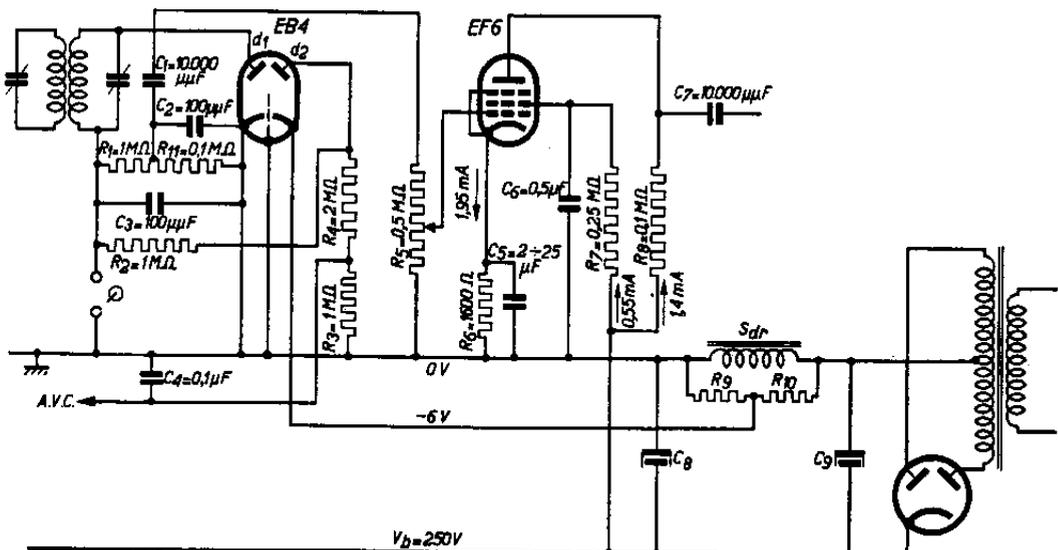
pas. Si toutefois la tension régulatrice dépasse la valeur de $-V_{d_2}$, la diode d_2 sera bloquée et le réglage automatique commence à fonctionner.

Avant que l'effet du C.A.V. commence il y aura passage de courant dans la diode d_2 , et donc dans les résistances R_1 et R_2 . On trouve alors pour la résistance R_1 une chute de tension égale à $-\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{d_2}$. Cette tension polarise la diode d_1 et aussi longtemps que l'amplitude du signal reste inférieure à cette polarisation, la détection n'a pas lieu; l'appareil reste donc muet. Si des signaux plus forts se présentent la diode d_2 est, comme nous l'indiquons déjà, bloquée et il n'y aura plus passage de courant diode dans les résistances R_1 et R_2 . Par conséquent la polarisation de la diode d_1 sera nulle et la détection se fera normalement. Puisque la tension $-V_{d_2}$ aux bornes du condensateur C_1 se retrouve pour les signaux d'antenne faibles sur les grilles des sélectodes réglées, on économise pour ces lampes les résistances cathodiques ainsi que les condensateurs de découplage. De l'absence de ces résistances de cathodes il résulte également une action un peu plus énergique du C.A.V. (La diminution de la chute de tension dans les résistances cathodiques pour une augmentation de la tension régulatrice sur les grilles contrarie l'action de cette dernière).

Le montage de la figure 6 présente cependant un inconvénient. Si l'on désire un retard assez grand sur la diode d_1 on sera obligé de choisir pour $-V_{d_2}$ une valeur élevée. Mais puisque $-V_{d_2}$ se retrouve sur les grilles des sélectodes, il en résulte immédiatement que la sensibilité de l'appareil est plus faible.

Si l'on veut appliquer à la diode d_1 une polarisation retardatrice élevée sans diminuer la sensibilité de l'appareil, on doit donc réduire la tension aux bornes du condensateur C_1 au moyen d'un diviseur de tension et appliquer cette tension réduite aux grilles des sélectodes. Mais dans ce cas on ne divise pas seulement la tension $-V_{d_2}$, mais aussi la tension régulatrice; d'où il résulte un contrôle automatique du volume sonore moins énergique.

Il est donc évident que pour ce montage un compromis doit être établi entre l'efficacité du



Montage pratique d'un réglage automatique différé avec réglage silencieux utilisant la duodiode EB 4 à cathodes séparées.

Fig. 7.



réglage silencieux, l'action énergétique du C.A.V. et la sensibilité de l'appareil. On a représenté, figure 7, un montage qui dans la pratique a fait ses preuves. La tension $-V_{d_2}$ a été choisie égale à -6 volts, la polarisation de la diode d_1 est donc de $\frac{R_1}{R_1 + R_2}(-6) = -2$ volts. La polarisation minimum des sélectodes réglées est aussi de $-\frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot 6 = -2$ volts. On applique alors aux grilles des sélectodes réglées une partie de la tension régulatrice maximum disponible égale à $\frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_4} = \frac{1}{4}$. On sera donc obligé de régler au moyen de plusieurs lampes pour obtenir une action énergétique du C.A.V. (voir aussi le montage de la page 207).

Dans le schéma de la figure 7 la résistance de fuite de la diode et le potentiomètre de volume sonore ont été montés d'une manière spéciale. Les avantages de ce montage sont les suivants:

- 1) L'amortissement du circuit moyenne fréquence par la diode détectrice a été réduit par le choix d'une résistance de fuite de valeur élevée.
- 2) Le potentiomètre de volume sonore a été monté de telle sorte que l'on évite des craquements, même si celui-ci est de qualité médiocre. L'inconvénient d'un tel montage du potentiomètre de ne pouvoir recevoir sans distorsion les émissions à grande profondeur de modulation a cependant été évité.
- d. Nous remarquons encore, que dans plusieurs montages de syntonisation automatique, qui présenteront dans un avenir prochain un intérêt considérable, la EB 4 à cathodes séparées peut rendre de grands services. Nous aurons l'occasion d'y revenir dans un prochain Bulletin.

En étudiant cette lampe on a cherché à réduire autant que possible la capacité entre les deux anodes-diodes. On évite ainsi un couplage parasite entre les différents circuits auxquels ces diodes sont connectées. Cette capacité comparée à celle de la AB 2 est beaucoup plus faible. Bien que les deux diodes soient connectées au culot, la EB 4 peut très bien servir dans les appareils tous courants. Ce mode de connexion simplifie beaucoup le câblage et ne provoque pas pour cela de ronflement.

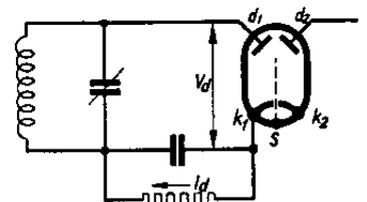
Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif ou courant continu, alimentation en parallèle ou en série.

Tension de chauffage $V_f = 6,3$ V
 Courant de chauffage $I_f = 200$ mA

Capacités

$C_{d_1 d_2} < 0,2 \mu\mu\text{F}$
 $C_{d_1 k_1} = 1,2 \mu\mu\text{F}$
 $C_{d_2 k_2} = 1,2 \mu\mu\text{F}$



Principe du montage de la diode et définition de V_d et I_d .

Fig. 8.

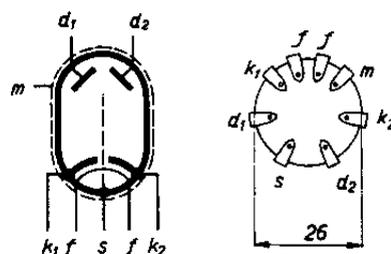


Limites fixées pour les caractéristiques

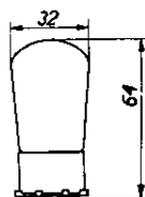
Tension maximum de signal admissible (valeur de crête) $V_{d_1 max} = V_{d_2 max} = 200 \text{ V}$
 Courant diode maximum admissible $I_{d_1 max} = I_{d_2 max} = 0,8 \text{ mA}$
 Tension maximum entre filament et cathode $V_{fk_1 max} = V_{fk_2 max} = 75 \text{ V}$
 Résistance maximum entre filament et cathode $R_{fk_1 max} = R_{fk_2 max} = 20.000 \Omega^1)$
 Point de naissance du courant diode $V_{d_1} (I_{d_1} = 0,3 \mu\text{A})_{max} = V_{d_2} (I_{d_2} = 0,3 \mu\text{A})_{max} = -1,3 \text{ V}$
 Tension maximum entre les deux cathodes $V_{k_1 k_2 max} = 100 \text{ V}$

Utilisation

La duodiode EB 4 est spécialement destinée à la détection dans les récepteurs à amplification directe et dans les superhétérodynes. Elle peut produire également une tension négative pour le réglage automatique et elle permet d'y appliquer une tension retardatrice pour le réglage différé. Pour le réglage automatique nous vous prions de vous reporter aux Bulletins Techniques No. 11 et 12, dans lesquels les schémas en question ont été décrits d'une façon approfondie. La figure 9 indique les connexions du culot et la fig. 10 donne les dimensions de cette lampe. L'ampoule est métallisée, de sorte qu'un blindage supplémentaire serait superflu. Les connexions du support de lampe doivent être faites avec beaucoup de soin pour éviter le ronflement et il faut surtout éviter les capacités parasites entre les anodes et le filament. Dans les circuits „tous courants” il faut prendre soin de brancher le filament de cette lampe directement au châssis. Cela permet de réduire davantage encore le ronflement du secteur. Il faut aussi observer que dans les appareils tous courants il y aura avantage à se servir de la diode d_2 (voir fig. 9) pour la détection, car celle-ci est réunie à un contact sur le culot plus éloigné des contacts des filaments que la diode d_1 . D'une manière générale il faut avoir soin de ne pas dépasser les valeurs des tensions, courants et résistances. Les valeurs de la tension de crête et du courant diode maxima sont si élevées, que l'attaque directe de toute penthode de sortie normale est possible, particulièrement des penthodes EL 3 et EL 5. On connectera de préférence le blindage marqué s sur le schéma du culot (fig. 9) à la masse de l'appareil.



Disposition des électrodes et connexions sur le culot du tube EB 4. Fig. 9

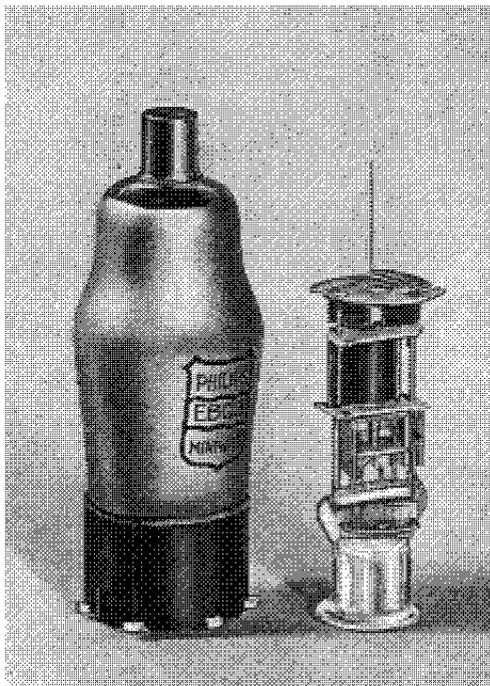


Encombrement du tube EB 4. Fig. 10.

¹⁾ Pour une résistance cathodique plus petite que 1000 ohms, le condensateur de découplage doit avoir une valeur d'au moins 0,05 μF et pour une résistance plus élevée un condensateur d'au moins 1 μF .



La duodiode-triode EBC 3



La nouvelle duodiode-triode EBC 3 et sa construction interne.

Fig. 1

obtenue avec la lampe EBC 3 est d'environ 20, elle suffit dans la plupart des cas. Cette amplification relativement modérée permet d'obtenir une détection toujours linéaire, même pour les signaux d'antenne très faibles. Si elle ne suffit pas, une lampe de sortie à pente élevée, la EL 3, permettra d'augmenter considérablement la sensibilité en basse fréquence.

Les deux diodes sont raccordées à deux contacts du culot, la grille de commande de la partie triode au sommet de l'ampoule. Pour éviter la réaction de la partie basse fréquence sur la partie détectrice, un blindage connecté à la cathode est intercalé entre les deux systèmes. L'ampoule de la lampe étant métallisée, il serait superflu de prévoir un blindage spécial de la lampe. Inutile de dire que cette lampe est également munie d'une cathode à chauffage extrêmement rapide, comme d'ailleurs toutes les „Miniwatt” modernes.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif ou continu.

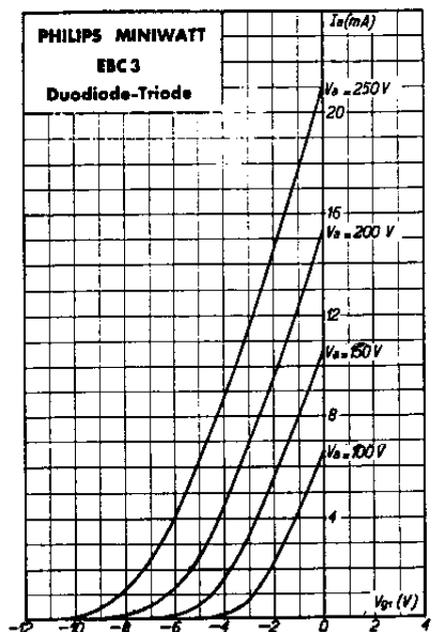
Alimentation en parallèle ou en série.

Tension de chauffage $V_f = 6,3 \text{ V}$

Courant de chauffage $I_f = 200 \text{ mA}$

Le tube duodiode-triode EBC 3 résulte de la combinaison d'une double diode et d'une triode dans la même ampoule avec utilisation de la même cathode. Cette lampe sera utilisée soit dans les récepteurs alimentés sur secteur alternatif, soit dans les récepteurs auto-radio, soit dans les récepteurs tous courants. La tension de chauffage étant de 6,3 volts il faudra donc prévoir dans les récepteurs à secteur alternatif un transformateur de chauffage donnant cette tension. Le courant de chauffage étant de 200 mA le filament de cette lampe pourra être branché dans tout circuit à alimentation série des filaments où le courant présente cette valeur. On pourra, par exemple, brancher cette lampe en série avec des tubes de la série „E” ou de la série „C”.

La partie double diode pourra servir pour la détection linéaire ainsi que pour le réglage automatique du volume sonore retardé. La partie triode servira alors pour l'amplification de basse fréquence ou bien pour d'autres applications (p.ex. amplification de la tension régulatrice du C.A.V. ou pour réglage silencieux). L'amplification basse fréquence



Courant plaque en fonction de la tension négative de grille pour différentes tensions de plaque.

Fig. 2



Capacités

$$\begin{aligned}
 C_{kd_1} &= 1,9 \mu\mu F \\
 C_{kd_2} &= 2,5 \mu\mu F \\
 C_{d_1 d_2} &< 0,5 \mu\mu F \\
 C_{gd_1} &< 0,005 \mu\mu F \\
 C_{gd_2} &< 0,005 \mu\mu F
 \end{aligned}$$

Caractéristiques de service

Partie triode:

Tension d'anode	$V_a = 100 \text{ V}$	200 V	250 V
Polarisation négative de la grille	$V_g = -2,1 \text{ V}$	$-4,3 \text{ V}$	$-5,5 \text{ V}$
Courant d'anode	$I_a = 2 \text{ mA}$	4 mA	5 mA
Coefficient d'amplification	$k = 30$	30	30
Pente au point de fonctionnement	$S = 1,6 \text{ mA/V}$	$2,0 \text{ mA/V}$	$2,0 \text{ mA/V}$
Résistance interne au point de fonctionnement	$R_i = 19.000 \Omega$	15.000Ω	15.000Ω

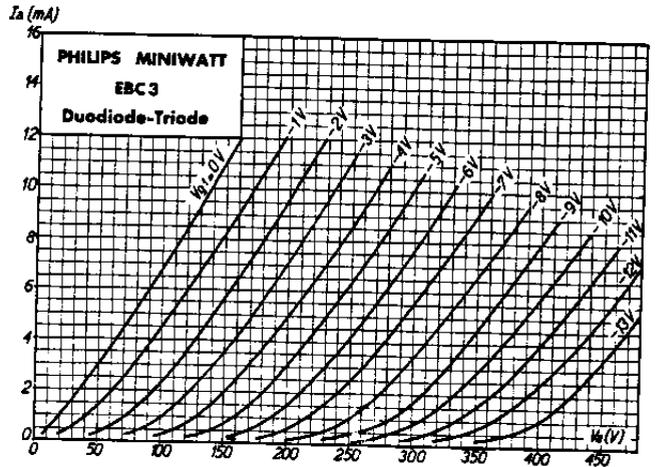
Limites fixées pour les caractéristiques

Partie triode:

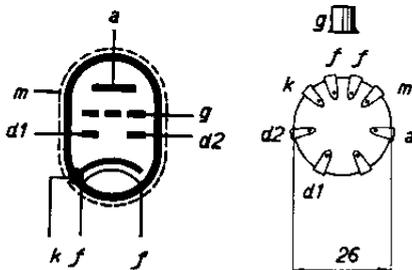
$V_{uo \text{ max}}$	$= 550 \text{ V}$
$V_a \text{ max}$	$= 250 \text{ V}$
$W_a \text{ max}$	$= 1,5 \text{ W}$
$I_k \text{ max}$	$= 10 \text{ mA}$
$V_{g \text{ max}} (I_g = 0,3 \mu A)$	$= -1,3 \text{ V}$
$R_{gk \text{ max}}$	$= 1,5 \text{ M}\Omega$
$R_{g1 \text{ max}}$	$= 1,0 \text{ M}\Omega$
$V_{fk \text{ max}}$	$= 75 \text{ V}$
$R_{fk \text{ max}}$	$= 20.000 \Omega$

Partie diode:

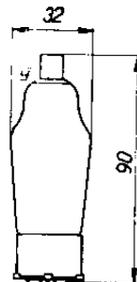
$V_d \text{ max}$	$= 200 \text{ V}$ (valeur de crête absolue)
$I_d \text{ max}$	$= 0,8 \text{ mA}$ (par diode)



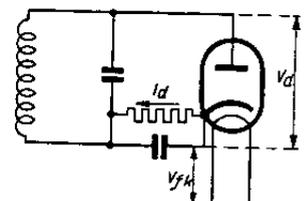
Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes tensions négatives de la grille.
Fig. 3



Disposition des électrodes et connexions du culot.
Fig. 4



Encombrement du tube EBC 3.
Fig. 5



Définition de V_d et de I_d .
Fig. 6



TABLEAU

La EBC 3 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance.

Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance extérieure d'anode R_a (M Ω)	Courant d'anode I_a (mA)	Résistance cathodique R_k (Ω)	Polarisation négative de la grille V_g (V)	Tension alternative de sortie V_o (V _{eff})	Amplification $\frac{V_o}{V_i}$	Distorsion totale d_{tot} (%)	Résistance de fuite de la lampe suivante R_{g1x} (M Ω)	Remarques	
250	0,32	0,48	6400	-3,1	14	24 \times	< 1,0	0,7	Utilisation dans les récepteurs alimentés par le secteur alternatif ou par le secteur continu de 220 volts.	
200	0,32	0,40	6400	-2,5	14	23 \times	< 1,0	0,7		
250	0,2	0,75	4000	-3,0	14	24 \times	< 1,0	0,7		
200	0,2	0,61	4000	-2,4	14	23 \times	1,1	0,7		
250	0,1	1,35	2500	-3,4	14	23 \times	< 1,0	0,7		
200	0,1	1,05	2500	-2,6	14	22 \times	1,0	0,7		
200	0,32	0,28	16000	-4,5	14	20 \times	1,8	0,7		Utilisation dans les récepteurs tous courants alimentés à tensions différentes du secteur.
150	0,32	0,21	16000	-3,4	14	20 \times	3,2	0,7		
100	0,32	0,14	16000	-2,2	14	20 \times	6,0	0,7		
200	0,2	0,36	12500	-4,5	14	20 \times	1,9	0,7		
150	0,2	0,28	12500	-3,4	14	20 \times	3,0	0,7		
100	0,2	0,19	12500	-2,4	14	20 \times	5,7	0,7		
200	0,1	0,58	8000	-4,6	14	20 \times	2,5	0,7		
150	0,1	0,44	8000	-3,5	14	19 \times	4,0	0,7		
100	0,1	0,31	8000	-2,5	14	18 \times	7,0	0,7		
200	0,32	0,28	16000	-4,5	10	20 \times	1,0	0,7		
150	0,32	0,21	16000	-3,4	10	20 \times	1,8	0,7		
100	0,32	0,14	16000	-2,2	10	20 \times	3,3	0,7		
200	0,2	0,36	12500	-4,5	10	20 \times	1,1	0,7		
150	0,2	0,28	12500	-3,4	10	20 \times	1,7	0,7		
100	0,2	0,19	12500	-2,4	10	20 \times	3,7	0,7		
200	0,1	0,58	8000	-4,6	10	20 \times	1,4	0,7		
150	0,1	0,44	8000	-3,5	10	19 \times	2,5	0,7		
100	0,1	0,31	8000	-2,5	10	18 \times	5,0	0,7		

Utilisation

Par suite de la combinaison dans une seule ampoule des deux systèmes, l'emploi de cette lampe se limite à la détection du signal haute ou moyenne fréquence et à l'amplification basse fréquence. Pour des montages spéciaux on pourrait dans certains cas se servir d'une diode avec la partie triode pour le réglage silencieux (voir la figure 13). On doit cependant toujours observer que la tension entre la cathode et le filament ne doit jamais dépasser 75 V et que la



résistance, dans un circuit quelconque entre ces deux électrodes ne doit jamais être supérieure à 20.000 Ω . La métallisation réunie à un contact séparé sur le culot doit de préférence être reliée au châssis. Si pour des montages spéciaux, la cathode est considérablement négative par rapport au châssis, la métallisation ne devra pas être connectée au châssis, mais à la cathode. On doit de plus s'efforcer de réaliser une séparation efficace de la partie B.F. et de la partie diode. Les connexions de la grille de commande et de la diode doivent être blindées et le contact mobile du potentiomètre isolé de son axe. La diode désignée par d_2 dans le schéma du culot (fig. 4) doit de préférence servir pour la détection. L'autre diode peut alors être connectée en parallèle avec la première, ou servir avec les montages spéciaux au réglage automatique différé et au réglage silencieux. Le montage des deux diodes en push-pull pour la détection ne présente aucun avantage réel. Au contraire, avec ce montage on obtiendrait un appareil d'une sensibilité moindre. Nous ne recommandons donc pas ce montage.

Le retard du réglage automatique du volume sonore peut être obtenu au moyen de la diode d_1 , en se servant de la tension positive de la cathode de la lampe comme retard. On sera donc obligé de connecter cette cathode à un point de l'appareil où cette tension soit obtenue, par exemple un point convenable d'un diviseur de tension. Dans le cas où un très grand retard est nécessaire on peut connecter la résistance de fuite de la grille de commande de la partie triode à une prise sur la résistance cathodique pour obtenir la polarisation négative correcte de la triode. La cathode sera toujours découplée par rapport à la masse de l'appareil au moyen d'un condensateur de capacité suffisamment élevée pour offrir un passage aux fréquences basses. Une valeur de 2 μF sera considérée comme un minimum, de préférence on choisira cependant un condensateur électrochimique sec de 25 μF , pour obtenir une meilleure reproduction des notes basses.

En ce qui concerne l'amplification basse fréquence de la partie triode, nous donnons dans le tableau de la page 89 quelques résultats de mesures effectuées selon le schéma de la figure 7. On trouvera, pour différentes tensions anodiques et différentes valeurs de la résistance plaque les résistances cathodiques optima pour l'utilisation de cette lampe. Ce tableau indique en même

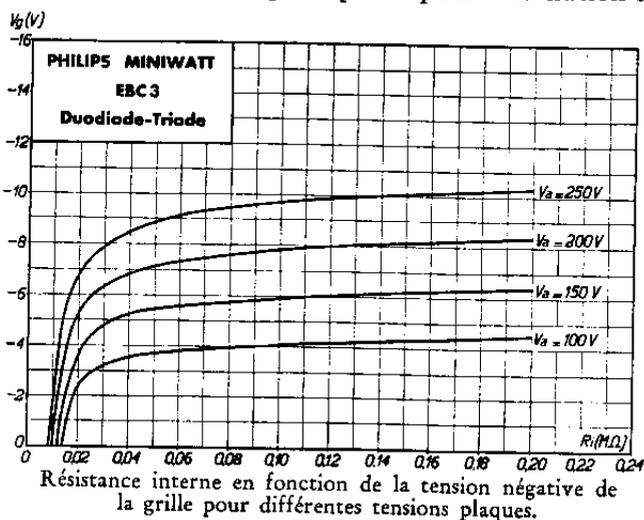
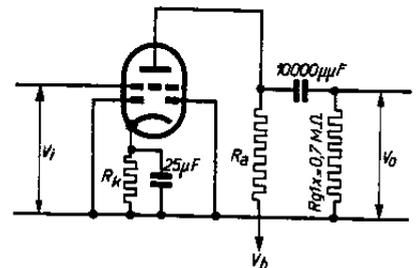


Fig. 8



Principe du montage employé pour faire les mesures indiquées dans le tableau.

Fig. 7

temps l'amplification obtenue par la EBC 3 et la distorsion pour une tension alternative de 14 volts *eff* sur la résistance de plaque, la résistance de fuite de la lampe suivante étant de 0,7 mégohm.

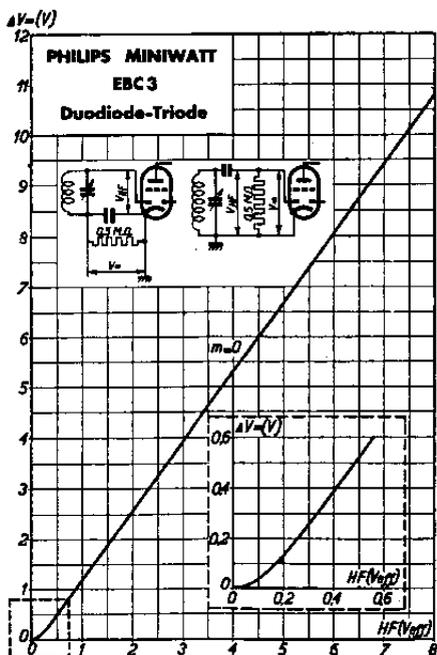
Dans le cas de l'utilisation de la EBC 3 dans des postes tous courants il faudra intercaler le filament dans le circuit de chauffage de telle manière que sa tension diffère le moins possible de celle de la masse de l'appareil pour éviter le ronflement du secteur.

La figure 11 donne le schéma de montage de la EBC 3 comme détectrice diode avec amplification basse fré-



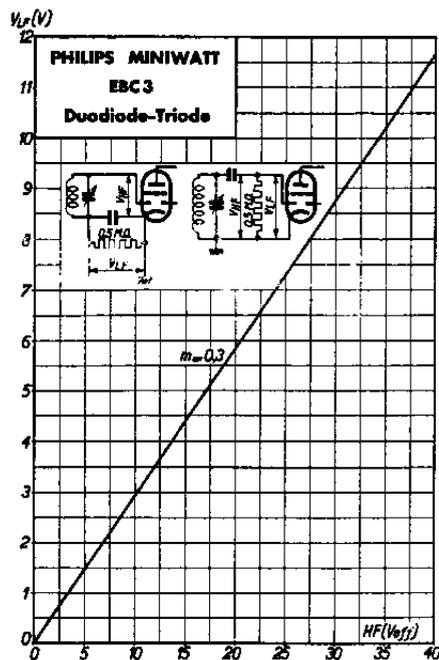
quence, l'autre diode étant utilisée pour le réglage différé du volume sonore.

La figure 12 indique l'utilisation de la EBC 3 comme détectrice diode (d_2) précédant une EF 6 comme amplificatrice B.F. La partie triode de la EBC 3 sert pour le réglage automatique amplifié, et la diode d_1 produit le retard du réglage automatique. La tension négative qui se développe sur la résistance de fuite R_1 de la diode d_2 est appliquée à la grille de la partie triode après filtrage au moyen de la résistance R_2 et du condensateur C_{11} . Cette tension négative commande le courant anodique de la EBC 3 qui passe par la résistance cathodique R_3 , produisant ainsi une tension de cathode variable. La résistance R_3 est réunie à un point présentant une tension négative de -30 volts environ. Sans signal la cathode doit avoir un potentiel positif par rapport au châssis. Si le signal sur la diode commence à prendre une certaine intensité, la tension de la cathode diminue par suite de la diminution de la chute de tension dans R_3 . Si la cathode descend au-dessous du potentiel de la masse de l'appareil il y a alors passage de courant de la diode d_1 vers la cathode et il se développe une chute de tension dans la résistance R_4 égale à peu près à la tension de la cathode puisque R_4 a une valeur très élevée ($1\text{ M}\Omega$) par rapport à la résistance interne de la diode d_1 . La tension régulatrice obtenue de cette façon est appliquée, après filtrage, au moyen de la résistance R_5 et la capacité C_5 , aux grilles des lampes à pente variable. La tension négative à laquelle la résistance cathodique R_3 est raccordée peut être obtenue dans le filtre de tension anodique, celle par exemple, dont on se sert pour la polarisation négative de la lampe finale (semi-automatique). Cette tension négative devra naturellement être filtrée en conséquence, puisque l'ondulation de la tension anodique non-filtrée se trouve encore superposée en partie à cette polarisation.



Augmentation de la tension continue (ΔV) sur la résistance de fuite en fonction de la tension alternative haute fréquence sur une des diodes de la EBC 3. Cette courbe est valable pour une résistance de fuite de 0,5 mégohm.

Fig. 9



Tension alternative basse fréquence (V_{LF}) sur la résistance de fuite en fonction de la tension alternative haute fréquence modulée sur une des diodes de la EBC 3 (profondeur de modulation $m = 0,3$). Cette courbe est valable pour une résistance de fuite de 0,5 mégohm.

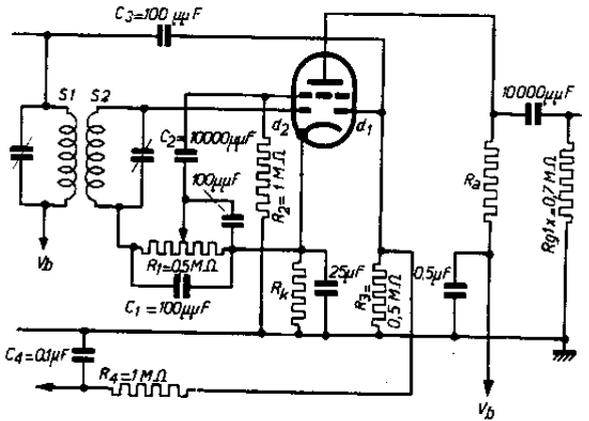
Fig. 10

La figure 13 indique un montage pour obtenir le réglage silencieux. La lampe EF 6 sert dans ce montage comme amplificatrice B.F., et la partie triode de la EBC 3 pour fournir la polarisation négative nécessaire pour bloquer la EF 6 au moment où le signal est si faible qu'il ne mérite pas d'être reproduit par le haut-parleur. La diode d_2 fournit par détection une polarisation négative qui se retrouve aux bornes de la résistance de fuite R_3 . Cette tension contient la basse fréquence qui est appliquée à travers le condensateur C_4 à la grille de l'amplificatrice B.F. EF 6.

D'autre part on applique cette tension négative, après filtrage par R_1 et C_2 à la grille de la partie triode de la EBC 3. Le courant plaque de la EBC 3 passe par la résistance R_{11} et y produit une chute de tension telle qu'elle vient augmenter la polarisation négative de la EF 6. La résistance R_{10} sert comme résistance de fuite de la grille de la EF 6, la résistance R_{12} fournit la polarisation automatique de cette lampe en fonctionnement normal. Si le signal sur la diode d_2 est faible la tension négative sur la grille de la EBC 3 est faible également; son courant plaque est relativement élevé. La chute de tension dans R_{11} est forte aussi et la lampe EF 6 est bloquée. Le haut-parleur reste donc muet. Si, au contraire, le signal a atteint une certaine puissance, le courant plaque de la EBC 3 s'annule et, par conséquent, la chute de tension dans R_{11} aussi. La EF 6 amplifie alors normalement et l'appareil reproduit les émissions.

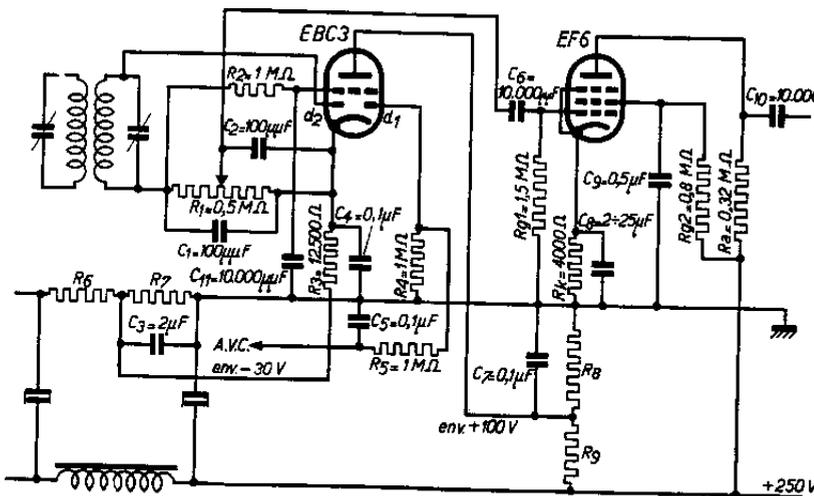
Le réglage automatique de ce montage est effectué par la diode d_1 . Puisque la cathode de la EBC 3 reçoit une tension positive du diviseur de tension R_6, R_7 , le réglage automatique

ne commencera à fonctionner qu'à partir du moment où la tension de crête du signal sur cette diode aura dépassé cette valeur. Le choix des résistances R_6 et R_7 dépend naturellement du retard désiré. D'une façon générale il faudra choisir la valeur du retard et de la résistance R_{11} de telle manière que le mutisme soit supprimé au moment où le réglage automatique commence à fonctionner, car dans le cas contraire le signal sur la diode d_2 n'augmenterait pas suffisamment pour supprimer



Montage de la lampe EBC 3 comme détectrice diode avec amplification B.F. La diode d_1 est employée pour le réglage automatique différé du volume sonore.

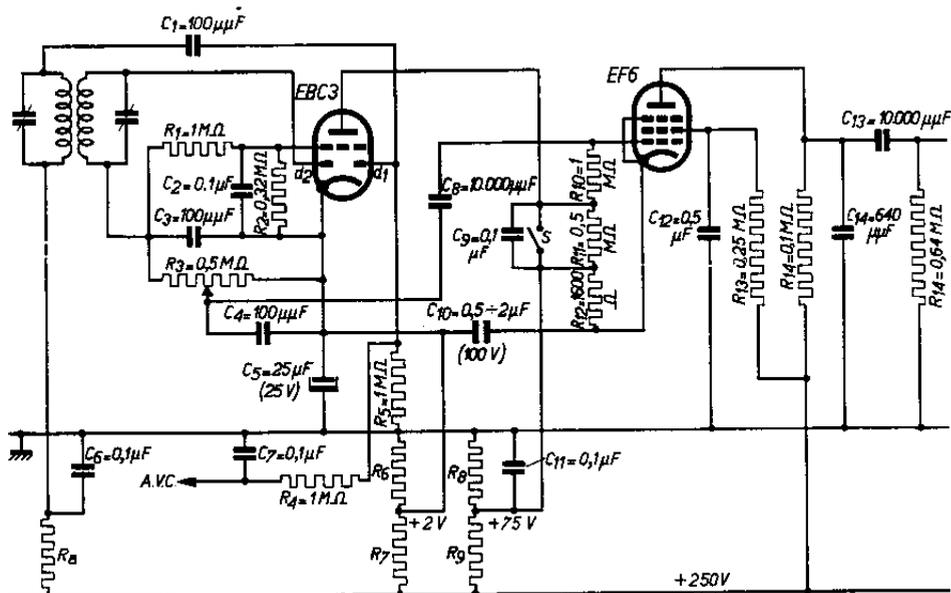
Fig. 11



Montage de la lampe EBC 3 comme détectrice diode et comme amplificatrice du contrôle automatique de volume sonore. Comme amplificatrice basse fréquence on peut utiliser la EF 6. La diode d_1 est utilisée pour le réglage automatique différé du volume sonore.

Fig. 12

brusquement le silence. Sur la gamme „ondes courtes” on supprimera généralement le réglage silencieux en fermant l'interrupteur *S*, puisque autrement on perdrait l'audition de nombreuses stations, trop faibles pour supprimer le mutisme.

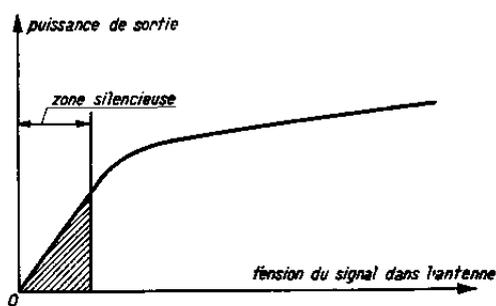


Montage de la lampe EBC 3 comme détectrice diode avec réglage silencieux. La lampe EF 6, montée en penthode ou en triode peut servir comme amplificatrice de basse fréquence. La diode d_1 est utilisée pour le réglage automatique différé du volume sonore.

Fig. 13

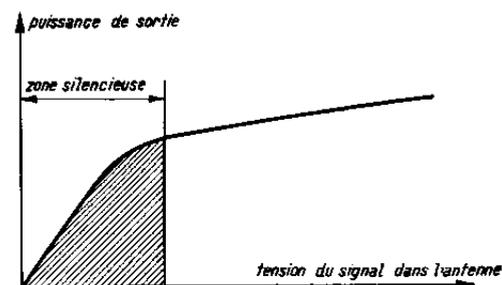
Nous remarquons qu'il est aussi possible de commander la grille de la EBC 3 par la diode d_1 . On devra alors connecter R_1 à R_5 au lieu de connecter cette résistance à R_3 . Le mutisme sera supprimé alors seulement après le commencement du réglage automatique.

La figure 14 illustre la différence de principe entre ces deux systèmes. Nous recommandons le système qui fonctionne avec la diode détectrice d_2 et qui est représenté figure 14a.



a

a) Courbe représentative de la puissance modulée en fonction de la tension du signal d'un réglage automatique différé (courbe de C.A.V.). La partie hachurée représente la zone silencieuse du réglage silencieux. Le mutisme y est supprimé avant le commencement du réglage automatique.



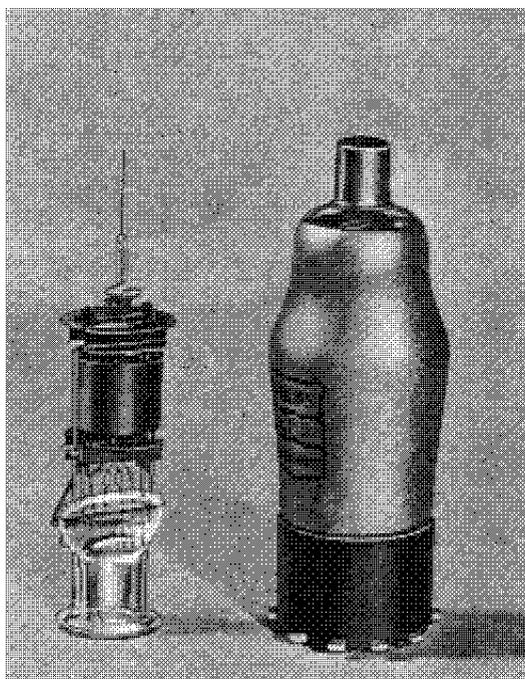
b

b) La même courbe que celle de a). Le mutisme y est supprimé après le commencement du réglage automatique.

Fig. 14



La penthode H.F. - Sélectode EF 5



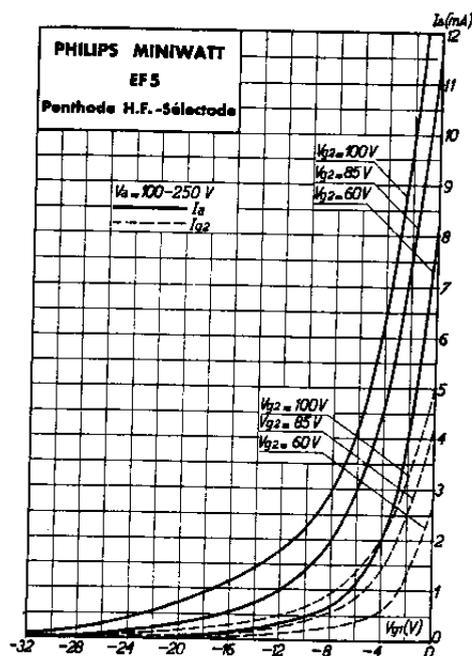
La nouvelle penthode-sélectode EF 5 et sa construction interne.

Fig. 1

dessous de 0,7 volt. Le fait que ce minimum se trouve près de la pente maximum est très important. Si, par suite de la construction de l'appareil la tension alternative sur la grille a une valeur telle qu'elle entraîne des phénomènes de transmodulation, cela ne serait le cas que pour des émetteurs de très faible puissance. Si ce minimum se trouvait à une pente plus réduite, les émissions plus fortes, déjà plus intéressantes au point de vue parasites, seraient alors gênées par les effets de la transmodulation.

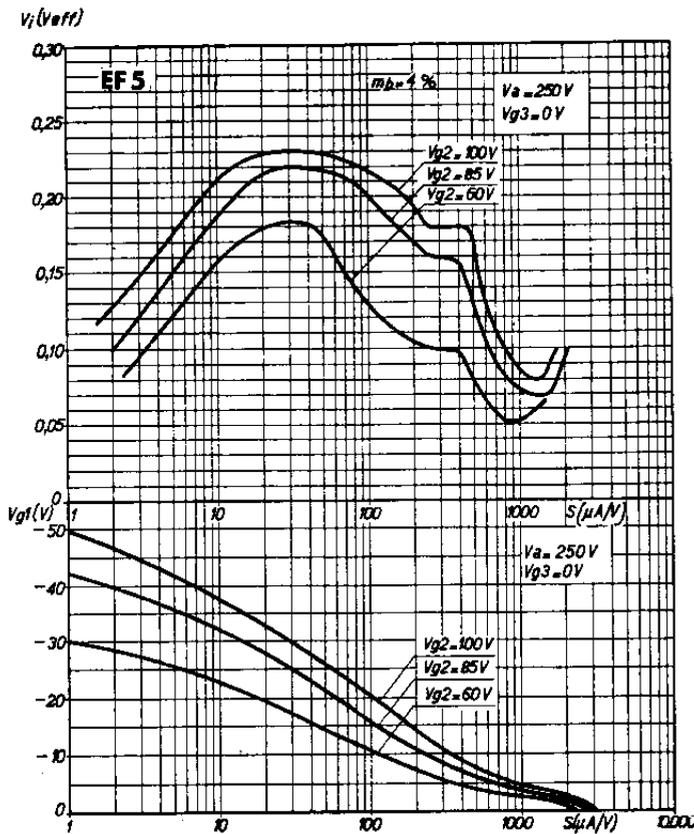
La lampe EF 5 a aussi été étudiée de façon à pouvoir faire varier la plage de réglage au moyen de la tension de la grille-écran. En choisissant une tension inférieure la pente diminue plus rapidement pour la même variation de la polarisation de la grille de commande, mais la transmodulation sera aussi moins avantageuse dans ce cas. C'est ainsi que pour une tension de grille-écran de 85 volts la plage de réglage ne s'étend plus que de -2 à -45 volts. La tension maximum de signal admissible sur la grille pour 6% de transmodulation ne descendra jamais pendant le réglage au-dessous

La penthode EF 5 est une lampe haute ou moyenne fréquence à pente variable. En l'étudiant on a cherché à réduire le plus possible les coefficients de transmodulation et de ronflement de modulation. L'étude d'une telle lampe doit être un compromis entre une pente maximum aussi grande que possible, un courant anodique pas trop élevé, une plage de réglage pas trop étendue et un coefficient de transmodulation et de ronflement de modulation aussi petit que possible. On a pu établir ce compromis pour la EF 5 de telle sorte que pour une tension de grille-écran de 100 volts son courant plaque est limité à 8 mA; sa pente maximum est alors de 1,7 mA/V et sa plage de réglage s'étend de -3 à -50 volts. La tension efficace maximum de signal admissible sur la grille de la lampe pour une transmodulation admissible de 6% ne descendra pendant le réglage jamais au-



Courant plaque et courant de grille-écran en fonction de la tension de la grille de commande pour 3 tensions différentes de grille-écran et pour une tension d'anode de 250 volts. Les courbes sont approximativement valables pour toutes les tensions d'anode entre 100 et 250 volts.

Fig. 2



Courbes indiquant la tension alternative de grille en fonction de la pente (sur une échelle logarithmique) pour 4% de ronflement de modulation avec trois tensions différentes de la grille-écran. 4% de ronflement correspond à 1% d'harmonique 2. Les courbes tracées en-dessous indiquent la pente S (sur une échelle logarithmique) en fonction de la polarisation négative de la grille 1 pour 3 différentes tensions de grille-écran.

Fig. 3

de 0,5 volt_{eff}. Il est évident qu'une tension de grille-écran plus basse a pour conséquence la réduction du courant de grille-écran et d'anode. Cela permet alors de réduire la polarisation au point de fonctionnement normal de -3 à -2 volts, d'où il résulte alors une pente plus élevée. C'est ainsi que la pente normale est égale à 1,85 mA/V pour une tension de grille-écran de 85 volts et une polarisation de -2 volts alors qu'elle n'est que de 1,7 mA/V pour une tension de grille-écran de 100 volts et une polarisation de -3 volts. Souvent on aura donc avantage à choisir une tension de grille-écran de 85 volts.

Pour une tension de grille-écran de 60 volts on trouvera une pente normale plus faible, mais la plage de réglage ne s'étend alors plus que de -2 à -35 volts. La tension maximum de signal admissible sur la grille pour 6% de transmodulation ne descendra pendant le réglage jamais au-dessous de 0,4 volt_{eff}.

Souvent le coefficient de transmodulation favorable de la EF5 pour des tensions de grille-écran élevées offre le moyen de remplacer le filtre de bande habituel précédant la lampe haute fréquence par un circuit accordé simple sans avoir à craindre d'effets gênants.

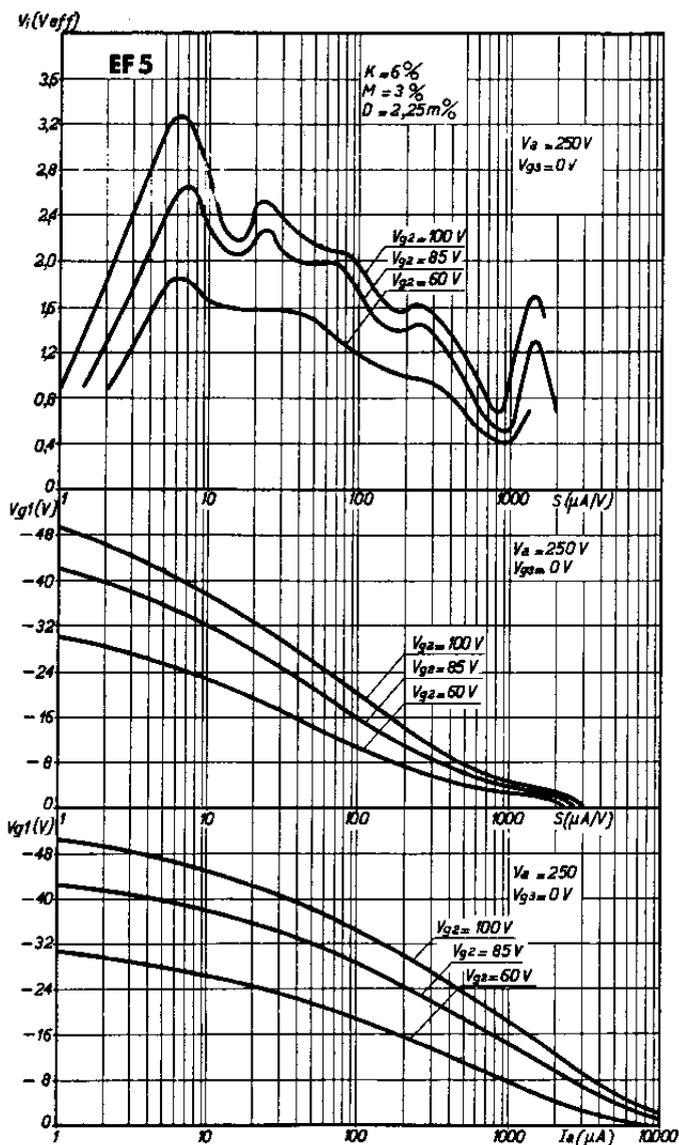
Le coefficient de ronflement de modulation présente surtout de l'importance pour l'emploi de cette lampe dans les récepteurs tous courants. Dans ce cas une tension alternative élevée à la fréquence du secteur peut facilement exister entre le filament et la grille et elle y produirait une note très gênante à la fréquence du secteur alternatif si ce coefficient n'était pas très favorable. Ce coefficient favorable présente aussi des avantages, si pour une raison ou une autre la tension du secteur se trouve induite sur l'antenne.

La EF5 se distingue par ses capacités réduites et sa résistance interne élevée. Elle permet d'obtenir sur la gamme „ondes courtes” des résultats remarquables. Quoiqu'il ne soit possible de



construire pour la gamme „ondes courtes” que des circuits de qualité médiocre, les propriétés particulièrement intéressantes de la lampe EF 5 permettent de réaliser une amplification haute fréquence très notable sur cette gamme. La pente pour cette gamme est la même que celle pour les autres gammes d’ondes (p.ex. pour 200 m). Puisque dans la gamme de 12 à 60 m la résistance H.F. de l’anode et de la grille est aussi très grande par rapport aux valeurs de l’impédance

des circuits accordés qu’on peut pratiquement réaliser (voir aussi le Bulletin Technique No. 26, page 2 et le Bulletin Technique No. 28 page 7) on peut obtenir avec cette lampe des amplifications égales au produit de la pente par l’impédance extérieure. Ces amplifications dépendent donc pour la pente donnée de la lampe de la qualité des circuits accordés. Il en résulte que la pente de la lampe joue un rôle important sur la gamme „ondes courtes”. Pour la lampe EF 5 celle-ci a, comme nous l’avons déjà indiqué, une valeur de 1,85 mA/V pour une tension de grille-écran de 85 volts et une polarisation négative de -2 volts, d’où amplification à haute fréquence déjà importante.

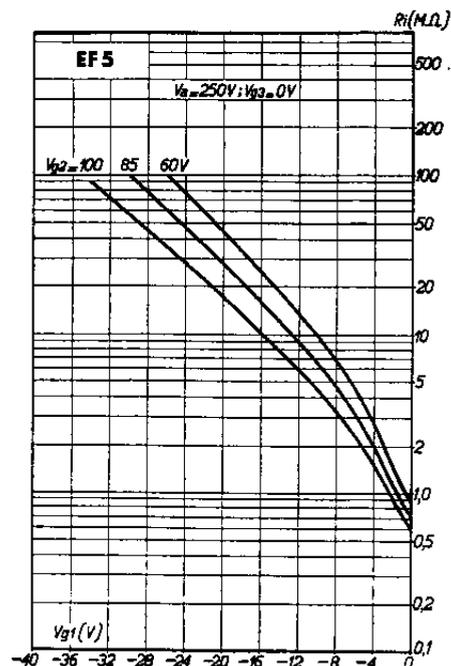


Courbes du haut. Tension alternative de grille en fonction de la pente pour 6% de transmodulation avec trois tensions différentes de la grille-écran. 6% de transmodulation correspondent à 2,25 m% de distorsion de modulation (où m = profondeur de la modulation) ainsi que 0,5 % d’harmonique 3.

Courbes du milieu. La pente S en fonction de la polarisation de la grille 1 pour trois tensions différentes de la grille-écran (courbes tracées sur échelle logarithmique).

Courbes du bas. Courant d’anode en fonction de la tension de la première grille pour trois tensions différentes de la grille-écran (courbes tracées sur échelle logarithmique).

Fig. 4



Résistance interne de la EF 5 en fonction de la polarisation négative de la grille 1 pour une tension d’anode fixe et pour 3 tensions différentes de grille-écran.

Fig. 5



TABLEAU I

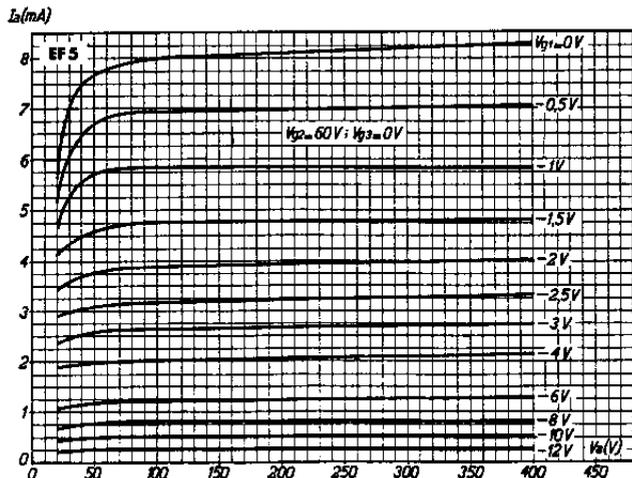
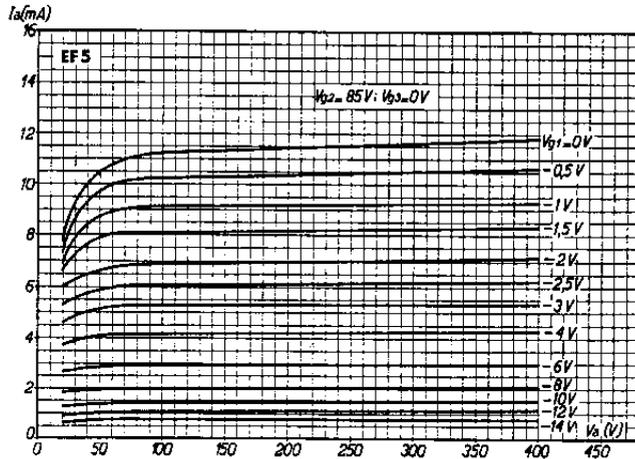
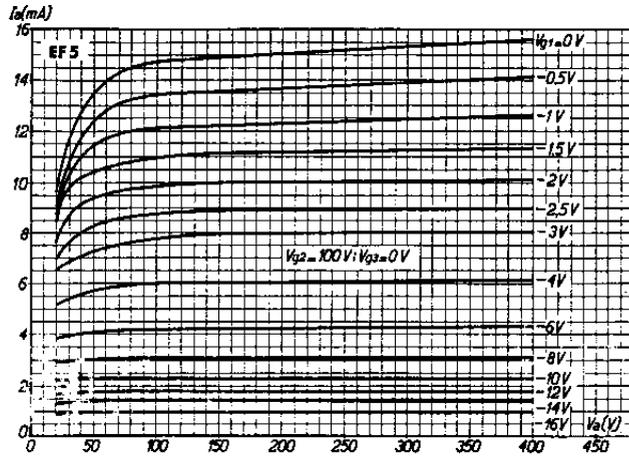
Résistance parallèle d'entrée (de la grille) de la EF 5 ($V_{g1} = -3 \text{ V}$, $V_{g2} = 100 \text{ V}$)		
Longueurs d'onde	$R_{(r\acute{e}gl\acute{e} \text{ \grave{a} fond)}$ ohms	$R_{(à \text{ chaud})}$ ohms
21	$1,7 \cdot 10^6$	$0,18 \cdot 10^6$
10,8	$0,8 \cdot 10^6$	$0,049 \cdot 10^6$
5,0	$0,17 \cdot 10^6$	$0,010 \cdot 10^6$
Résistance parallèle de sortie (de l'anode) de la EF 5 ($V_{g1} = -3 \text{ V}$, $V_{g2} = 100 \text{ V}$)		
Longueurs d'onde	$R_{(r\acute{e}gl\acute{e} \text{ \grave{a} fond)}$ ohms	$R_{(à \text{ chaud})}$ ohms
3,0	$0,56 \cdot 10^6$	$0,27 \cdot 10^6$
11,8	$0,32 \cdot 10^6$	$0,14 \cdot 10^6$
6,15	$0,19 \cdot 10^6$	$0,064 \cdot 10^6$
Réaction d'anode de la EF 5 ($V_{g1} = -3 \text{ V}$, $V_{g2} = 100 \text{ V}$)		
Longueurs d'onde m	$ Z _{(à \text{ froid})}$ ohms	C'_{ag} $\mu\mu\text{F}$
64	$20 \cdot 10^6$	+0,0017
11,3	$1,25 \cdot 10^6$	-0,0048
4,97	$0,082 \cdot 10^6$	-0,0032

Sur la gamme „ondes courtes” l'impédance (de réaction) qui remplace la capacité grille-anode sur ondes longues est très élevée, de sorte que l'accrochage n'est pas à craindre non plus pour le maximum des amplifications admises. Nous avons trouvé pour la EF 5 pour cette impédance (voir aussi le Bulletin Technique No. 28, page 7) la formule:

$$C'_{ag} = (0,0019 - 0,0024 \times 10^{-16} \omega^2) \mu\mu\text{F},$$

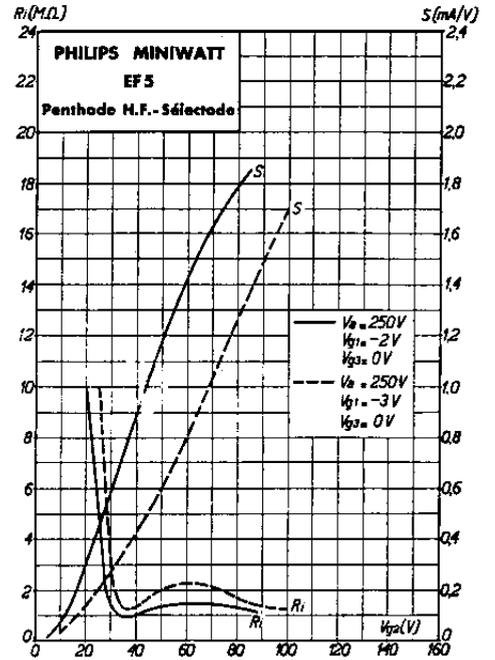
où ω est la pulsation et C'_{ag} la capacité grille-anode équivalant à cette impédance.

Les propriétés favorables de cette lampe sur ondes courtes sont obtenues en partie par l'adoption du culot standard P. D'autre part la réunion de la grille de freinage et de la



Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations négatives de la grille de commande et pour 3 tensions différentes de grille-écran.

Fig. 6



Résistance interne et pente en fonction de la tension de grille-écran pour une tension d'anode fixe et deux polarisations différentes de la grille 1.

Fig. 7

métallisation à des contacts du culot séparés permet de relier ces éléments directement à la masse, d'où amélioration considérable sur ondes courtes.

La tension de chauffage de cette lampe est de 6,3 volts, ce qui permet de l'utiliser dans des récepteurs pour secteur alternatif dont le transformateur de chauffage donne cette tension et dans des récepteurs auto-radio alimentés par un accumulateur à 3 éléments (6,3 volts environ). Pour les voitures dont l'accumulateur comporte 6 éléments (12,6 volts environ) il est possible de brancher cette lampe en série avec une autre ayant les mêmes caractéristiques de chauffage: 6,3 volts et 200 mA. La valeur du courant de chauffage de 200 mA permet d'utiliser également cette lampe dans les récepteurs tous courants et son filament peut être branché en série avec les filaments de toutes les autres lampes dont le courant de chauffage est de 200 mA, qu'il s'agisse de



CARACTERISTIQUES DE SERVICE.

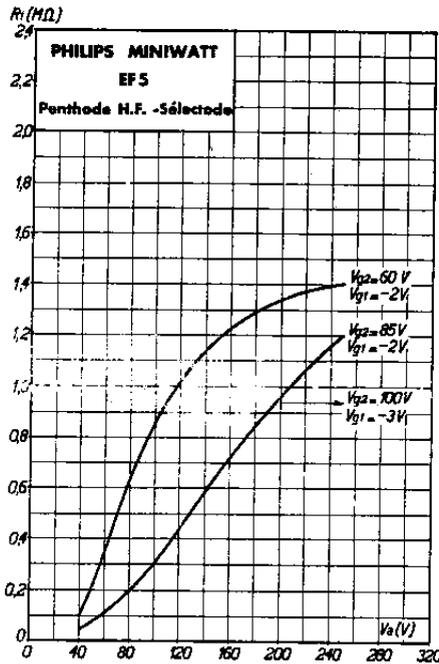
Tension d'anode	100	200	100	250	200	100	250	200	100	250	200	100	250
Tension de grille-écran	60	60	85	60	85	100	85	100	100	85	100	100	100
Tension de la grille de freinage.....	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Polarisation négative de la grille au point de fonction. norm.	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-3	-2	-3	-3	-3
Polarisation négative de la grille pour le réglage total	-35	-35	-45	-35	-45	-45	-45	-45	-50	-45	-50	-50	-50
Courant anodique au point de fonctionnement normal	4	4	7,5	4	7,5	8	7,5	8	8	7,5	8	8	8
Courant d'anode au point de réglage total	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015	<0,015
Courant de grille-écran au point de fonction. normal	1,3	1,3	2,3	1,3	2,3	2,3	2,3	2,6	2,6	2,3	2,6	2,6	2,6
Coefficient d'amplification	1200	1900	550	2000	1750	500	2200	500	500	2200	1600	500	2000
Pente au point de fonctionnement normal	1,4	1,4	1,85	1,4	1,85	1,85	1,85	1,7	1,7	1,85	1,7	1,7	1,7
Pente au point de réglage total.....	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002	<0,002
Résistance interne au point de fonctionnement normal	0,85	1,35	0,30	1,4	0,95	1,2	1,2	0,30	0,30	1,2	0,95	0,30	1,2
Résistance interne au point de réglage total	>10	>10	>10	>10	>10	>10	>10	>10	>10	>10	>10	>10	>10

Limites fixées pour les caractéristiques.

$V_{a0 \max}$	$= 550 \text{ V}$	$I_{g2 \max}$	$(V_{g1} = 100 \text{ V}) = 3,3 \text{ mA}$
$V_a \max$	$= 250 \text{ V}$	$I_{g2 \min}$	$(V_{g2} = 100 \text{ V}) = 1,9 \text{ mA}$
$W_a \max$	$= 2 \text{ W}$	$I_{g2 \max}$	$(V_{g2} = 85 \text{ V}) = 2,9 \text{ mA}$
$V_{g20 \max}$	$= 400 \text{ V}$	$I_{g2 \text{ norm}}$	$(V_{g2} = 85 \text{ V}) = 1,7 \text{ mA}$
$V_{g2 \max}$	$= 125 \text{ V}$	$I_{g2 \text{ min-x}}$	$(V_{g2} = 60 \text{ V}) = 1,6 \text{ mA}$
$W_{g2 \max}$	$= 0,4 \text{ W}$	$I_{g2 \min}$	$(V_{g2} = 60 \text{ V}) = 1,0 \text{ mA}$

$I_k \max$	$= 15 \text{ mA}$
$V_{g1 \max}$	$(I_{g1} = 0,3 \mu\text{A}) = -1,3 \text{ V}$
$R_{g1 \max}$	$= 2,5 \text{ M}\Omega$
$V_{fk \max}$	$= 75 \text{ V}$
$R_{fk \max}$	$= 20.000 \Omega^1)$

1) Pour une résistance cathodique inférieure à 1000 ohms le condensateur de découplage doit être de 0,05 μF au minimum, et pour une résistance plus grande



Résistance interne en fonction de la tension d'anode pour 3 tensions différentes de grille-écran avec les polarisations de la grille 1 correspondantes. Les courbes de $V_{g2} = 85 \text{ V}$, $V_{g1} = -2 \text{ V}$ et $V_{g2} = 100 \text{ V}$, $V_{g1} = -3 \text{ V}$ coïncident en pratique complètement.

Fig. 8

lampes de la série „E” à filament de 200 mA ou bien de lampes de la série „C”. L'isolement de la cathode a été étudié de façon à permettre d'utiliser des tensions jusqu'à 75 volts (valeur de crête) entre le filament et la cathode.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant continu ou alternatif, alimentation en parallèle ou en série.

Tension de chauffage $V_f = 6,3 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = 200 \text{ mA}$

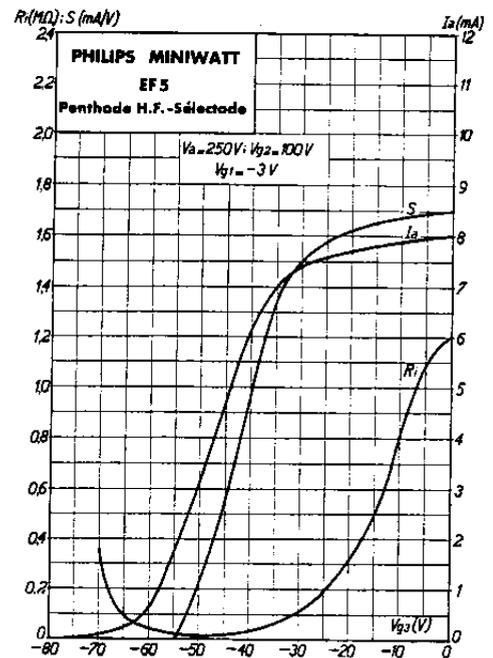
Capacités

$C_{ag1} < 0,003 \mu\mu\text{F}$
 $C_{g1} = 5,4 \mu\mu\text{F}$
 $C_a = 6,9 \mu\mu\text{F}$

Utilisation

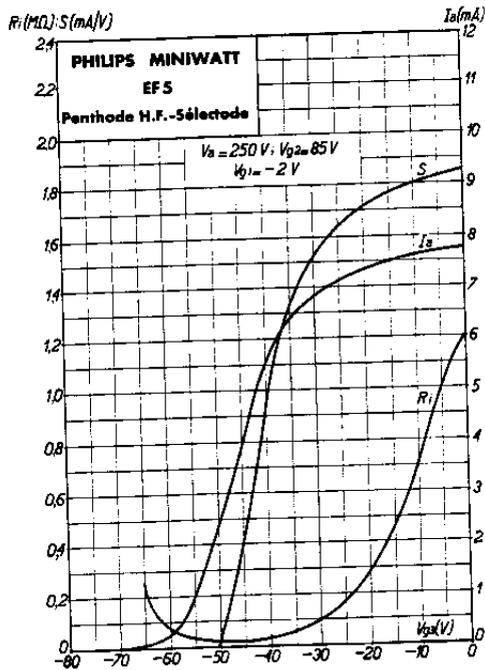
L'utilisation de la lampe EF5 par suite de la courbure constante de sa caractéristique est limitée à l'amplification haute ou moyenne fréquence. On peut s'en servir comme amplificatrice à réglage manuel ou automatique.

Nous recommandons de fixer la tension d'écran à l'aide d'un diviseur de tension. L'adoption d'un



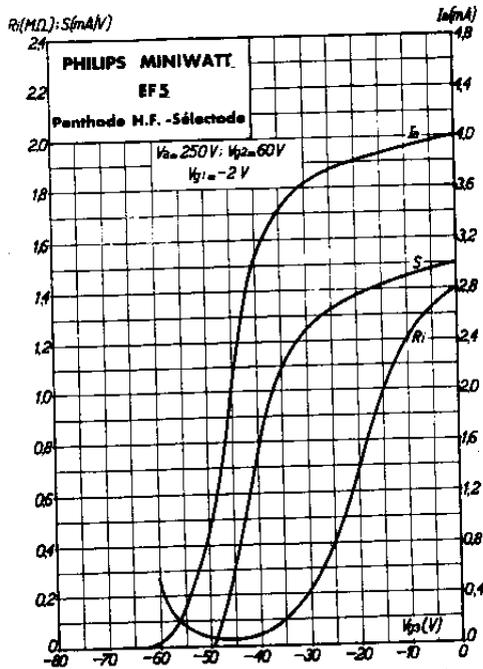
Résistance interne R_i , pente S et courant d'anode I_a en fonction de la tension négative sur la grille 3 pour $V_a = 250 \text{ V}$, $V_{g2} = 100 \text{ V}$ et $V_{g1} = -3 \text{ V}$.

Fig. 9



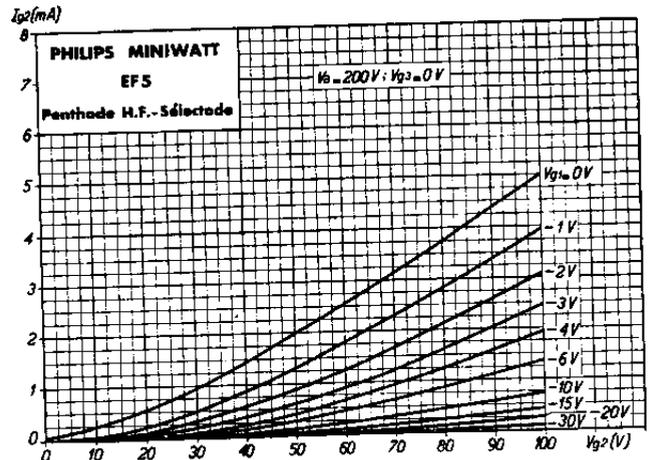
Résistance interne R_i , pente S et courant d'anode I_a en fonction de la tension négative sur la grille 3 pour $V_a = 250$ V, $V_{g2} = 85$ V et $V_{g1} = -2$ V.

Fig. 10



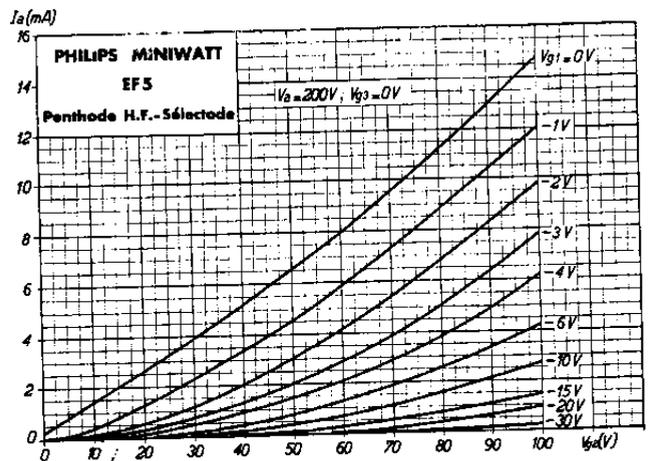
Résistance interne R_i , pente S et courant d'anode I_a en fonction de la tension négative sur la grille 2 pour $V_a = 250$ V, $V_{g1} = -2$ V et $V_{g3} = 60$ V.

Fig. 11



Courant de grille-écran en fonction de la tension sur la grille-écran pour différentes tensions sur la grille de commande. Ces courbes sont approximativement valables pour toutes les tensions d'anode entre 100 et 250 volts.

Fig. 12



Courant d'anode en fonction de la tension sur la grille-écran pour différentes tensions sur la grille de commande. Ces courbes sont approximativement valables pour toutes les tensions d'anode comprises entre 100 et 250 volts.

Fig. 13



TABEAU II

Diviseurs de tension pour l'alimentation de la grille-écran de la EF 5 avec réglage automatique du volume sonore.

Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Valeur de la résistance du potentiomètre connectée à la masse R_1 (Ω)	Valeur de la résistance du potentiomètre connectée à la haute tension R_2 (Ω)	Courant consommé par le potentiomètre (polarisation minimum) I_q (mA)	Courant consommé par le potentiomètre (polarisation maximum) I_q (mA)	Courant de grille-écran (polarisation minimum) I_{g2} (mA)	Tension de grille-écran (polarisation minimum) V_{g2} (V)	Tension de grille-écran (polarisation maximum) V_{g2} (V)	Résistance chaurice pour l'anode R_u (Ω)	Tension d'anode pour la polarisation minimum* V_a (V)	Courant d'anode pour la polarisation minimum I_a (mA)	Courant total pris par le sélectrode $I_d + I_{s1} + I_{s2}$ (mA)	Résistance cathodique R_k (Ω)	Polarisation négative de la grille 1 V_{g1} (V)	Polarisation négative de la grille 1 pour le réglage total (pol. maximum) V_{g1} (V)
150	64.000	20.000	1,4	1,8	2,1	81	114	0	150	6,7	10,2	250	-2,2	-57,2
175	50.000	10.000	2,1	2,5	2,5	104	125	0	150	7,8	12,4	320	-3,3	-63
175	64.000	32.000	1,2	1,9	2,0	77	117	0	175	6,1	9,4	250	-2,0	-58,8
200	40.000	20.000	2,2	2,9	2,2	87	117	0	175	6,8	11,8	250	-2,3	-58,8
200	25.000	10.000	4,3	5,0	2,5	107	125	0	175	8,0	15,4	320	-3,4	-63
200	64.000	40.000	1,2	1,9	1,8	79	123	0	200	5,9	8,9	320	-2,5	-61,9
200	40.000	25.000	2,2	3,1	2,4	86	123	0	200	7,7	12,3	200	-2,0	-61,9
225	32.000	20.000	3,0	3,9	2,3	95	123	0	200	7,1	12,4	320	-3,0	-61,9
225	50.000	50.000	1,5	2,3	1,6	73	113	0	225	5,2	8,2	320	-2,2	-56,7
225	50.000	40.000	1,6	2,5	2,1	79	125	0	225	6,5	10,2	250	-2,1	-63
250	25.000	20.000	4,0	5,0	2,4	100	125	0	225	7,5	13,9	320	-3,2	-63
250	80.000	80.000	0,8	1,6	1,5	65	125	0	250	4,8	7,3	320	-2,0	-63
250	50.000	50.000	1,6	2,5	1,9	78	125	0	250	6,3	9,8	250	-2,1	-63
275	40.000	50.000	1,9	2,8	1,7	74	111	0	250	5,4	9,0	320	-2,2	-55,7
275	25.000	32.000	3,3	4,4	2,0	82	110	0	250	6,7	12,0	250	-2,2	-55,2
275	50.000	64.000	1,4	2,4	1,7	72	120	10.000	222	5,3	8,4	320	-2,2	-60,4
275	32.000	40.000	2,6	3,8	2,2	83	122	4.000	247	7,0	11,8	250	-2,3	-61,5
275	20.000	32.000	3,9	5,3	2,0	78	105	4.000	249	6,5	12,4	250	-2,1	-52,5

*1) Mesurée entre la grille-écran et le châssis.

*2) Mesurée entre l'anode et le châssis.



TABLEAU III
Diviseurs de tension pour l'alimentation de la grille-écran de la EF5 avec réglage de sensibilité manuel.

Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance R_1 (Ω)	Résistance R_2 (Ω)	Résistance R_3 (Ω)	Résistance R_4 (Ω)	Courant consommé par le potentiomètre ¹⁾ (polarisation minimum) I_q (mA)	Courant consommé par le potentiomètre ¹⁾ (polarisation maximum) I_q (mA)	Courant de grille-écran ²⁾ (polarisation minimum) I_{g2} (mA)	Tension de grille-écran ²⁾ (polarisation minimum) V_{g2} (V)	Tension de grille-écran ²⁾ (polarisation maximum) V_{g2} (V)	Résistance chutrice pour l'anode R_a (Ω)	Tension d'anode pour la polarisation minimum V_a (V)	Courant d'anode pour la polarisation minimum I_a (mA)	Courant total pour la polarisation minimum $I_a + I_{g2} + I_q$ (mA)	Polarisation négative de la grille 1 V_{g1} (V)	Polarisation pour la position max. du potentiomètre V_{g1} (V)
100	0	32.000	20.000	320	3,1	1,9	2,4	100	100	0	100	7,7	13,2	-3,2	-39
125	5.000	32.000	20.000	320	3,1	2,2	2,3	98	114	0	125	7,5	12,9	-3,1	-44
150	10.000	32.000	20.000	320	3,0	2,4	2,3	96	100	0	150	7,1	12,4	-3,0	-48
175	25.000	40.000	20.000	320	2,0	2,1	1,8	80	124	0	175	5,9	9,7	-2,5	-41
200	32.000	25.000	25.000	320	1,7	2,4	1,5	61	122	0	200	5,0	8,2	-2,1	-61
225	40.000	32.000	20.000	320	2,2	2,4	1,6	72	127	0	225	5,4	9,2	-2,2	-49
250	50.000	32.000	20.000	320	2,2	2,5	1,5	69	127	0	250	5,1	8,8	-2,1	-49
275	40.000	32.000	20.000	250	2,7	3,1	2,1	82	152	4.000	249	6,6	11,4	-2,2	-61

¹⁾ Courant passant par la résistance R_2 .

²⁾ Mesurée entre la grille-écran et le châssis.

³⁾ Mesurée entre l'anode et la masse.



système à résistance série risquerait dans beaucoup de cas de conduire à des tensions excessives sur la grille-écran au point de réglage total: polarisation négative maximum du tube, lorsque le courant de grille-écran est réduit presque à zéro. C'est ainsi que si la grille-écran était alimentée par une tension de 250 volts par exemple, sa tension s'approcherait de cette valeur pour une polarisation élevée, ce qui contrarierait considérablement le réglage de la pente, sans tenir compte encore du fait que la tension maximum admissible à l'état froid de 400 volts pourrait être facilement dépassée pendant la mise sous tension de l'appareil. La figure 16 indique le schéma de principe pour l'utilisation de cette lampe en amplificatrice H.F. ou M.F. avec réglage automatique du volume sonore. Le tableau II indique quelques valeurs pratiques de résistances à utiliser pour le diviseur de tension, pour différentes tensions d'alimentation V_b .

La figure 17 indique le schéma de principe du montage de la lampe en amplificatrice H.F. avec contrôle du volume sonore manuel au moyen d'une résistance variable. Les valeurs du système diviseur de tension pour l'alimentation de la grille de commande sont indiquées dans le tableau III.

D'une façon générale il faudra prendre les précautions nécessaires pour éliminer les couplages capacitifs et inductifs entre les circuits de grille de commande et d'anode. On doit prévoir des blindages efficaces.

Les connexions du culot et la disposition des électrodes sont représentées figure 14, les dimensions de la lampe sont indiquées figure 15.

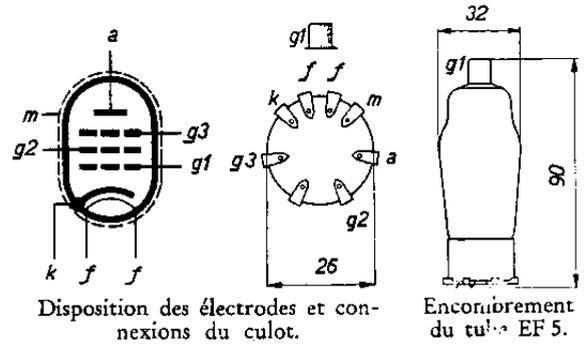
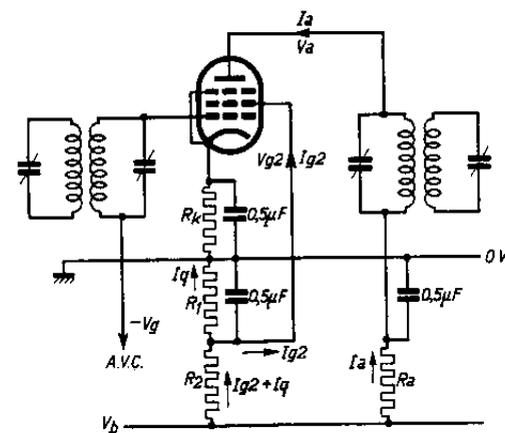


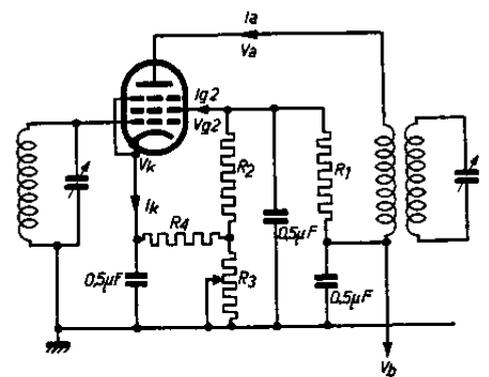
Fig. 14

Fig. 15



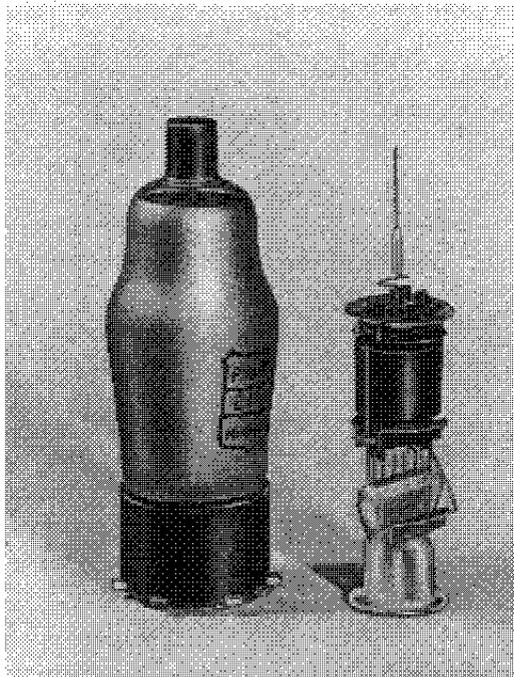
Montage de la lampe EF 5 comme amplificatrice M.F. avec réglage automatique de la pente.

Fig. 16

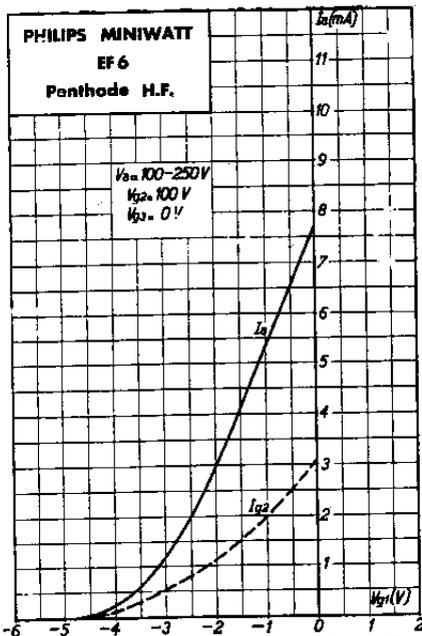


Montage de la lampe EF 5 comme amplificatrice H.F. avec réglage manuel du volume sonore

Fig 17



La nouvelle penthode à pente fixe EF6 de la série „Miniwatt” rouge et sa construction interne.
Fig. 1.



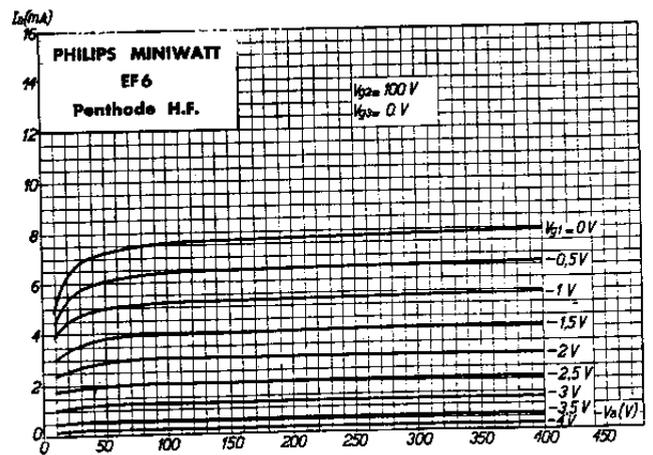
Courant plaque et courant de grille-écran en fonction de la tension de la grille de commande pour $V_a = 250$ volts et $V_{g2} = 100$ volts. Les courbes sont approximativement valables pour des tensions plaques plus basses que 250 volts (jusqu'à 100 volts).

Fig. 2.

La penthode EF 6

La lampe EF 6 convient particulièrement pour l'amplification basse fréquence ou comme détectrice par caractéristique de plaque ou de grille, dans les récepteurs pour secteur alternatif, pour secteurs tous courants et aussi pour les récepteurs auto-radio. C'est une penthode à pente fixe, d'où il résulte qu'elle sera moins fréquemment utilisée comme amplificatrice haute fréquence ou moyenne fréquence puisqu'on utilise généralement maintenant des lampes à pente variable pour ces étages à cause du réglage automatique du volume sonore, presque universellement adopté. Comme amplificatrice H.F. elle sera utilisée avantageusement dans les petits récepteurs où l'on n'a pas prévu de réglage automatique de volume sonore. Comme amplificatrice basse fréquence la EF 6 sera placée, par exemple, entre une duodiode et la lampe finale. Elle permet alors une grande amplification basse fréquence et la tension alternative d'anode est si élevée qu'elle permet de moduler à fond pratiquement sans distorsion

tout étage de sortie normal. Comme détectrice grille, elle offre un gros intérêt pour les récepteurs destinés à l'écoute des stations locales. Cette lampe convient aussi pour l'utilisation dans des schémas spéciaux, par exemple comme amplificatrice de la tension régulatrice de C.A.V., et pour d'autres applications.



Courant plaque en fonction de la tension plaque pour $V_{g2} = 100$ volts et différentes tensions négatives de la grille 1.

Fig. 3.



Sur la gamme „ondes courtes” les résultats que cette lampe permet d’obtenir sont remarquables. La pente sur cette gamme est la même que sur les longueurs d’ondes normales de la radiodiffusion. Puisque dans la gamme de 12 à 60 m la résistance H.F. de l’anode et de la grille de commande est aussi très grande par rapport aux valeurs de l’impédance des circuits accordés qu’on peut pratiquement atteindre (voir aussi le Bulletin Technique No. 26, page 2 et le Bulletin Technique No. 28, page 7), on peut obtenir avec cette lampe des amplifications égales au produit de la pente par l’impédance extérieure. Ces amplifications dépendent donc, pour la pente donnée de la lampe, de la qualité des circuits accordés. Il en résulte que la pente de la lampe joue un rôle important sur la gamme „ondes courtes”. Pour la lampe EF 6 celle-ci a une valeur de 2,0 mA/V au point de fonctionnement, d’où amplification haute fréquence déjà importante.

TABLEAU I

Résistance parallèle de la grille (d’entrée) de la EF 6 ($V_a = 200$ V, $V_{g_2} = 100$ V, $I_a = 3$ mA)		
Longueur d’onde m	$R_{(à\ chaud)}$ M Ω	$R_{(réglage\ total)}$ M Ω
21,0	0,15	1,6
10,8	0,042	0,9
5,0	0,009	0,19
Résistance parallèle de l’anode (de sortie) de la EF 6 ($V_a = 200$ V, $V_{g_2} = 100$ V, $I_a = 3$ mA)		
Longueur d’onde m	$R_{(à\ chaud)}$ M Ω	
23,0	0,37	
11,8	0,18	
6,15	0,080	
Réaction d’anode de la EF 6 ($V_a = 200$ V, $V_{g_2} = 100$ V, $I_a = 3$ mA)		
Longueur d’onde m	$ Z $ (à froid) M Ω	C'_{ag} $\mu\mu$ F
64	18	+0,0019
11,3	1,20	-0,0050
4,97	0,081	-0,033

Sur la gamme „ondes courtes” l’impédance qui remplace la capacité grille-anode sur ondes longues (réaction d’anode), est très élevée, de sorte que l’accrochage n’est pas à craindre pour les amplifications maxima admises. Nous avons trouvé comme valeur de cette impédance pour la EF 6 (voir aussi le Bulletin Technique No. 28, page 7) celle qui est déterminée par la formule:

$$C'_{ag} = (0,0021 - 0,0025 \times 10^{-16} \omega^2) \mu\mu\text{F},$$

où ω est la pulsation et C'_{ag} la capacité grille-anode équivalant à la réaction.

Les propriétés favorables de cette lampe sur ondes courtes sont obtenues en partie par l’adoption du culot standard P. D’autre part, la réunion de la grille de freinage et de la



métallisation à des contacts séparés du culot permet de relier ces éléments directement à la masse, d'où amélioration considérable du rendement sur ondes courtes.

Comme il résulte de la figure 7, la transmodulation et le ronflement de modulation sont faibles, particulièrement pour la tension de grille-écran maximum. Le ronflement de modulation étant faible, cette lampe donnera donc toute satisfaction dans les récepteurs tous courants où ce facteur présente une importance à cause des tensions alternatives élevées qui peuvent s'établir entre le filament et la masse, et provoquer de l'induction sur la grille.

Les capacités entre électrodes de la EF 6, des plus réduites, la rendent particulièrement intéressante aussi bien sur les ondes longues et moyennes que sur la gamme „ondes courtes”.

La tension de chauffage de cette lampe est de 6,3 volts, ce qui permet de l'utiliser, soit dans des récepteurs pour secteur alternatif dont le transformateur de chauffage donne une tension de 6,3 volts, soit dans les récepteurs auto-radio alimentés par un accumulateur de 3 éléments (6,3 volts environ). Pour les voitures dont l'accumulateur comporte 6 éléments (12,6 volts environ) il est possible de brancher cette lampe en série avec une autre des mêmes

caractéristiques de chauffage. La valeur du courant de chauffage de 200 mA permet d'utiliser aussi cette lampe dans les récepteurs tous courants et son filament peut être branché en série avec les filaments de toutes les autres lampes dont le courant de chauffage est de 200 mA, qu'il s'agisse de lampes de la série „E” à filament de 200 mA ou de lampes de la série „C”. L'isolement de la cathode a été étudié pour permettre d'utiliser des tensions jusqu'à 75 volts (valeur de crête) entre le filament et la cathode.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant continu ou alternatif, alimentation en parallèle ou en série.

Tension de chauffage $V_f = 6,3 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = 200 \text{ mA}$

Capacités

$C_{ag1} < 0,003 \mu\mu\text{F}$
 $C_{g1} = 5,4 \mu\mu\text{F}$
 $C_a = 6,9 \mu\mu\text{F}$

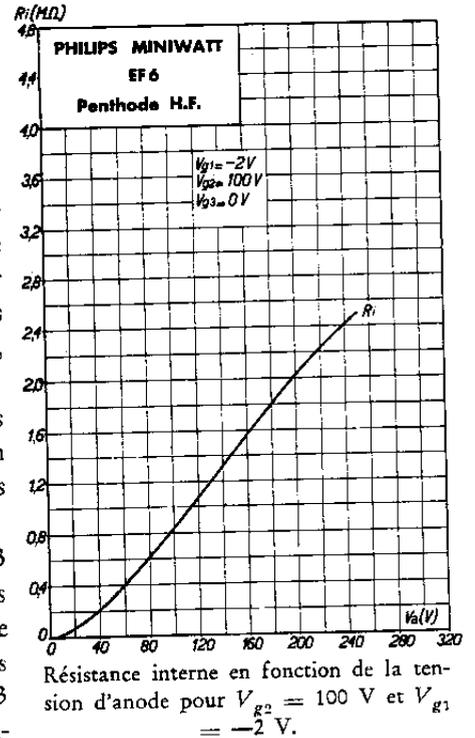


Fig. 4.

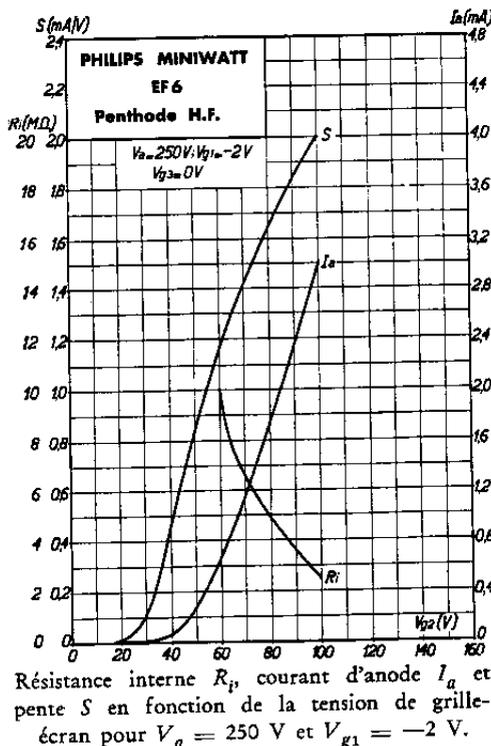


Fig. 5.

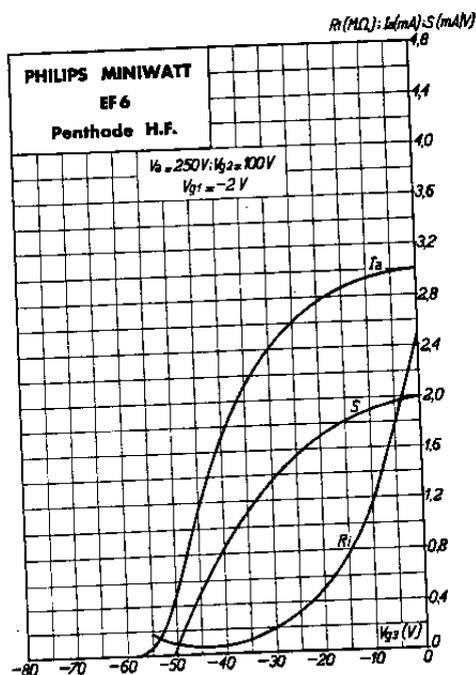


Caractéristiques de service

Tension d'anode	$V_a = 100 \text{ V}$	200 V	250 V
Tension de grille-écran	$V_{g2} = 100 \text{ V}$	100 V	100 V
Polarisation négative de grille	$V_{g1} = -2 \text{ V}$	-2 V	-2 V
Courant anodique au point de fonction.	$I_a = 3 \text{ mA}$	3 mA	3 mA
Courant de grille-écran au point de fonctionnement	$I_{g2} = 1,1 \text{ mA}$	1,1 mA	1,1 mA
Coefficient d'amplification	$k = 1600$	4000	5000
Pente au point de fonctionnement	$S = 2,0 \text{ mA/V}$	2,0 mA/V	2,0 mA/V
Résistance interne au point de fonction.	$R_i = 0,8 \text{ M}\Omega$	2,0 M Ω	2,5 M Ω
Tension de la grille de freinage	$V_{g3} = 0 \text{ V}$	0 V	0 V

Limites fixées pour les caractéristiques

- $V_{a0 \text{ max}} = 550 \text{ V}$
- $V_a \text{ max} = 250 \text{ V}$
- $W_a \text{ max} = 1 \text{ W}$
- $I_k \text{ max} = 6 \text{ mA}$
- $V_{g1 \text{ max}} (I_{g1} = 0,3 \mu\text{A}) = -1,3 \text{ V}$
- $V_{g20 \text{ max}} = 550 \text{ V}$
- $V_{g2 \text{ max}} = 125 \text{ V}$
- $W_{g2 \text{ max}} = 0,3 \text{ W}$
- $I_{g2 \text{ max}} = 1,4 \text{ mA}$
- $I_{g2 \text{ min}} = 0,8 \text{ mA}$
- $R_{g1a \text{ max}} = 1,5 \text{ m}\Omega$
- $R_{g1f \text{ max}} = 1 \text{ M}\Omega$
- $V_{fk \text{ max}} = 75 \text{ V}$
- $R_{fk \text{ max}} = 20.000 \Omega^1)$



Résistance interne R_i , courant d'anode I_a et pente S en fonction de la tension négative sur la grille de freinage pour $V_a = 250 \text{ V}$, $V_{g2} = 100 \text{ V}$ et $V_{g1} = -2 \text{ V}$. La tension de la grille de freinage ne doit jamais être positive.

Fig. 6.

Utilisation

En ce qui concerne l'amplification haute et moyenne fréquence veuillez-vous reporter aux caractéristiques du tube indiquées ci-dessus. La lampe est métallisée, de sorte qu'il est superflu de prévoir un blindage. Cette métallisation, reliée à un contact séparé du culot, doit être connectée si possible au châssis. Si, avec des montages spéciaux, la cathode présente une tension négative élevée par rapport au châssis on devra connecter la métallisation à la cathode. La grille de freinage g_3 a été reliée aussi à un contact séparé et elle peut être mise à la masse directement, ce qui est particulièrement avantageux en ondes courtes, comme nous l'avons déjà expliqué ci-dessus.

¹⁾ Pour une résistance cathodique inférieure à 1000 ohms le condensateur de découplage doit être de $0,05 \mu\text{F}$ au minimum, et pour une résistance plus grande, $1 \mu\text{F}$ au minimum.



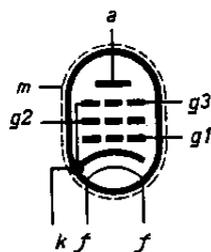
Les précautions habituelles concernant le blindage des conducteurs doivent être prises et les électrodes sous tension doivent être soigneusement découplées par des filtres efficaces.

Les autres utilisations de cette penthode sont étudiées ci-dessous.

Dans le cas de l'utilisation de la EF 6 comme détectrice ou comme amplificatrice B.F. dans des récepteurs tous courants, on aura soin de placer le filament de cette lampe dans le circuit de chauffage le plus près possible du châssis afin d'éviter le ronflement du secteur alternatif.

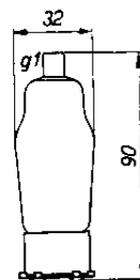
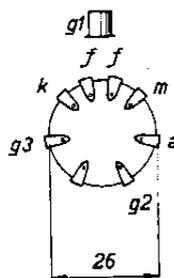
1.) Détectrice plaque avec couplage par résistance

Dans les récepteurs modernes, on emploie presque exclusivement la détection par diode suivie d'une amplification à basse fréquence. Toutefois l'utilisation de la EF 6 comme détectrice plaque se fera couramment dans les récepteurs bon marché du type à amplification directe ou à changement de fréquence. La détection par la plaque a un caractère quadratique, de sorte que la qualité de reproduction n'est point aussi bonne qu'avec une détectrice diode. Par comparaison avec la détection grille, la détection plaque a cependant l'avantage de permettre des tensions alternatives d'anode beaucoup plus élevées, de sorte qu'il sera possible de moduler complètement tout étage final normal, mais elle ne permet pas l'obtention d'une réaction satisfaisante et elle donne une amplification plus faible que la détectrice grille.



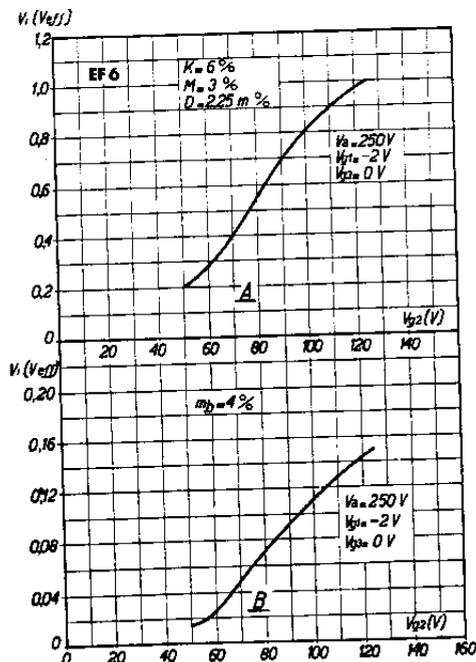
Disposition des électrodes et connexions du culot.

Fig. 8.



Encombrement du tube EF6.

Fig. 9.



Courbe A: Tension alternative sur la grille de commande (valeur efficace) en fonction de la tension de grille-écran de la lampe EF6 pour 6% de transmodulation (3% d'augmentation de modulation et 2,25 m% de distortion de modulation, où m = profondeur de la modulation). 6% de transmodulation correspondent à 0,5% d'harmonique 3.

Courbe B: Tension alternative sur la grille de commande (valeur efficace) en fonction de la tension de grille-écran pour 4% de ronflement de modulation, ce qui correspond à 1% d'harmonique 2.

Fig. 7.



TABLEAU II

La EF 6 comme détectrice plaque avec couplage par résistance.

$R_{g1x} = 0,7 \text{ M}\Omega$.

Tension continue de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance extérieure d'anode R_a (M Ω)	Courant d'anode I_a (mA)	Tension de la grille-écran V_{g2} (V)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Résistance cathodique R_k (Ω)	Amplification de la détectrice ($m = 0,3$) ¹⁾	Pour une profondeur de la modulation $m = 0,3$				Pour une profondeur de la modulation $m = 0,1$				Tension H.F. sur la grille max. jusqu'au courant de grille de grille $V_i \text{ max}$ (V_{eff})	
							Tension alt. de sortie V_o (V_{eff})	Tension H.F. sur la grille V_i (V_{eff})	Distorsion totale d_{tot} (%)	Tension alt. de sortie V_o (V_{eff})	Tension H.F. sur la grille V_i (V_{eff})	Distorsion totale d_{tot} (%)	Tension alt. de sortie V_o (V_{eff})	Tension H.F. sur la grille V_i (V_{eff})		Distorsion totale d_{tot} (%)
250	0,32	0,34	100	0,12	8000	9,8 X	14	0,7	7	14	1,55	2,2	4,2			
250	0,1	0,35	100	0,13	8000	5,5 X	14	1,4	7,5	14	3,3	4	4,0			

¹⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 2 V_{eff}$

TABLEAU III

La EF 6 comme détectrice grille avec couplage par résistance.

$R_{g1x} = 0,7 \text{ M}\Omega$.

Tension continue de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance extérieure d'anode R_a (M Ω)	Courant d'anode I_a (mA)	Résistance série de la grille-écran R_{g2} (M Ω)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Amplification de la détectrice ($m = 0,3$) ¹⁾	Pour une profondeur de la modulation $m = 0,3$				Pour une profondeur de la modulation $m = 0,1$				
						Tension alt. de sortie $V_o \text{ max}$ (V_{eff})	Tension H.F. sur la grille V_i (V_{eff})	Distorsion totale d_{tot} (%)	Tension alt. de sortie $V_o \text{ max}$ (V_{eff})	Tension H.F. sur la grille V_i (V_{eff})	Distorsion totale d_{tot} (%)	Tension alt. de sortie $V_o \text{ max}$ (V_{eff})	Tension H.F. sur la grille V_i (V_{eff})	Distorsion totale d_{tot} (%)
250	0,2	1,1	0,5	0,43	20 X	15	0,65 <td>6,5</td> <td>5,2</td> <td>0,65</td> <td>2</td>	6,5	5,2	0,65	2			
200	0,2	0,9	0,5	0,32	18 X	11	0,60 <td>6,5</td> <td>3,7</td> <td>0,60</td> <td>2</td>	6,5	3,7	0,60	2			
250	0,2	0,86	0,8	0,28	21 X	11	0,42 <td>8</td> <td>3,8</td> <td>0,40</td> <td>2,3</td>	8	3,8	0,40	2,3			
250	0,2	0,72	1,0	0,22	20 X	10	0,40 <td>8</td> <td>3,4</td> <td>0,40</td> <td>2,3</td>	8	3,4	0,40	2,3			
250	0,08	2,6	0,2	0,95	17 X	18	1,0 <td>8</td> <td>6,0</td> <td>1,0</td> <td>2,2</td>	8	6,0	1,0	2,2			

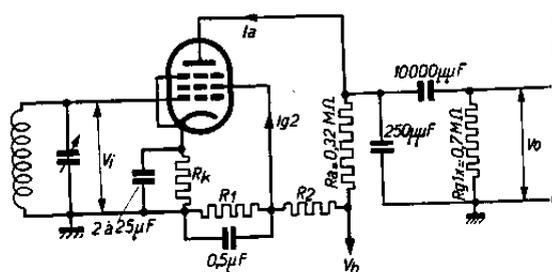
¹⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 2 V_{eff}$



La figure 10 indique le schéma de principe du montage de cette lampe en détection plaque et le tableau II donne une série de résultats de mesures effectuées avec une résistance de fuite de 0,7 mégohm sur la grille de la lampe finale placée à la suite. Cette dernière valeur correspond en moyenne à la valeur maximum admissible pour l'emploi des lampes EL2 et EL3 avec une polarisation semi-automatique et à la valeur maximum admissible pour l'emploi de la lampe EL5 avec une polarisation entièrement automatique. Ce tableau donne la distorsion pour une tension alternative de sortie $V_o = 14$ volts *eff* pour des profondeurs de modulation de 30 et 10% et l'amplification de la détectrice avec une résistance extérieure d'anode de 0,32 et de 0,1 mégohm. Les tensions de la grille-écran indiquées sur le tableau II doivent être obtenues au moyen d'un système potentiométrique assez largement calculé.

2.) Détectrice grille avec couplage par résistance

On peut utiliser avantageusement la lampe EF6 comme détectrice grille à couplage par résistance dans les petits récepteurs d'émissions locales. La sensibilité est beaucoup plus grande que dans le cas de détection plaque puisque l'utilisation d'une réaction est alors possible. La tension maximum de sortie est, cependant, plus réduite.



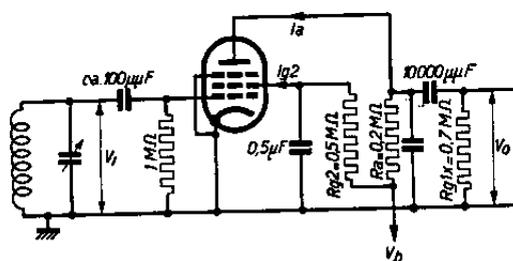
Montage de la lampe EF6 comme détectrice plaque avec couplage par résistance.

Fig. 10.

Pour l'utilisation en détectrice grille il est avantageux de se servir d'une résistance série pour l'alimentation de la grille-écran au lieu d'un potentiomètre puisque alors le recul de grille augmente avec la puissance du signal. L'utilisation de la EF6 comme détectrice grille dans les récepteurs tous courants alimentés sur des secteurs à 110 volts ne donnera généralement pas des résultats très satisfaisants puisque la tension alternative de sortie ne suffira généralement pas pour moduler complètement la lampe finale si la profondeur de modulation est faible. La figure 11 indique le schéma de montage de la lampe EF6 comme détectrice grille avec couplage par résistance. Le tableau III ci-contre, donne les résultats des différentes mesures effectuées sur ce montage.

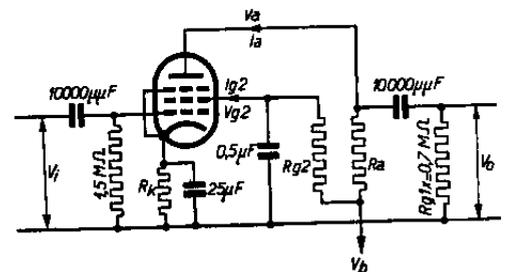
Il résulte de l'examen de ce tableau que l'utilisation comme détectrice grille avec couplage par résistance n'est réellement intéressante que pour des tensions plaques élevées.

On a supposé que la résistance de fuite de la lampe suivante est égale à 0,7 mégohm.



Montage de la lampe EF6 comme détectrice grille avec couplage par résistance.

Fig. 11.



Montage de la lampe EF6 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance.

Fig. 12.



TABEAU IV

La EF 6 comme amplificateur B.F. avec couplage par résistance.

Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance extérieure d'anode R_a (M Ω)	Courant d'anode I_a (mA)	Résistance de la série grille-écran R_{g2} (M Ω)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Résistance cathodique R_k (Ω)	Polarisation négative de la grille V_{g1} (V)	Tension alternative de sortie $V_o = 14 V_{eff}$		Tension alternative de sortie $V_o = 10 V_{eff}$		Remarques	
							Amplification $\frac{V_o}{V_i}$	Distorsion totale d_{tot} (%)	Amplification $\frac{V_o}{V_i}$	Distorsion totale d_{tot} (%)		
250	0,32	0,54	0,8	0,20	4.000	-2,9	180 \times	1,8	—	—	Utilisation dans les récepteurs pour secteur alternatif et pour secteur continu de 220 V.	
200	0,32	0,44	0,8	0,17	4.000	-2,4	165 \times	1,8	—	—		
250	0,2	0,92	0,4	0,38	2.500	-3,2	158 \times	< 0,8	—	—		
200	0,2	0,75	0,4	0,32	2.500	-2,8	152 \times	< 0,8	—	—		
250	0,1	1,45	0,25	0,54	1.600	-3,2	112 \times	1,0	—	—		
200	0,1	1,2	0,25	0,44	1.600	-2,7	105 \times	1,4	—	—		
200	0,32	0,42	0,64	0,15	6.400	-3,7	130 \times	3,4	—	—		Utilisation dans les récepteurs pour secteur tous courants
150	0,32	0,33	0,64	0,12	6.400	-2,9	120 \times	3,7	120 \times	2,6		
100	0,32	0,22	0,64	0,09	6.400	-2,0	110 \times	5,5	110 \times	3,4		
200	0,2	0,59	0,4	0,23	5.000	-4,1	117 \times	2,7	—	—		
150	0,2	0,45	0,4	0,17	5.000	-3,1	110 \times	3,5	110 \times	2,5		
100	0,2	0,31	0,4	0,12	5.000	-2,2	100 \times	4,8	100 \times	3,4		
200	0,1	1,2	0,16	0,43	3.200	-5,1	90 \times	1,9	—	—		
150	0,1	0,90	0,16	0,33	3.200	-3,9	84 \times	2,8	84 \times	2,0		
100	0,1	0,63	0,16	0,23	3.200	-2,7	75 \times	3,3	75 \times	2,3		



Comme amplificatrice basse fréquence la lampe EF 6 présente des caractéristiques particulièrement avantageuses. Elle permet d'obtenir une grande amplification avec peu de distorsion et elle rend possible la construction de récepteurs très sensibles et très musicaux.

La grille-écran doit être alimentée de préférence au moyen d'une résistance série dont la valeur est indiquée dans le tableau ci-contre. Malgré l'étude spéciale contre l'effet microphonique dont cette lampe a été tout spécialement l'objet, il ne faudra pas admettre une sensibilité basse fréquence trop élevée sur la grille. Un haut-parleur très sensible pourrait faire naître, dans ce cas, un effet microphonique. La EF 6 ne devra être utilisée que pour un seul étage de basse fréquence; elle devra donc seulement être branchée directement avant l'étage final. L'utilisation d'un étage B.F. intermédiaire n'est pas à conseiller. D'ailleurs cette lampe permet d'obtenir une sensibilité suffisante pour tous les cas rencontrés dans la pratique. D'une façon générale, on peut dire que la sensibilité B.F. sur la grille de la EF 6 ne devra pas être supérieure à 5 mV.



L'octode neutrodynée EK 2



La nouvelle octode EK 2.

Fig. 1

quence demande la recherche d'un compromis très habile entre les divers facteurs dont on doit tenir compte. Il est indéniable que l'ancienne octode AK 2 représentait déjà une solution très satisfaisante de ce problème épineux, surtout sur ondes longues et moyennes. C'est sur le perfectionnement de la réception en „ondes courtes” qu'on a porté une attention particulière en étudiant la nouvelle octode EK 2. Voici quelques effets dont on vient de parler ci-dessus:

1) Effet de couplage électronique

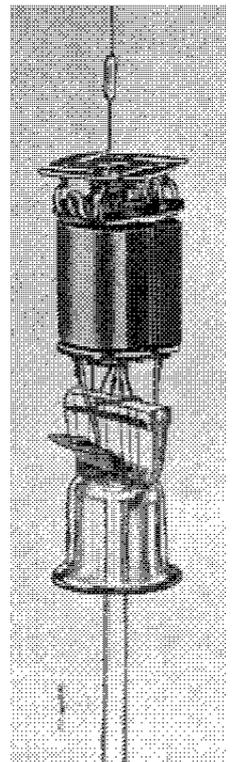
L'effet de couplage électronique, qui se manifeste d'une façon très gênante en ondes courtes, a été éliminé pratiquement en connectant un petit condensateur de neutrodynage entre la première et la quatrième grille. Nous allons voir quelle est la fonction de ce condensateur.

En mesurant les capacités statiques entre la grille d'entrée (grille 4) et la grille oscillante (grille 1) ainsi qu'entre la grille 4 et l'anode auxiliaire (grille 2), nous constatons qu'elles sont de l'ordre du dixième de micromicrofarad seulement. Cette capacité semblerait donc devoir

Le tube EK 2 est un tube changeur de fréquence à six grilles destiné à être utilisé dans les récepteurs alimentés par le secteur alternatif où l'enroulement de chauffage est prévu pour 6,3 volts, dans les postes autoradio alimentés par un accumulateur de 3 éléments et, en série avec un autre tube à 6,3 volts et 200 mA dans les postes autoradio alimentés par un accumulateur de 6 éléments. Cette lampe peut aussi servir dans les appareils tous courants avec filaments alimentés en série.

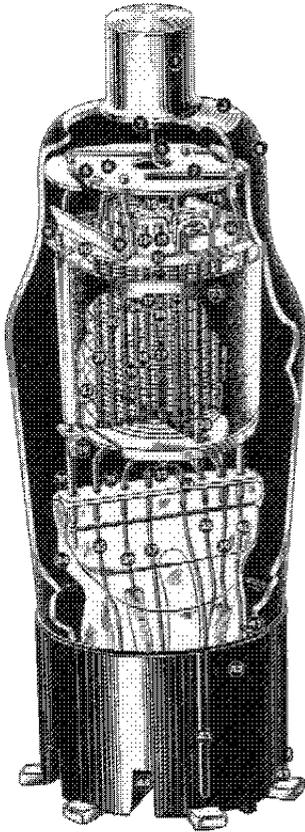
Le principe sur lequel est basé le changement de fréquence avec ce tube est déjà bien connu; c'est celui de l'ancienne lampe AK 2. Les faibles dimensions et certaines modifications dans la construction ont cependant apporté une amélioration appréciable pour l'utilisation de ce tube, particulièrement en ce qui concerne la gamme des ondes très courtes.

On demande généralement, de toute lampe amplificatrice, une amplification aussi élevée que possible, pourvu que des effets secondaires indésirables soient évités. C'est surtout le changement de fréquence qui introduit un grand nombre d'effets parasites; la construction d'une changeuse de fré-



Construction intérieure de la nouvelle octode EK 2.

Fig. 2



Croquis montrant les divers organes de la nouvelle octode EK 2. Le condensateur de neutrodynage est indiqué par le chiffre 12. Fig. 9

ment du circuit d'entrée. Elle ne saurait s'expliquer numériquement par les capacités statiques entre les électrodes en question et elle est due à un couplage électronique. La densité des électrons devant la quatrième grille est modifiée par la tension oscillante sur la première grille, et cette variation de charge électrique crée une tension alternative sur la quatrième grille. L'impédance du circuit d'entrée pour la fréquence du circuit oscillant qui est supérieure à la fréquence d'accord, équivaut à une capacité et la tension créée sur la grille 4 est donc de phase opposée à la tension oscillante sur la première grille. Si la fréquence de l'oscillatrice était inférieure à la fréquence du signal incident la phase de l'impédance du circuit d'entrée serait de sens opposé et la tension mise en évidence sur la grille 4 serait de même phase. (Il serait donc avantageux de choisir, dans la gamme „ondes courtes”, une fréquence plus basse que la fréquence d'accord du circuit d'entrée).

garantir une indépendance complète du circuit d'entrée et du circuit oscillant. Cependant, déjà sur les ondes les moins longues de la gamme petites ondes (200—600 m), une tension alternative dont la fréquence est celle du circuit oscillant apparaît sur le circuit d'entrée. La valeur de cette tension alternative est de l'ordre de 1 volt avec la lampe AK 2 et elle dépend des caractéristiques du circuit d'entrée. Si la fréquence du circuit oscillant local est supérieure à celle du signal incident, comme il est de règle, cette tension est en opposition de phase avec la tension oscillante sur la grille 1. On sait qu'avec l'octode le changement de fréquence est produit par la modulation de la pente de la partie supérieure suivant le rythme de l'oscillation locale (voir aussi le Bulletin Technique No. 14).

Dans le cas d'une tension parasite sur la grille 4, cette modulation est produite par la résultante des deux tensions oscillantes sur les grilles 1 et 4 ensemble au lieu d'être produite par la tension alternative sur la grille 1 seulement.

Puisque ces deux tensions sont de phases opposées, la tension parasite sur la grille 4 agit comme une baisse de la tension oscillante sur la grille.

La tension sur la grille 4, de phase opposée, tend donc à faire diminuer la tension moyenne fréquence sur le transformateur M.F. et elle réduit l'amplification de conversion qui serait possible sans elle. La tension induite sur le circuit d'entrée gêne, de plus, les auditions des voisins, puisqu'elle agit sur le circuit d'antenne des appareils qui n'ont pas d'étage H.F. De plus, si elle prend une valeur trop grande elle peut, dans certaines circonstances, faire naître un courant de grille avec, comme conséquence, un amortisse-

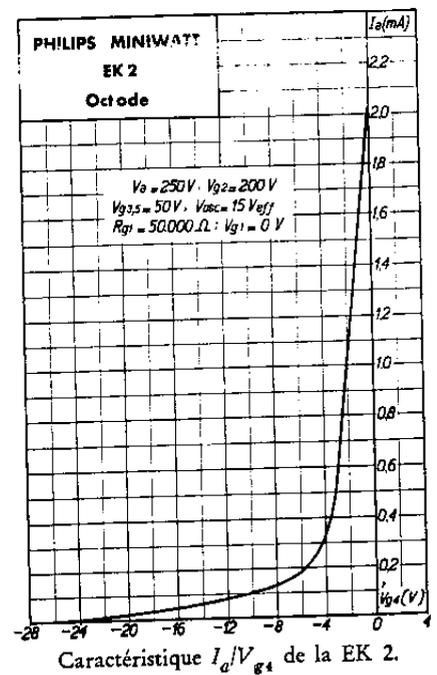
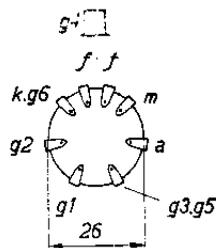
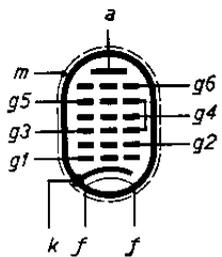


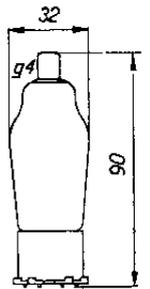
Fig. 4



Disposition des électrodes et connexions du culot du tube EK 2.

Fig. 5

En tenant compte de la phase de la tension induite sur la grille 4, le couplage électronique entre la grille 1 et la grille 4 peut être comparé à une capacité négative qui existerait entre la grille 1 et la grille 4. Cette capacité n'existe cependant pas en sens inverse, c'est-à-dire de la grille 4 vers la grille 1, puisque la grille 4 n'agit pas sur les électrons autour de la grille 1. La valeur de cette capacité est d'environ 2 micro-microfarads dans le cas d'une octode AK 2. En montant un petit condensateur de cette valeur, extérieurement au tube, entre la grille 1 et la grille 4, ce couplage électronique disparaîtrait pratiquement, puisque alors une autre tension oscillante de la fréquence du circuit oscillant mais de phase opposée attaquerait la grille 4 en même temps. Il y aurait donc, compensation entre ces deux tensions sur la grille 4 et aucune réduction de l'amplification de conversion ne serait alors constatée. Il est vrai que ce condensateur laisserait subsister une capacité positive entre la grille 4 et la grille 1 qui ne serait pas compensée, mais à l'heure actuelle on ne connaît aucun inconvénient résultant de la présence de cette capacité.



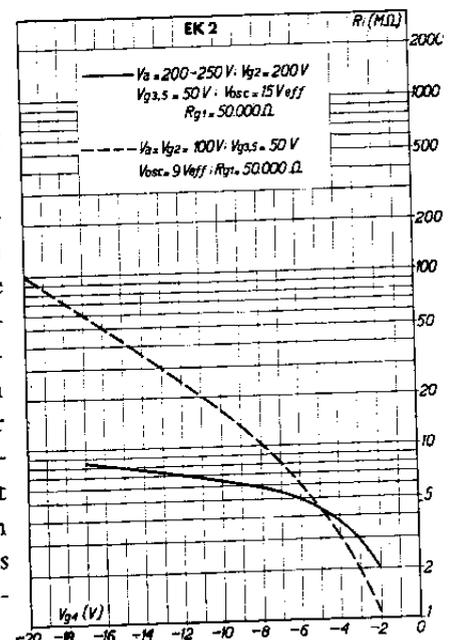
Encombrement du tube EK 2.
Fig. 6

Considérons maintenant quelques facteurs qui exercent une influence sur la grandeur de la tension oscillante parasite sur la grille 4.

- 1) Cette tension décroît si, dans une gamme de longueurs d'onde, on augmente la capacité d'accord. Le couplage électronique décroît, dans une même gamme, de manière inversement proportionnelle au cube de la fréquence.
- 2) Pour une même position du condensateur variable du circuit d'entrée, mais pour des longueurs d'ondes différentes, dues à des changements de gammes, le couplage électronique augmente proportionnellement à la fréquence.
- 3) Le couplage électronique est inversement proportionnel à la valeur de la moyenne fréquence c'est-à-dire à la différence entre la fréquence du signal incident accordé et la fréquence de l'oscillatrice locale.

Le couplage électronique entre la première et la quatrième grille se manifeste donc de façon sérieuse vers les courtes longueurs d'onde de chaque gamme et il entraîne le maximum de difficultés dans les gammes d'ondes très courtes. Sur 14 m de longueur d'onde, par exemple, si le condensateur variable du circuit d'entrée a alors atteint sa position minimum (30 μF p. ex.), la tension oscillante induite sur le circuit accordé de la grille 4 peut être de l'ordre de quelques volts dans les conditions normales de fonctionnement de la AK 2, pour une moyenne fréquence de 100 kc/s. On voit donc que dans certaines circonstances défavorables l'effet de couplage électronique peut prendre des proportions gênantes.

Dans la EK 2 les dimensions des diverses grilles ont été choisies de manière à permettre de réduire à 50 volts la tension sur les grilles 3 et 5 et d'augmenter à 200 volts



Résistance interne en fonction de la tension négative de la grille 4.

Fig. 7



la tension sur la grille 2. Par suite de cette modification et des dimensions judicieusement choisies des grilles, le couplage électronique a pu être réduit considérablement. Alors que, dans le cas de l'octode AK 2, le couplage électronique était équivalent à une capacité négative unilatérale de la grille 1 vers la grille 4 de $2 \mu\mu\text{F}$ environ, ce couplage a pu être réduit pour la EK 2 à une capacité équivalente de $1 \mu\mu\text{F}$ environ, donc de la moitié. Comme nous l'avons déjà expliqué, ce couplage peut être compensé par le montage d'un petit condensateur entre la grille 1 et la grille 4 de la même valeur environ que la capacité équivalente du couplage électronique. Ce montage demande cependant le choix d'un petit condensateur d'une valeur qui réponde assez exactement aux conditions imposées. C'est pour cela qu'on a prévu pour la EK 2 un petit condensateur de la valeur requise dans l'ampoule de la lampe même. La figure 3 indique la place de ce petit condensateur. L'avantage pour le constructeur d'appareils est évident, car il n'a plus besoin de se procurer ces condensateurs, ni de les assortir pour trouver les valeurs exactes. Le montage de la nouvelle octode EK 2 est donc considérablement simplifié.

II. Glissement de la fréquence

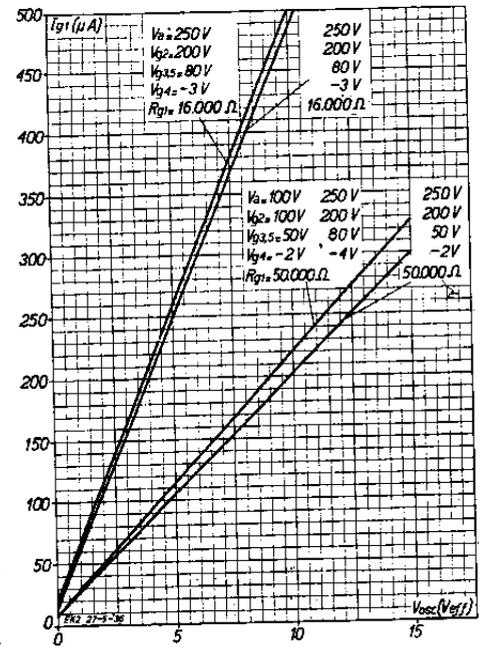
Plusieurs causes peuvent provoquer le glissement de la fréquence du circuit oscillant local et entraîner, dès lors, des ennuis sur ondes très courtes.

Les variations de la fréquence de l'oscillatrice peuvent être dues à la variation de la tension du secteur qui alimente l'appareil récepteur. Il n'est pas rare de trouver une variation de 10 kc/s sur la longueur d'onde de 13 m. Cette variation de fréquence peut être notablement réduite en connectant le circuit oscillant local non pas à la grille 1, mais à la grille 2, la self de réaction sera alors intercalée dans le circuit de la grille 1. Le glissement de la fréquence se réduit alors à 1/3 environ. Le moyen, qui permet d'arriver à ce résultat, est donc très simple. Un autre moyen consiste à utiliser un petit tube au néon pour stabiliser les potentiels sur les électrodes. Ce procédé a d'ailleurs été essayé avec beaucoup de succès dans certains récepteurs.

Une autre cause du glissement de fréquence provient du réglage de la pente de conversion effectué sur la quatrième grille. En augmentant la polarisation négative de la grille 4 il se produit une modification de la capacité entre la première grille et la cathode par suite de la variation du courant d'anode. Il en résulte une variation de la fréquence et il n'est pas rare de trouver, sur 13 m de longueur d'onde, une variation de 20 kc/s. En intercalant le circuit oscillant dans le circuit de la deuxième grille on évite, en même temps, cette cause du glissement de fréquence.

C'est grâce au choix d'une tension de 200 volts, pour la deuxième grille de la nouvelle octode EK 2, qu'on a pu réduire considérablement le glissement de fréquence. En se servant du moyen indiqué ci-dessus: connexion du circuit oscillant local à la deuxième grille, on obtient une stabilité parfaite de la fréquence oscillatrice qui donne pratiquement satisfaction dans tous les cas.

On remarque expérimentalement qu'on remédie souvent au glissement de fréquence en



Courant de la grille 1 en fonction de la tension oscillante sur cette grille pour différentes valeurs de la résistance de fuite (réunie à la cathode) et différentes valeurs de la tension d'anode.

Fig. 8



alimentant les grilles au moyen d'une résistance série au lieu de le faire par un système potentiométrique. Ce fait peut s'expliquer par la compensation partielle des influences qu'exercent les variations des tensions des différentes grilles sur le glissement de fréquence. Elle est valable aussi bien par suite de la variation de la tension du secteur, que par suite du réglage de la pente. Cela explique pourquoi nous n'utilisons pas, dans nombre de montages, un système potentiométrique, quoique nous recommandions de le faire autant que possible. Il est vrai que l'emploi d'une résistance série augmente la possibilité de divergences dans les réglages des tubes.

On peut obtenir une réduction importante, voire même l'élimination complète du glissement de fréquence causé par la variation de la tension du secteur, en se servant du deuxième harmonique de la tension oscillatrice. Cela veut dire que, dans ce cas, le circuit oscillant local est accordé sur environ 30—90 m, si la bande de réception se trouve entre 15 et 45 m. On obtient alors les avantages énumérés ci-dessous:

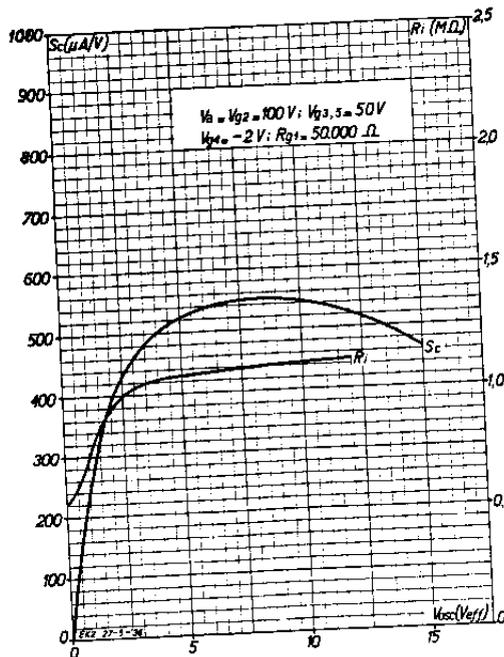
- a) une oscillation plus forte et stable.
- b) un glissement de fréquence plus faible.
- c) une plus grande amplification sur les ondes les plus courtes de la gamme.

a) L'oscillation plus forte et plus stable par l'emploi d'un harmonique de la tension oscillatrice s'explique par le fait que la qualité de la self diminue très sensiblement avec les fréquences très élevées, de sorte que, pour une pente déterminée de la caractéristique de la lampe, l'accrochage devient impossible. Plus la fréquence est petite, meilleure est la possibilité d'accrochage de la lampe.

b) Le glissement moindre de fréquence est dû à la plus grande stabilité d'oscillation; comme nous l'indiquons déjà plus haut, des mesures nous ont indiqué qu'en employant l'onde fondamentale pour les ondes les plus courtes de la gamme (environ 15 m) 10% de variation de la tension du secteur peuvent causer un glissement de fréquence de 20 kilocycles; en employant le deuxième harmonique et pour une variation identique nous avons trouvé un glissement de fréquence de 3 à 5 kc/s.

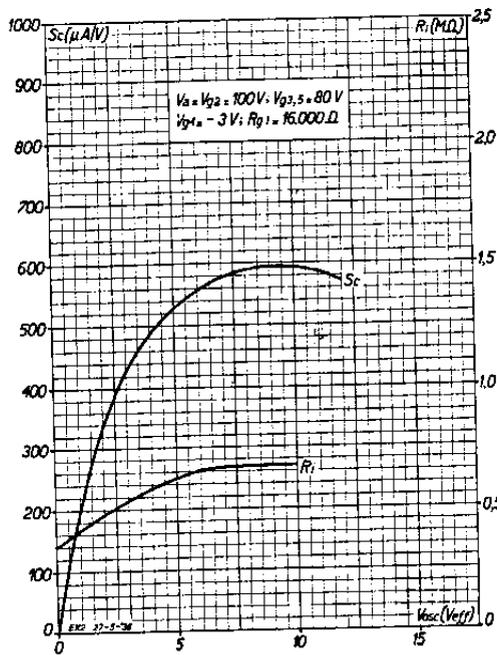
c) La plus grande amplification résulte de la réduction considérable de l'effet de couplage électronique. Comme nous l'avions déjà dit, l'effet de couplage est inversement proportionnel à la différence entre la fréquence du signal incident et la fréquence de l'oscillatrice. Il est donc avantageux de choisir un harmonique de l'oscillatrice, surtout si l'on choisit la double fréquence oscillatrice au-dessus de la fréquence du signal d'entrée.

Le seul désavantage de ce mode de fonctionnement est que l'amplification pour les ondes les plus longues de la gamme sera seulement la moitié de celle qu'on pourrait obtenir en se servant de l'onde fondamentale de l'oscillatrice.



Pente de conversion et résistance interne en fonction de la tension oscillatrice, utilisation sur ondes longues et moyennes, $V_a = V_{g2} = 100 \text{ V}$, $V_{g3,5} = 50 \text{ V}$, $V_{g4} = -2 \text{ V}$, $R_{g1} = 50.000 \text{ ohms}$.

Fig. 9



Pente de conversion et résistance interne en fonction de la tension oscillatrice, utilisation sur ondes courtes, $V_a = V_{g2} = 100 \text{ V}$, $V_{g3,5} = 80 \text{ V}$, $V_{g4} = -3 \text{ V}$, $R_{g1} = 16.000 \text{ ohms}$.

Fig. 10

de cette tension. Puisque les dimensions du système des électrodes de la EK 2 sont encore plus petites que celles de la AK 2 on est arrivé à réduire davantage encore cet effet du parcours électronique sur le système du C.A.V. et son importance est ainsi pratiquement insignifiante.

III. Effet du parcours électronique

Le parcours, l'accélération, le freinage etc. des électrons sont déterminés par la répartition des potentiels dans le tube. Pour une fréquence réduite on peut prétendre que la répartition du potentiel dans le tube ne varie pas pendant le mouvement des électrons. Par contre, pour une fréquence élevée et pour des trajectoires plus longues, la répartition des potentiels peut varier pendant le mouvement des électrons et il existe la possibilité qu'un électron parvienne à un endroit où il n'aurait jamais pu arriver par une répartition constante des potentiels.

Ainsi des électrons peuvent atteindre, par exemple, la grille de commande négative; il y aura, par conséquent, un courant de grille pouvant avoir, dans le cas de l'octode AK 2, une valeur d'environ $0,5 \mu\text{A}$ pour une tension oscillatrice correspondant à $190 \mu\text{A}$ de courant de la grille 1 et pour une longueur d'onde de 15 m environ. Ce courant de grille est susceptible de déranger le système de réglage automatique de volume sonore. Il augmente avec la tension alternative sur le circuit oscillant, de sorte qu'il est possible de l'influencer favorablement par le choix judicieux

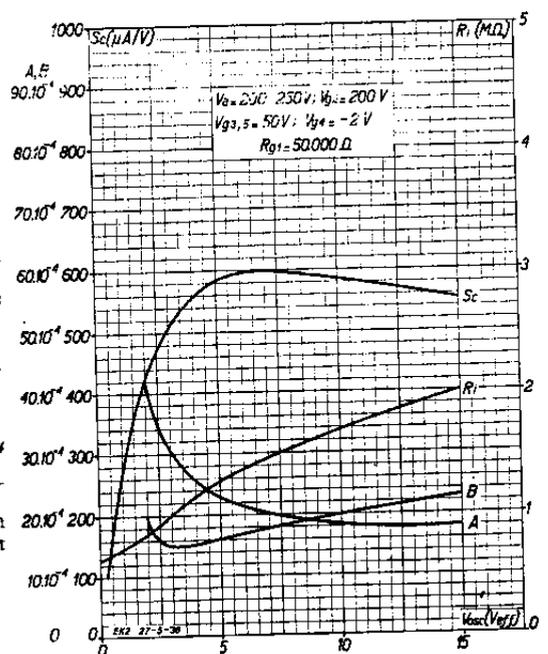
Pente de conversion et résistance interne en fonction de la tension oscillatrice, utilisation sur ondes longues et moyennes, $V_a = 200-250 \text{ V}$, $V_{g2} = 200 \text{ V}$, $V_{g3,5} = 50 \text{ V}$, $V_{g4} = -2 \text{ V}$, $R_{g1} = 50.000 \text{ ohms}$.

Courbe A; $\frac{\text{Intensité du bruit de fond}}{\text{Intensité du signal musical}}$ après la deuxième détectrice (pour une détection linéaire) en fonction de la tension oscillatrice sur la grille 1. Ce rapport peut être représenté par l'expression $\frac{V_{1a}}{S_c \cdot V_i \cdot m}$ (si $B = 10.000$ périodes par seconde, $V_i = 0,003 \text{ V}$, $m = 0,3$).

Courbe B; $\frac{\text{Intensité du sifflement par le 2e harmonique du signal d'entrée}}{\text{Intensité du signal musical}}$ après la deuxième détectrice (pour une détection linéaire) en fonction de la tension oscillatrice sur la grille 1. Ce rapport peut être représenté par l'expression $\frac{f_2}{S_c \cdot m}$

V_i (où $V_i = 0,003 \text{ V}$ et $m = 0,3$).

Fig. 11





IV. Résistance parallèle sur la grille

On sait que sur ondes courtes, la valeur de la résistance haute fréquence, entre la grille de commande et la cathode a une valeur beaucoup plus petite que dans les gammes „ondes longues” et „ondes moyennes”. Si elle prend des valeurs de l'ordre de l'impédance du circuit accordé d'entrée, pour la longueur d'onde considérée, elle réduit considérablement l'amplification possible.

On a mesuré, à 13 m de longueur d'onde, avec une moyenne fréquence de 500 kc/s, une impédance d'entrée de 67.000 ohms environ. Cette valeur ne diminue donc d'aucune façon l'amplification avec les impédances de circuit utilisées pour cette longueur d'onde.

V. Bruit de fond et sifflements

On sait que le bruit de fond peut être exprimé par la formule

$$e_r = f \frac{\sqrt{I_a}}{S_c} \sqrt{\frac{B}{10.000}}$$

où e_r représente la tension équivalente de bruit de fond sur la grille d'entrée de l'octode, f est un

coefficient qui varie d'une lampe à l'autre et diffère peu de l'unité et B la largeur équivalente de la bande de la partie M.F. qui suit l'octode, en périodes par seconde.

Généralement, il est plus intéressant de connaître le rapport entre l'intensité du bruit de fond et le signal musical après la deuxième détectrice. Par un raisonnement très simple on arrive à voir que ce rapport est proportionnel à

$\frac{\sqrt{I_a}}{S_c \cdot V_l \cdot m}$, où m représente la profondeur de modulation du signal incident. Ce bruit de fond est fonction de la racine carrée de I_a et il dépend

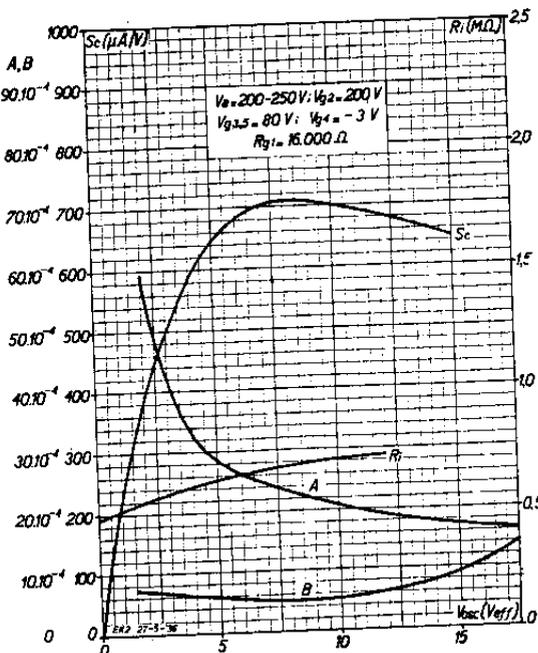
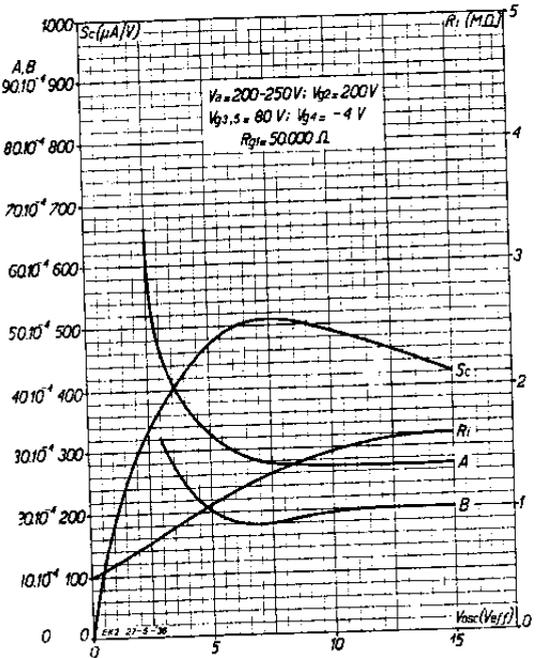


Fig. 13



Pente de conversion et résistance interne en fonction de la tension oscillatrice, utilisation sur ondes courtes, $V_a = 200-250 V$, $V_{g2} = 200 V$, $V_{g3,5} = 80 V$, $V_{g4} = -4 V$, $R_{g1} = 50.000$ ohms. Courbes A et B: voir la légende de la figure 11

Fig. 12



de la pente de conversion (inversement proportionnel). Il est évident que le rapport $\frac{S_c}{I_a}$ est une mesure de la qualité d'une changeuse de fréquence. Si ce chiffre est élevé, la lampe est bonne du point de vue du bruit de fond. Dans le cas de l'octode AK 2 cette grandeur est d'environ $\frac{600}{\sqrt{1,6}} = 475$, où S_c est exprimé en microampères par volt. Pour la EK 2, ce chiffre est de $\frac{550}{\sqrt{1}} = 550$. La EK 2 présente donc une légère amélioration par rapport à la AK 2. Les figures 11, 12 et 13 indiquent le rapport qui existe entre le bruit de fond et le signal musical en fonction de la tension oscillante sur la grille 1. Elles permettent donc de déterminer la tension alternative du circuit oscillant la plus avantageuse, en tenant compte d'une

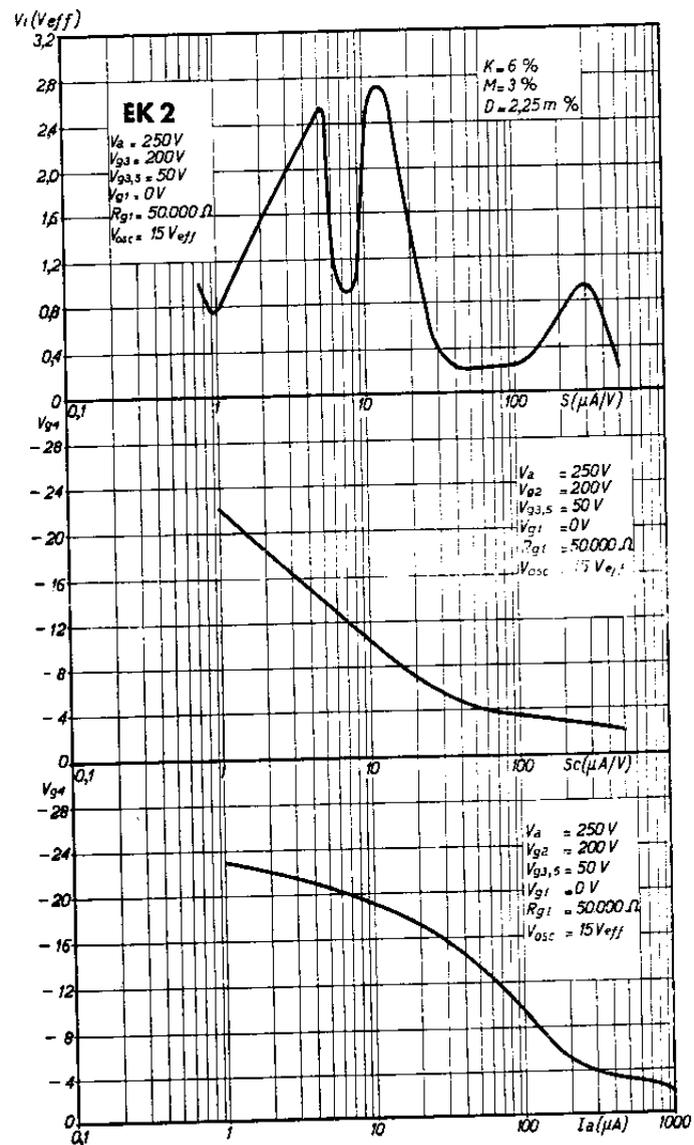
Courbes:

en haut: tension alternative d'entrée en fonction de la pente de conversion modifiée par la polarisation négative de la grille 4, pour une transmodulation de 6% (échelle logarithmique pour la pente).

au milieu: Pente de conversion (échelle logarithmique) en fonction de la polarisation négative de la grille 4.

en bas: Courant anodique (échelle logarithmique) en fonction de la polarisation négative de la grille 4.

Fig. 14



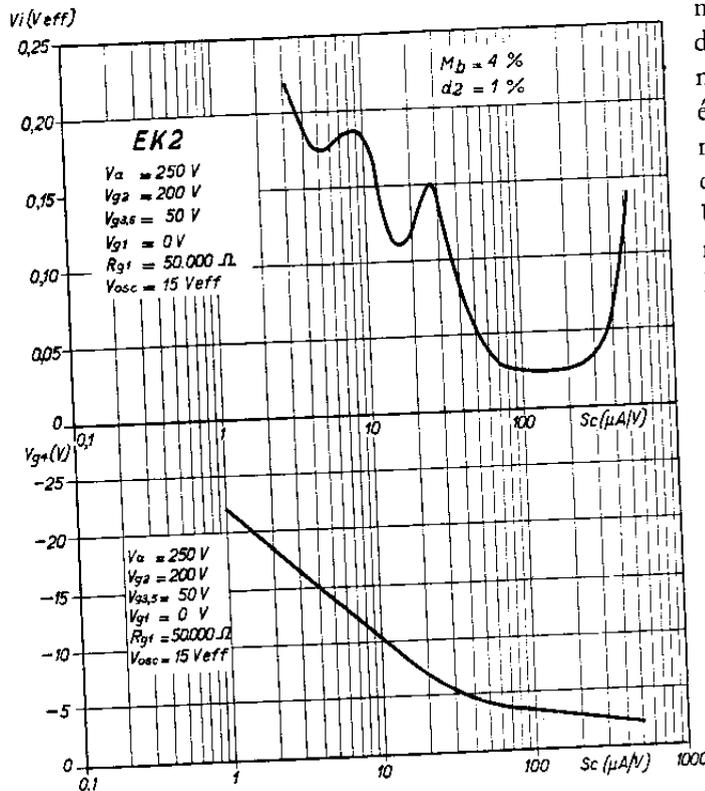


amplification de conversion aussi élevée que possible, d'un faible bruit de fond et d'une petite perturbation par sifflements. Dans tous les cas, le bruit de fond et la perturbation par sifflements sont le moins gênant pour une tension alternative sur la grille 1 de plus de 6 volts.

VI. Transmodulation

La courbe du haut de la figure 13 indique la tension efficace du signal pour 6% de transmodulation en fonction de la pente de conversion (échelle logarithmique) et la courbe du milieu représente la pente de conversion (échelle logarithmique) en fonction de la tension négative sur la grille d'entrée.

La pente de conversion dépend directement du courant anodique de telle manière que l'allure désirée de la courbe de la pente ne peut être obtenue qu'au moyen d'un courant anodique assez élevé au point de fonctionnement normal. Un courant anodique élevé produit, cependant, un bruit de fond élevé. Une caractéristique de la pente, favorable au point de vue de la transmodulation, ne l'est pas en ce qui concerne le bruit de fond relatif et la transmodulation. Comme il résulte de la figure 13, l'octode EK 2 est aussi avantageuse, du point de vue de la transmodulation, que l'octode AK 2 qui l'a précédée. Puisque la plage de réglage est la même (de -2 à -25 volts), la EK 2 contribue aussi énergiquement à l'action du réglage automatique que l'ancienne AK 2.



Courbes:

en haut: tension alternative d'entrée, en fonction de la pente de conversion, modifiée par la polarisation négative de la grille 4, pour un ronflement de modulation de 4% (échelle logarithmique pour la pente).

en bas: Pente de conversion (échelle logarithmique) en fonction de la polarisation négative de la grille 4.

Fig. 15

VII. Résistance interne et consommation de courant

La résistance interne est élevée, supérieure à 1 mégohm, ce qui permet l'emploi de circuits M.F. de très bonne qualité, assurant une amplification élevée. Cette valeur élevée de la résistance interne doit être attribuée, comme on le sait, à la présence d'une grille de freinage entre l'écran et l'anode.

Une faible consommation de courant total est particulièrement importante pour l'utilisation de l'octode dans les récepteurs auto-radio. La nouvelle octode EK 2 ne prend que 4,3 mA, sur ondes longues et moyennes et 9,6 mA sur ondes courtes ($R_{g1} = 16000\text{ ohms}$).



VIII. Effet microphonique

L'effet microphonique dans la nouvelle octode, comme dans l'ancienne, est tellement faible, qu'on n'a pas besoin d'en tenir compte pour l'étude d'un appareil récepteur.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant continu ou alternatif, alimentation en série ou en parallèle.

Tension de chauffage	$V_f = 6,3 \text{ V}$
Courant de chauffage	$I_f = 200 \text{ mA}$

Capacités

C_{ag4}	$< 0,07 \mu\mu\text{F}$
C_a	$= 10 \mu\mu\text{F}$
C_{g1}	$= 6,0 \mu\mu\text{F}$
C_{g1g4}	$= 1,1 \mu\mu\text{F}$
C_{g2}	$= 4,5 \mu\mu\text{F}$
C_{g2g4}	$< 0,25 \mu\mu\text{F}$
C_{g4}	$= 8,8 \mu\mu\text{F}$

Caractéristiques de service (Utilisation sur ondes longues et moyennes)

Tension d'anode	$V_a = 100 \text{ V}$	$V_a = 200-250 \text{ V}$
Tension d'anode auxiliaire	$V_{g2} = 100 \text{ V}$	$V_{g2} = 200 \text{ V}$
Tension des grilles-écrans	$V_{g3,5} = 50 \text{ V}$	$V_{g3,5} = 50 \text{ V}$
Polarisation nég. de la grille 1	$V_{g1} = 0 \text{ V}$	$V_{g1} = 0 \text{ V}$
(à l'état de non-oscillation)		
Polarisation nég. min. de la grille 4	$V_{g4} = -2 \text{ V}$	$V_{g4} = -2 \text{ V}$
Polarisation nég. max. de la grille 4	$V_{g4} = -25 \text{ V}$	$V_{g4} = -25 \text{ V}$
Courant anodique (pol. min.)	$I_a = 1 \text{ mA}$	$I_a = 1 \text{ mA}$
Courant anodique (pol. max.)	$I_a < 0,015 \text{ mA}$	$I_a < 0,015 \text{ mA}$
Cour. de l'anode auxiliaire (pol. min.) ..	$I_{g2} = 1,5 \text{ mA}$	$I_{g2} = 2,5 \text{ mA}$
Courant des grilles-écrans (pol. min.) ...	$I_{g3} + I_{g5} = 1,0 \text{ mA}$	$I_{g3} + I_{g5} = 1,1 \text{ mA}$
Résistance de fuite de la grille	$R_{g1} = 50.000 \Omega$	$R_{g1} = 50.000 \Omega$
Tension oscillatrice	$V_{osc} = 9 V_{eff}$	$V_{osc} = 15 V_{eff}$
Courant de la grille 1	$I_{g1} = 200 \mu\text{A}$	$I_{g1} = 300 \mu\text{A}$
Pente de conversion (pol. min.)	$S_c = 0,55 \text{ mA/V}$	$S_c = 0,55 \text{ mA/V}$
Pente de conversion (pol. max.)	$S_c < 0,002 \text{ mA/V}$	$S_c < 0,002 \text{ mA/V}$
Résistance interne (pol. min.)	$R_i = 1,2 \text{ M}\Omega$	$R_i = 2 \text{ M}\Omega$
Résistance interne (pol. max.)	$R_i > 10 \text{ M}\Omega$	$R_i > 10 \text{ M}\Omega$



Caractéristiques de service (utilisation sur ondes courtes)

Tension d'anode	V_a	= 100 V	V_a	= 200-250 V	V_a	= 200-250 V
Tension d'anode auxiliaire.	V_{g2}	= 100 V	V_{g2}	= 200 V	V_{g2}	= 200 V
Tension des grilles-écrans..	$V_{g3,5}$	= 80 V	$V_{g3,5}$	= 80 V	$V_{g3,5}$	= 80 V
Polaris. nég. de la grille 1 (à l'état de non-oscillat.)	V_{g1}	= 0 V	V_{g1}	= 0 V	V_{g1}	= 0 V
Polarisat. nég. de la grille 4 (fixe)	V_{g4}	= -3 V	V_{g4}	= -3 V	V_{g4}	= -4 V
Courant anodique	I_a	= 2,5 mA	I_a	= 2,3 mA	I_a	= 1,7 mA
Cour. de l'anode auxiliaire.	I_{g2}	= 2,3 mA	I_{g2}	= 5,3 mA	I_{g2}	= 4,0 mA
Cour. des grilles-écrans . . .	$I_{g3} + I_{g5}$	= 2,8 mA	$I_{g3} + I_{g5}$	= 2 mA	$I_{g3} + I_{g5}$	= 1,3 mA
Rés. de fuite de la grille 1.	R_{g1}	= 16000 Ω	R_{g1}	= 16000 Ω	R_{g1}	= 50.000 Ω
Tension oscillatrice . . .	V_{osc}	= 6 V_{eff}	V_{osc}	= 10 V_{eff}	V_{osc}	= 9 V_{eff}
Cour. de la grille 1.	I_{g1}	= 300 μA	I_{g1}	= 500 μA	I_{g1}	= 200 μA
Pente de conversion . . .	S_c	= 0,55 mA/V	S_c	= 0,7 mA/V	S_c	= 0,5 mA/V
Résistance interne	R_i	= 0,65 M Ω	R_i	= 0,7 M Ω	R_i	= 1,4 M Ω

Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{a0 max}$	= 550 V	$I_{g3} + I_{g5 min}$	= 1,4 mA ³⁾
$V_a max$	= 250 V	$I_{g3} + I_{g5 max}$	= 2,6 mA ³⁾
$W_a max$	= 1,0 W	$I_{g2 min}$	= 4,2 mA ³⁾
$V_{g3,50 max}$	= 550 V	$I_{g2 max}$	= 6,4 mA ³⁾
$V_{g3,5 max}$	= 125 V	$I_{g3} + I_{g5 min}$	= 1,0 mA ⁴⁾
$W_{g3,5 max}$	= 0,3 W	$I_{g3} + I_{g5 max}$	= 1,6 mA ⁴⁾
$V_{g20 max}$	= 550 V	$I_{g2 min}$	= 3,2 mA ⁴⁾
$V_{g2 max}$	= 225 V	$I_{g2 max}$	= 4,8 mA ⁴⁾
$W_{g2 max}$	= 1,3 W	$I_{g3} + I_{g5 min}$	= 2,0 mA ⁵⁾
$I_{g3} + I_{g5 min}$	= 0,8 mA ¹⁾	$I_{g3} + I_{g5 max}$	= 3,6 mA ⁵⁾
$I_{g3} + I_{g5 max}$	= 1,4 mA ¹⁾	$I_{g2 min}$	= 1,6 mA ⁵⁾
$I_{g2 min}$	= 2,0 mA ¹⁾	$I_{g2 max}$	= 3,0 mA ⁵⁾
$I_{g2 max}$	= 3,0 mA ¹⁾	$I_k max$	= 12 mA
$I_{g3} + I_{g5 min}$	= 0,7 mA ²⁾	$V_{g4 max} (I_{g3} = 0,3 \mu A)$	= -1,3 V
$I_{g3} + I_{g5 max}$	= 1,3 mA ²⁾	$R_{g4 max}$	= 2,5 M Ω
$I_{g2 min}$	= 1,0 mA ²⁾	$R_{g1 max}$	= 100.000 Ω
$I_{g2 max}$	= 2,0 mA ²⁾	$R_{fk max}$	= 5000 Ω ⁶⁾
		$V_{fk max}$	= 75 V

1) Utilisation sur ondes longues et moyennes, $V_a = 200-250$ V.

2) Utilisation sur ondes longues et moyennes, $V_a = 100$ V.

3) Utilisation sur ondes courtes, $V_a = 250$ V, $R_{g1} = 16.000 \Omega$.

4) Utilisation sur ondes courtes, $V_a = 250$ V, $R_{g1} = 50.000 \Omega$.

5) Utilisation sur ondes courtes, $V_a = 100$ V, $R_{g1} = 16.000 \Omega$.

6) Pour une résistance inférieure à 1000 ohms il faut utiliser un condensateur de découplage de 0,05 μF au moins; pour une résistance supérieure à 1000 ohms, il faut utiliser un condensateur de 1 μF au moins.



Utilisation

En ce qui concerne l'utilisation de cette lampe nous prions le lecteur de se reporter aux Bulletins Techniques Nos. 10, 14 et 22 (pages 59—66). Le schéma de principe de l'octode est de nouveau représenté sur la figure 16.

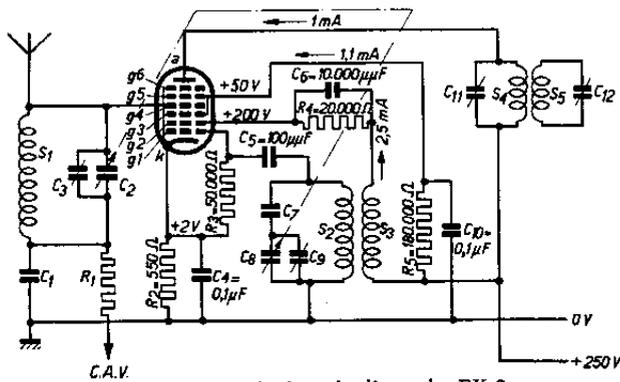


Schéma de principe de l'octode EK 2.
Fig. 16

La figure 5 donne la disposition des électrodes ainsi que les connexions au culot. Comme nous venons de le remarquer dans ce qui précède, le montage pour ondes courtes demande un certain nombre de précautions, qui ont d'ailleurs été traitées dans le Bulletin Technique No. 22, pages 59—66. Les caractéristiques de service ont été, pour cela, données spécialement aussi pour la gamme „ondes courtes”. Afin d'assurer une meilleure oscillation dans cette gamme il faut augmenter la tension sur les grilles-écrans de

50 à 80 volts, en augmentant, en même temps, la polarisation minimum de $-2,0$ à $-3,0$ ou à $-4,0$ volts. L'augmentation de la tension des grilles-écrans a évidemment comme conséquence une légère augmentation de la capacité équivalente du couplage électronique, mais, par suite de la présence du condensateur de neutrodynage, elle n'entraîne pas encore des conséquences graves.

On a également prévu les données pour l'utilisation d'une résistance de fuite de 16.000 ohms sur ondes courtes, valeur plus avantageuse du point de vue du blocage périodique des oscillations sur cette gamme.



La penthode de sortie EL 2



La nouvelle penthode finale, à pente normale, EL 2.
Fig. 1

résistance interne très réduite dans ce cas permet d'obtenir une qualité de reproduction très agréable.

Une seule penthode EL 2, montée sur un étage de sortie classe A, donne une puissance modulée de 4 watts pour une distorsion de 12,6%. Le rendement de cette lampe est donc très bon. Pour 10% de distorsion elle donne 3,6 watts et pour 2 watts modulés la distorsion est de 6% seulement. Elle donne une puissance modulée remarquable si l'on considère sa faible puissance de chauffage. La EL 2 peut être aussi utilisée avantageusement dans les étages classe A/B. Dans ce cas, deux lampes EL 2 donnent sans courant de grille une puissance modulée de 8,1 watts pour une tension d'anode et de grille-écran de 250 volts avec polarisation des grilles de commande au moyen d'une résistance commune. La qualité de reproduction est alors excellente puisque la distorsion est de 1,5% environ seulement.

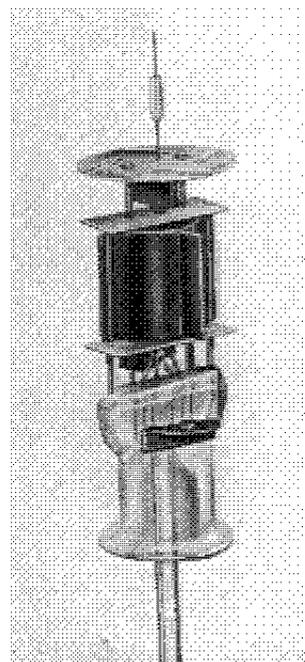
Comme cette lampe doit aussi servir pour les récepteurs tous courants à tension d'anode élevée, la connexion de la grille de commande a été prévue au sommet de l'ampoule. Ce mode de construction permet de réduire le ronflement du secteur qui pourrait résulter d'une induction de la tension alternative du filament sur la grille de commande. Comme la lampe finale est branchée généralement à l'avant-dernière place dans le circuit des filaments,

La lampe EL 2 est une penthode de sortie à chauffage indirect dont la dissipation anodique maximum est de 8 watts. Sa tension de chauffage est de 6,3 volts, le courant de chauffage est de 200 mA seulement. Elle peut donc servir dans les appareils alimentés par secteur alternatif où le secondaire de chauffage est prévu pour 6,3 volts, dans les postes auto-radio alimentés par un accumulateur de 3 éléments, et, en série avec une autre lampe à 6,3 volts et 200 mA, dans les postes auto-radio alimentés par un accumulateur de 6 éléments. Cette lampe peut aussi servir dans les appareils tous courants avec filaments alimentés en série, pourvu que la tension d'anode ne soit pas inférieure à 200 volts.

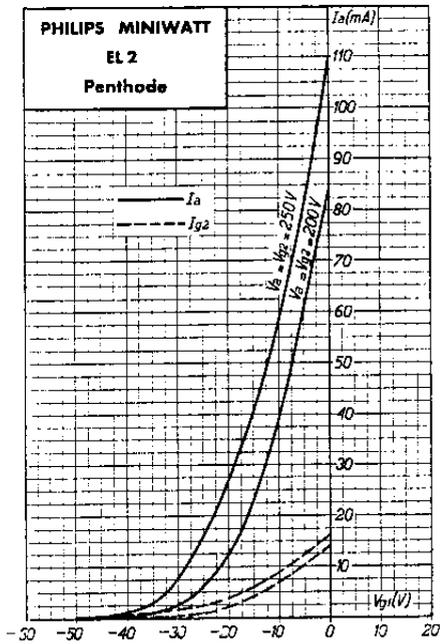
La pente de cette lampe est de 2,8 mA/V pour une tension d'anode et de grille-écran de 250 volts.

La cathode de la EL 2 est à chauffage rapide. Le temps de chauffage est de 18 secondes environ.

La EL 2 peut aussi être utilisée comme triode en réunissant la grille-écran et l'anode, elle servira alors comme préamplificatrice devant un étage classe A/B. Sa

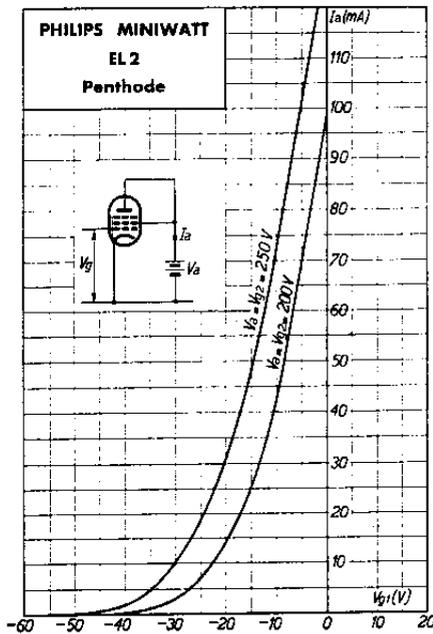


Construction interne de la EL 2.
Fig. 2



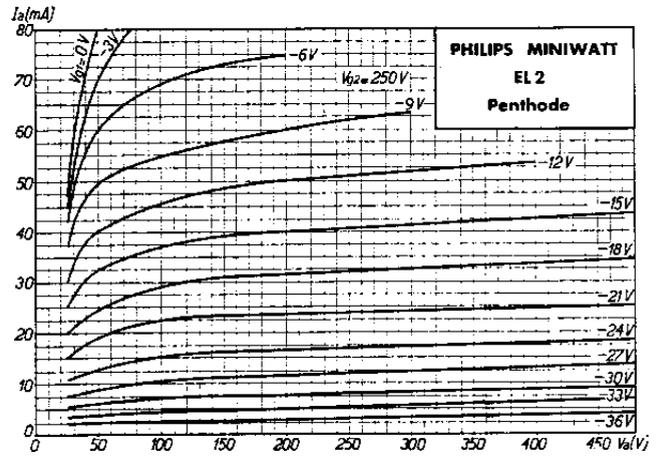
Courant d'anode et courant de grille-écran en fonction de la tension négative de la grille 1 pour $V_a = V_{g2} = 200$ V. et $V_a = V_{g2} = 250$ V.

Fig. 3



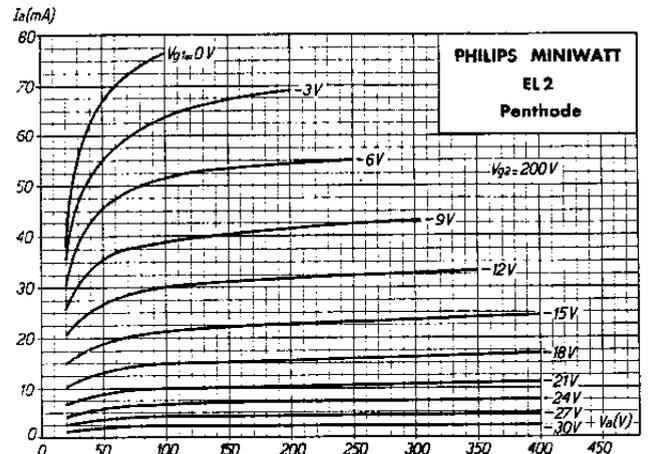
Courant d'anode en fonction de la tension négative de la grille 1 pour des tensions d'anode de 200 et de 250 volts en utilisant la EL 2 en triode (g_2 et a réunies).

Fig. 6



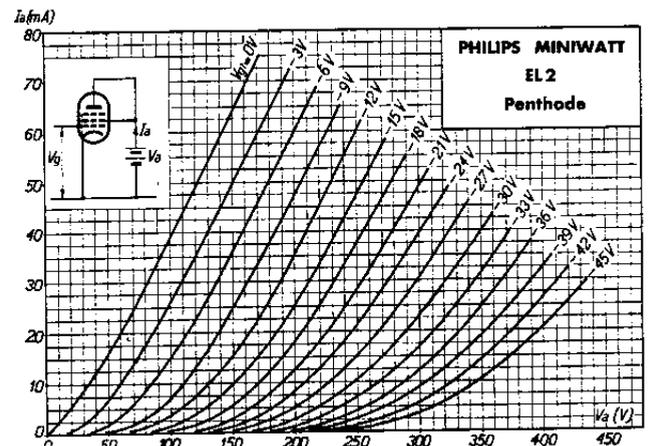
Courant d'anode en fonction de la tension d'anode pour différentes tensions négatives de la grille 1 et pour une tension de grille-écran de 250 volts.

Fig. 4



Courant d'anode en fonction de la tension d'anode pour différentes tensions négatives de la grille 1 et pour une tension de grille-écran de 200 volts.

Fig. 5



Courant d'anode en fonction de la tension d'anode pour différentes tensions négatives de la grille 1 en utilisant la EL 2 en triode (g_2 et a réunies).

Fig. 7



son filament porte une tension alternative considérable, qui induirait facilement sur la grille de commande si celle-ci n'était pas connectée au sommet de l'ampoule.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif ou continu, alimentation en série ou en parallèle.
 Tension de chauffage $V_f = 6,3 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = 200 \text{ mA}$

Caractéristiques de service, utilisation en classe A (une seule lampe)

Tension d'anode	V_a	= 200 V	V_a	= 250 V
Tension de grille-écran	V_{g2}	= 200 V	V_{g2}	= 250 V
Polarisation négative de la grille ..	V_{g1}	= -14 V	V_{g1}	= -18 V
Courant anodique	I_a	= 25 mA	I_a	= 32 mA
Courant de grille-écran	I_{g2}	= 4 mA	I_{g2}	= 5 mA
Pente au point de fonctionnement ..	S	= 3,0 mA/V	S	= 2,8 mA/V
Résistance interne au point de fonctionnement	R_i	= 70.000 Ω	R_i	= 70.000 Ω
Impédance de charge optimum	R_a	= 8000 Ω	R_a	= 8000 Ω
Puissance modulée pour 10% de distorsion	W_o	= 2,3 W	W_o	= 3,6 W
Tension alt. de la grille pour 10% de distorsion	V_i	= 8,5 V_{eff}	V_i	= 10 V_{eff}
Tension alt. de la grille pour une puissance modulée de 50 mW (sensibilité)	$V_{i(50 \text{ mW})}$	= 0,9 V_{eff}	$V_{i(50 \text{ mW})}$	= 0,9 V_{eff}

Caractéristiques de service, utilisation en classe A/B (deux lampes)

Polarisation fixe

Tension d'anode	V_a	= 200 V	V_a	= 250 V
Tension de grille-écran	V_{g2}	= 200 V	V_{g2}	= 250 V
Polarisation négative de la grille	V_{g1}	= -20 V	V_{g1}	= -25 V
Courant anodique au repos	I_{a0}	= 2 × 12,5 mA	I_{a0}	= 2 × 15 mA
Courant anodique, modulation complète	I_{amax}	= 2 × 25 mA	I_{amax}	= 2 × 33 mA
Courant de grille-écran au repos	I_{g20}	= 2 × 2,3 mA	I_{g20}	= 2 × 2,3 mA
Courant de grille-écran, modulation complète	I_{g2max}	= 2 × 6,3 mA	I_{g2max}	= 2 × 8,2 mA
Impédance de charge optimum d'une anode à l'autre	R_a	= 9000 Ω	R_a	= 8000 Ω
Puissance modulée maximum	W_{omax}	= 5,2 W	W_{omax}	= 8,5 W
Distorsion totale, modulation complète	d_{tot}	= 1,8%	d_{tot}	= 1,6%



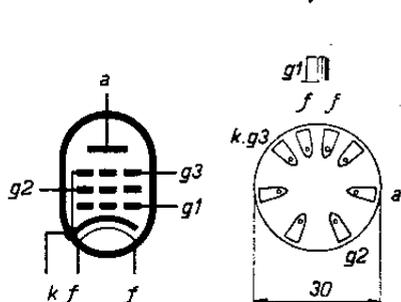
Polarisation automatique

Tension d'anode	V_a	= 200 V	V_a	= 250 V
Tension de grille-écran	V_{g2}	= 200 V	V_{g2}	= 250 V
Résistance cathodique commune	R_k	= 300 Ω	R_k	= 310 Ω
Courant anodique au repos	I_{a0}	= 2×21 mA	I_{a0}	= 2×27,5 mA
Courant anodique, modulation				
complète	I_{amax}	= 2×24,5 mA	I_{amax}	= 2×32 mA
Courant de grille-écran au repos	I_{g20}	= 2×3,85 mA	I_{g20}	= 2×4,4
Courant de grille-écran modulation				
complète	I_{g2max}	× 2×6,1 mA	I_{g2max}	= 2×8,0 mA
Impédance de charge optimum d'une				
anode à l'autre	R_a	= 9000 Ω	R_a	= 8000 Ω
Puissance modulée maximum	W_{omax}	= 5,1 W	W_{omax}	= 8,1 W
Distorsion totale, modulation				
complète	d_{tot}	= 1,6%	d_{tot}	= 1,5%

Caractéristiques de service, utilisation comme triode

Tension d'anode et de grille-écran	V_a	= 200 V	200 V	250 V	250 V
Polarisation négative de la grille	V_{g1}	= -19 V	-14 V	-27 V	-20 V
Courant anodique	I_a	= 15 mA	30 mA	15 mA	30 mA
Pente au point de fonctionnement	S	= 2,1 mA/V	3,2 mA/V	1,7 mA/V	2,6 mA/V
Résistance interne	R_i	= 3300 Ω	2400 Ω	4100 Ω	3100 Ω
Coefficient d'amplification	k	= 7	8	7	8

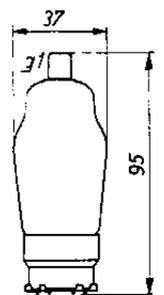
Limites fixées pour les caractéristiques



Disposition des électrodes et connexions du culot de la EL 2.

Fig. 8

V_{a0max}	= 550 V
V_{amax}	= 250 V
W_{amax}	= 8 W
V_{g20max}	= 550 V
V_{g2max}	= 250 V
W_{g2max}	= 1,6 W
I_{kmax}	= 45 mA
R_{ikmax}	= 5000 Ω
V_{kmax}	= 100 V
R_{g1amax}	= 1 M Ω
R_{g1fmax}	= 0,6 M Ω
V_{g1max} ($I_{g1} = 0,3 \mu A$)	= -1,3 V



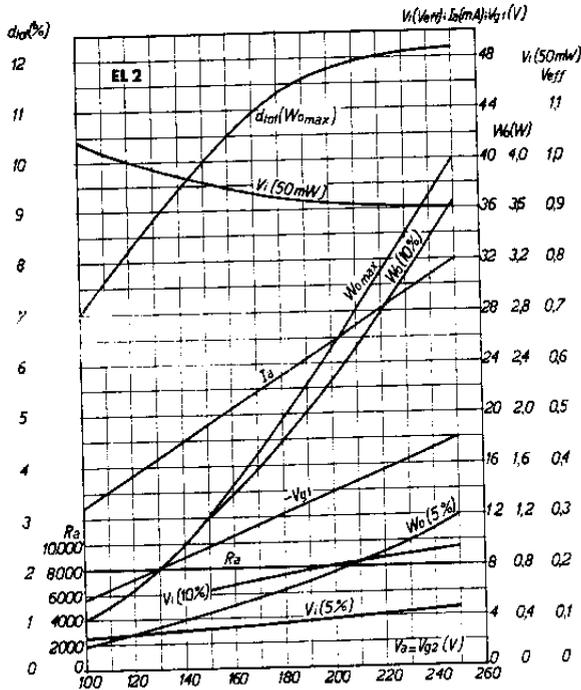
Encadrement de la EL 2.

Fig. 9

Utilisation

Comme nous l'indiquons, la EL 2 se recommande:

a) Comme amplificatrice de puissance classe A, dans les récepteurs. Cette lampe ayant une pente normale, il faut généralement prévoir une lampe amplificatrice entre la EL 2 et la diode détectrice, par exemple la partie triode de la EBC3, ou encore la penthode EF 6. On peut utiliser cette lampe avec polarisation fixe ou bien avec polarisation



- Puissance modulée pour la modulation complète $W_0 \max$
- Puissance modulée pour 10% de distorsion $W_0 (10\%)$
- Puissance modulée pour 5% de distorsion $W_0 (5\%)$
- Courant anodique I_a
- Polarisation négative sur la grille V_{g1}
- Résistance extérieure d'anode R_a ..
- Tension alternative sur la grille pour 10% de distorsion $V_i (10\%)$
- Tension alternative sur la grille pour 5% de distorsion $V_i (5\%)$
- Sensibilité $V_i (50 \text{ mW})$
- Distorsion totale pour la modulation complète $d_{tot} (W_0 \max)$

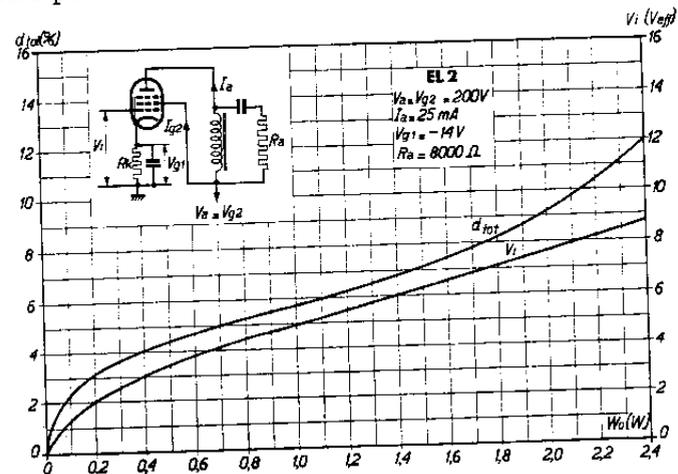
en fonction des tensions de grille-écran et d'anode de la lampe EL 2

Fig. 10

automatique. Généralement, la polarisation automatique, au moyen d'une résistance cathodique est plus simple à obtenir. Souvent on prendra la tension négative du filtre de tension anodique. Il faut considérer que cette tension n'est pas fixe mais semi-automatique puisqu'elle dépend pour une large part du courant anodique de la lampe finale. Dans ce cas il est aussi permis d'admettre une résistance de fuite de la grille de la lampe de sortie un peu plus grande que la valeur maximum indiquée pour la polarisation fixe. On sera pourtant très prudent dans le choix de cette valeur, car une résistance trop grande peut facilement diminuer la durée de vie de la lampe finale, ou même conduire à une détérioration rapide de cette dernière. Dans ce cas, il faut savoir que la polarisation de la lampe de sortie dépend aussi du courant anodique des lampes à pente variable influencées par le réglage automatique du volume sonore. Si ce courant constitue une partie importante du courant plaque total de l'appareil, le réglage automatique influencera aussi la polarisation négative de la lampe de sortie, de sorte que cette dernière pourrait facilement se trouver surchargée.

Tension alternative sur la grille et distorsion totale en fonction de la puissance modulée, en utilisant une EL 2 comme lampe de sortie classe A avec une tension d'alimentation de 200 volts.

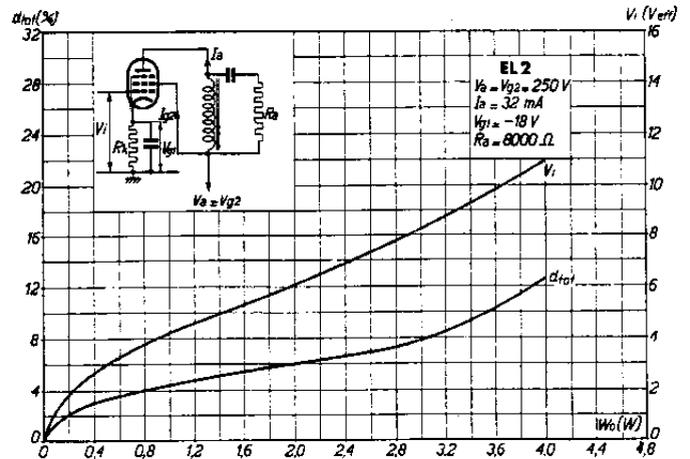
Fig. 11





Tension alternative sur la grille et distorsion totale en fonction de la puissance modulée, en utilisant une EL 2 comme lampe de sortie classe A avec une tension d'alimentation de 250 volts.

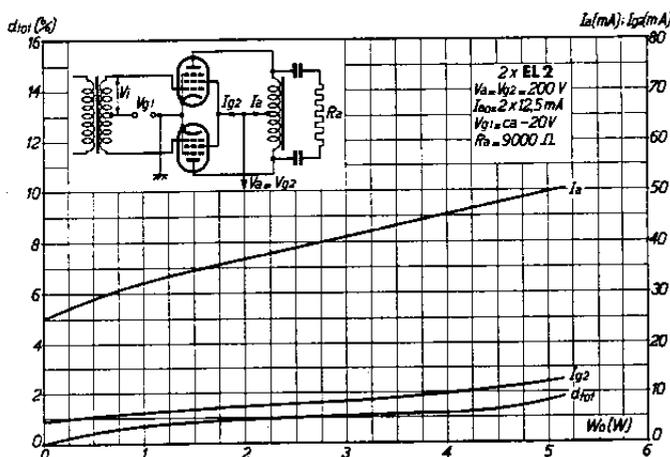
Fig. 12



La cathode sera découplée par un condensateur d'au moins $2 \mu\text{F}$, si elle n'est pas reliée directement à la masse de l'appareil. De préférence on choisira cependant un condensateur électrochimique de 25 ou $50 \mu\text{F}$, pour obtenir une meilleure reproduction des notes basses. La figure 10 indique encore les résultats de la EL 2 pour des tensions inférieures à 250 volts. Il en résulte que cette lampe ne serait pas intéressante pour des tensions plus faibles que 200 volts. Dans le cas d'un appareil tous courants avec une tension anodique de 100 volts, il est donc préférable de choisir la CL 2 comme lampe de sortie.

b) Comme amplificatrice de puissance classe A/B dans les récepteurs ou dans de petits amplificateurs. On choisira de préférence la polarisation automatique, puisque dans ce cas le courant anodique ne varie que très peu du repos à la modulation complète. En outre ce montage ne nécessite pas que l'on prévoise une tension négative indépendante sur le courant anodique total de l'appareil. Il est donc plus simple et moins coûteux. Du point de vue de l'alimentation anodique de l'appareil cette particularité est donc avantageuse. Pour l'alimentation anodique on prendra une redresseuse EZ 3 ou EZ 4.

Comme lampe préamplificatrice de l'étage classe A/B on peut prendre soit une EBC 3, soit une EL 2 branchée comme triode. La EBC 3 présente évidemment l'avantage de réunir en une seule lampe les fonctions d'une duodode détectrice et régulatrice automatique et d'un système amplificateur par triode, mais la EL 2 comme triode garantit la meilleure qualité de reproduction.



Courant d'anode, courant de grille-écran et distorsion totale en fonction de la puissance modulée en utilisant deux lampes EL 2 sur un étage de sortie classe A/B avec polarisation fixe et tension d'alimentation de 200 volts.

Fig. 13



132 EL 2

TABEAU I

Puissance de sortie et tension efficace sur la grille en fonction de la chute de tension dans le transformateur de sortie, la tension continue appliquée à l'anode étant de 250 volts.

$$I_a = 32 \text{ mA.}$$

Tension continue sur l'anode V_a (V)	Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance en série avec la grille-écran R_{g2} (Ω)	Chute de tension dans le transf. de sortie V_{tr} (V)	Pour 10% de distorsion			Pour 5% de distorsion			Perte de puissance dans le transf. de sortie $\frac{W_{tr} 100(\%)}{W_o}$
				Impédance extérieure d'anode R_a (Ω)	Tension efficace de grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	Impédance extérieure d'anode R_a (Ω)	Tension efficace de grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	
250	250	0	0	8000	9,4	3,65	8000	4,7	1,3	—
250	260	1600	10	8000	9,4	3,5	8000	4,5	1,1	8
250	270	3300	20	8000	9,3	3,3	8000	4,4	1,1	16
250	280	4900	30	8000	9,0	3,2	8000	4,4	1,1	24
250	300	8400	50	8000	8,5	2,95	8000	4,2	1,0	40

Remarque: La perte d'énergie créée par la résistance du transformateur de sortie a été calculée en admettant la formule: R primaire = $n^2 R$ secondaire.

EL 2

TABEAU II

Puissance de sortie et tension efficace sur la grille en fonction de la chute de tension dans le transformateur de sortie, si la tension continue de la source d'alimentation et la tension de la grille-écran sont maintenues à 250 volts.

$$I_a = 32 \text{ mA.}$$

Tension continue sur l'anode V_a (V)	Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Tension de la grille-écran V_{g2} (V)	Chute de tension dans le transf. de sortie V_{tr} (V)	Pour 10% de distorsion			Pour 5% de distorsion			Perte de puissance dans le transf. de sortie $\frac{W_{tr} 100(\%)}{W_o}$
				Impédance extérieure d'anode R_a (Ω)	Tension efficace de grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	Impédance extérieure d'anode R_a (Ω)	Tension efficace de grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	
250	250	250	0	8000	9,4	3,65	8000	4,7	1,3	—
240	250	250	10	7500	9,6	3,55	7500	4,7	1,2	8
230	250	250	20	7000	9,6	3,35	7000	4,7	1,1	18
220	250	250	30	7000	9,5	3,15	7000	5,2	1,3	27
200	250	250	50	6000	9,8	2,9	6000	5,1	1,1	52

Remarque: La perte d'énergie créée par la résistance du transformateur de sortie a été calculée en admettant la formule: R primaire = $n^2 R$ secondaire.

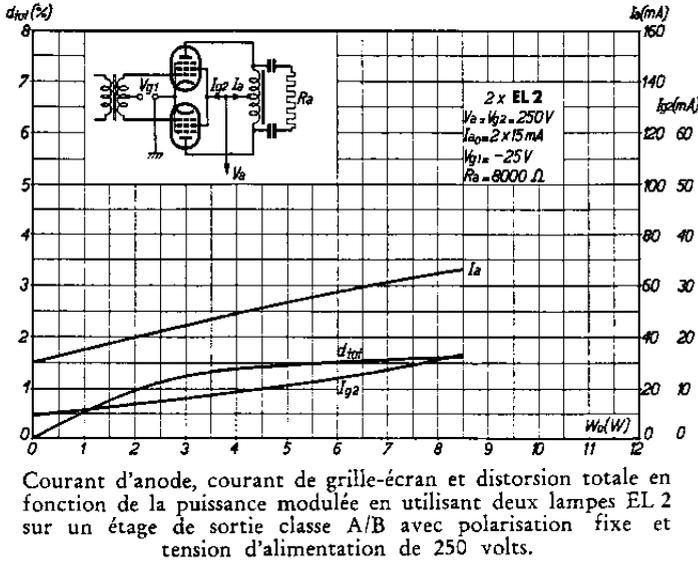


Fig. 14

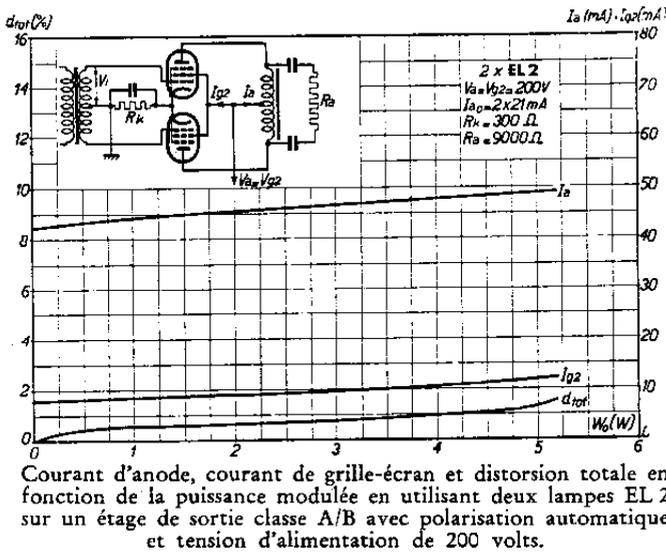
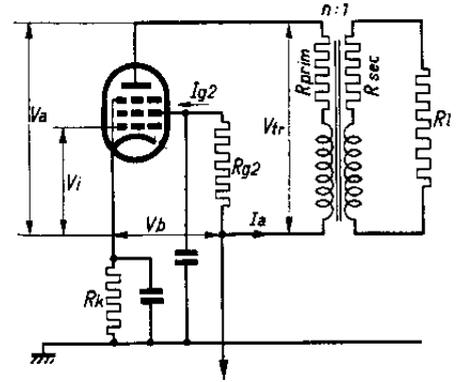


Fig. 15



Montage de la lampe EL 2 avec lequel ont été établies les mesures dont les résultats figurent dans le tableau I.

Résistance de charge $R_a = R_{prim} + n^2 R_{sec} + n^2 R_l = R_{tr} + n^2 R_l$

Puissance de sortie $W_o = i_a^2 (R_{prim} + n^2 R_{sec} + n^2 R_l) = i_a^2 (R_{tr} + n^2 R_l) = i_a^2 R_a$

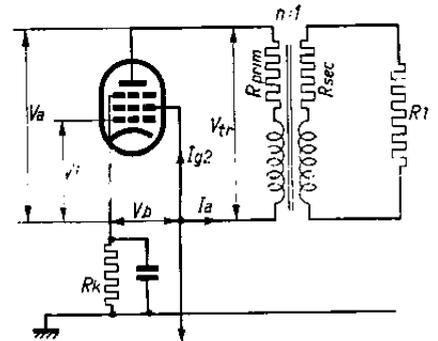
Tension continue sur l'anode

$$= V_b - I_a R_{prim}$$

Perte de puissance utile dans le transformateur de sortie $= i_a^2 (R_{prim} + n^2 R_{sec})$

$$= i_a^2 R_{tr} = W_o \frac{R_{tr}}{R_a}$$

Fig. 16



Montage de la lampe EL 2 avec lequel ont été établies les mesures dont les résultats figurent dans le tableau II.

Résistance de charge $R_a = R_{prim} + n^2 R_{sec} + n^2 R_l = R_{tr} + n^2 R_l$

Puissance de sortie $W_o = i_a^2 (R_{prim} + n^2 R_{sec} + n^2 R_l) = i_a^2 (R_{tr} + n^2 R_l) = i_a^2 R_a$

Tension continue sur l'anode

$$= V_b - I_a R_{prim}$$

Perte de puissance utile dans le transformateur de sortie $= i_a^2 (R_{prim} + n^2 R_{sec})$

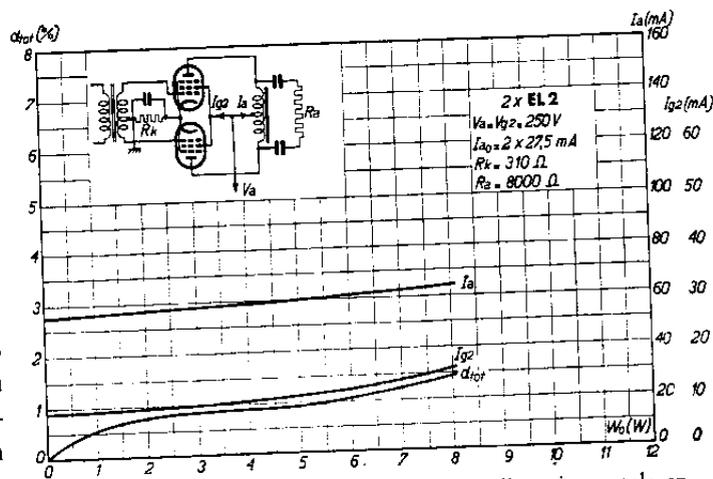
$$= i_a^2 R_{tr} = W_o \frac{R_{tr}}{R_a}$$

Fig. 17



En tenant compte du coût du transformateur d'attaque de l'étage classe A/B et de la reproduction des notes basses, on trouvera comme valeur pratique du rapport de transformation du transformateur de couplage 1 : (2+2) pour la lampe EBC 3. Avec la lampe EL 2 en triode on peut prendre un rapport plus élevé, par exemple 1 : (3+3) ou même plus élevé encore. Si l'on utilise une polarisation automatique, on doit prévoir une capacité de découplage de la résistance cathodique commune suffisamment grande et au minimum de 2 μ F. On choisira de préférence un petit condensateur électrochimique de 25 ou 50 μ F. Il faudra calculer la résistance cathodique pour qu'elle

puisse supporter une large dissipation. Les tableaux I et II ainsi que les schémas de principe correspondants indiquent les différentes conditions de fonctionnement de la EL 2 en amplificatrice classe A, en tenant compte de la chute de tension dans le transformateur de sortie. On peut compenser la chute de tension dans le transformateur de sortie (V_{tr}) par l'emploi d'une tension d'alimentation plus élevée (V_b) en réduisant en même temps la tension de la grille-écran au moyen d'une résistance chutrice avec condensateur de découplage, comme le tableau I ainsi que la figure 16 l'indiquent, ou bien laisser la tension plaque à sa valeur réduite (par la chute de tension dans le transformateur) et alimenter la grille-écran directement à partir de la haute tension, comme l'indiquent le tableau II et la figure 17. Il résulte de l'examen de ces tableaux qu'il est assez indifférent de choisir l'un ou l'autre de ces montages, et, comme le montage de la figure 17 est plus simple, on le préférera généralement. Nous remarquons encore, que les chiffres donnés dans les tableaux pour la puissance modulée représentent la puissance utile à la sortie de la lampe. Pour obtenir la puissance utile présente sur la résistance de charge, il faut diminuer la puissance fournie par la lampe du montant des pertes dans le transformateur de sortie.



Courant d'anode, courant de grille-écran et distorsion totale en fonction de la puissance modulée en utilisant deux lampes EL 2 sur un étage de sortie classe A/B avec polarisation automatique et tension d'alimentation de 250 volts.

Fig. 18



La penthode de sortie EL 3 à forte pente



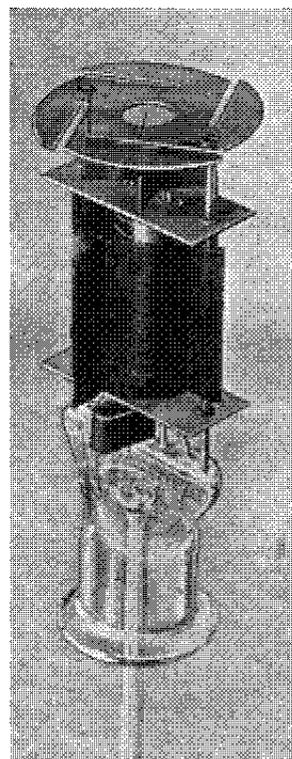
EL 3, penthode de sortie à forte pente de la nouvelle série „Miniwatt” rouge à tension de chauffage de 6,3 volts.

Fig. 1

sur le culot. Cette lampe devant être utilisée presque exclusivement dans les récepteurs sur alternatif à alimentation parallèle des filaments, aucun danger de ronflement n'est à craindre, l'emploi de ce tube dans un poste est simplifié de beaucoup par cette connexion de la grille. La cathode est à chauffage rapide. Le temps de chauffage est d'environ 16 secondes, de sorte que le temps qui s'écoule entre le moment où l'appareil est mis sous tension et celui où la musique se fait entendre ne se trouve pas inutilement prolongé par le tube de sortie. Ce temps de chauffage est légèrement supérieur à celui qui est requis par les tubes de haute fréquence et les autres. Toutefois, étant donné la pente élevée, ainsi que les grandes dimensions de la cathode qui en résultent, ce temps est réellement de très courte durée.

La puissance anodique dissipée maximum admissible est de 9 watts. Déjà avec 10% de distorsion le tube travaille à un rendement de presque 50%. La puissance de sortie du tube est dans ce cas de 4,4 watts. Cette puissance est suffisante pour la plupart des postes récepteurs.

Le tube EL 3 est une penthode de sortie 9 watts à forte pente et à chauffage indirect. La tension de chauffage de cette lampe étant de 6,3 volts il est possible de l'utiliser pour des récepteurs alimentés sur secteur alternatif dont le transformateur de chauffage est prévu pour cette tension et pour des récepteurs auto-radio alimentés par un accumulateur de 3 éléments (6,3 volts environ). Pour les voitures dont l'accumulateur comporte 6 éléments (12,6 volts environ) il est possible de brancher une résistance chutrice en série avec le filament. Le courant de chauffage a une valeur de 1,2 A. Cette valeur relativement élevée est nécessaire pour obtenir la pente très forte qui caractérise spécialement ce tube et une caractéristique dynamique I_a/V_g excessivement droite. Par suite, cette lampe ne pourra servir dans les récepteurs tous courants où les filaments sont branchés en série et où le courant de chauffage doit avoir une valeur de 200 mA. Comme nous l'avons déjà dit ce tube présente une pente très forte au point de fonctionnement normal; il convient donc très bien pour la construction de postes récepteurs à nombre de tubes restreint. A l'inverse du tube EL 2, la connexion de la grille de commande se fait au moyen d'un contact



Construction intérieure du tube EL 3.

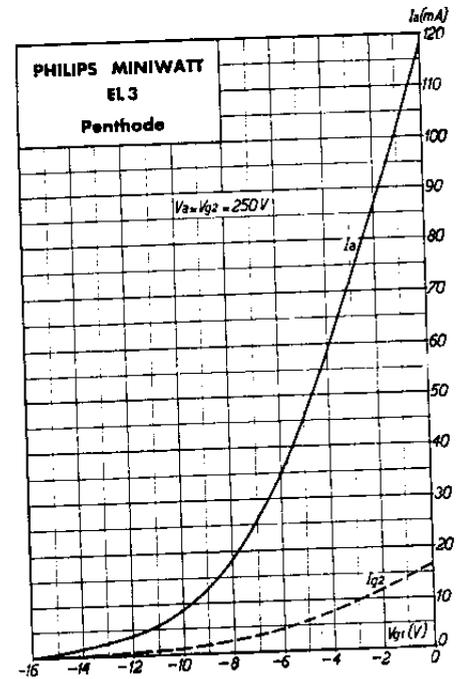
Fig. 9



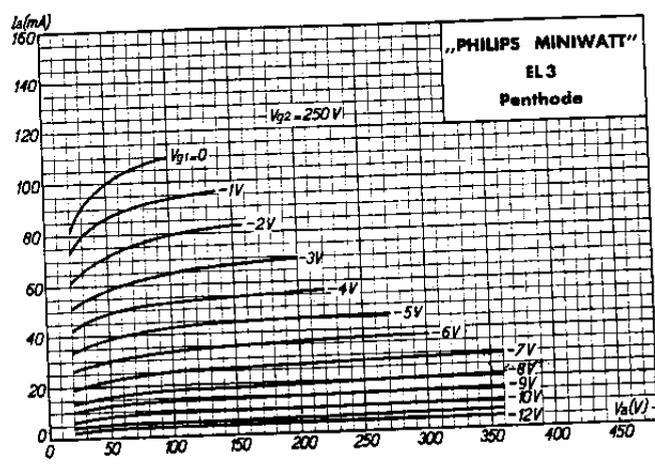
La pente normale du tube est de 9,5 mA/V, soit donc 3,5 fois plus grande environ que celle d'une penthode de sortie du type EL 2. Il en résulte, pour l'étage de sortie, une sensibilité environ 3,5 fois supérieure, de sorte qu'on pourra assez souvent se dispenser de toute amplification en basse fréquence entre la diode détectrice et la lampe de sortie. Comme un récepteur superhétérodyne à quatre lampes, comportant par exemple une octode EK 2, montée en changeuse de fréquence et une EF 5 comme tube moyenne fréquence, présente déjà une sensibilité très élevée, de sorte qu'il suffit dans la plupart des cas d'employer une triode (p.ex. la EBC 3) comme amplificatrice basse fréquence, il est donc possible de renoncer complètement à cette amplification B.F., lorsque la diode précède immédiatement la penthode de sortie EL 3 à forte pente. Il est vrai que le récepteur devient alors moins sensible, à savoir de 4 à 5 fois, mais on n'utilise plus alors que 4 lampes au lieu de 5 (diode comprise).

Lorsqu'on désire construire un étage de basse fréquence sensible, la EL 3 permet aussi l'emploi d'une triode au lieu d'une penthode, comme amplificatrice basse fréquence. Si la triode fournit une amplification de 20, cette partie du poste aura à peu près la même sensibilité qu'une amplification à basse fréquence comportant une penthode EF 6 et un tube de sortie EL 2, étant donné que l'introduction d'une EL 3 rend la partie B.F. du récepteur $3\frac{1}{2}$ fois plus sensible.

Afin d'obtenir la puissance de sortie maximum, il suffit d'un signal extrêmement faible (3,9 V_{eff}) sur la grille. Dans les postes bon marché, tels que les récepteurs locaux par exemple, ce tube permet donc l'emploi d'une détectrice de puissance médiocre. Dans ces appareils on emploie souvent une penthode ou une triode comme détectrices par la grille avec réaction, le couplage se faisant par résistance. Il peut se faire alors pour de faibles taux de modulation, qu'un montage détecteur de ce genre ne soit plus capable de moduler à fond une penthode de



Courant anodique et courant de grille-écran en fonction de la polarisation négative de la grille pour $V_a = V_{g2} = 250$ volts.
Fig. 3



Courant anodique en fonction de la tension anodique pour $V_{g2} = 250$ volts, pour diverses tensions de polarisation négative de la grille.
Fig. 4



sortie ordinaire. Dans ces conditions la lampe EL 3 fournit la solution de ces difficultés. Cette lampe donne en outre une augmentation de la sensibilité très désirable pour les postes bon marché, et permet d'arriver à des résultats notablement meilleurs sur les récepteurs de cette catégorie.

Etant donné la caractéristique de ce tube, convenant particulièrement pour l'amplification classe A, d'où rendement élevé, avec peu de distorsion, ce tube se prête moins bien à l'amplification classe A/B. Ainsi qu'on le sait, l'amplification classe A/B exige une caractéristique dynamique qui se rapproche autant que possible d'une parabole, alors que l'amplification classe A exige une caractéristique rectiligne.

Toutefois, lorsqu'un rendement élevé de l'étage de sortie classe A/B et la distorsion plus élevée ne constituent pas un grave inconvénient et lorsque, au contraire, on désire une grande sensibilité de l'étage de sortie, il est possible d'utiliser deux tubes EL 3 en push-pull, amplification classe A/B. En utilisant une polarisation négative automatique de la grille on obtient une puissance de sortie de 7,3 W, pour une distorsion de 7,7%.

Caractéristiques de chauffage

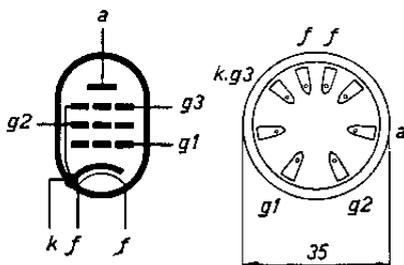
Chauffage: indirect par courant alternatif, alimentation en parallèle.

Tension de chauffage	V_f	= 6,3 V
Courant de chauffage	I_f	= 1,2 A

Caractéristiques de service, amplificatrice classe A

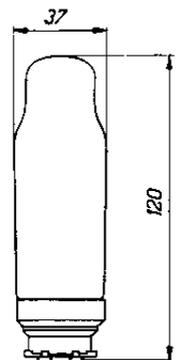
Tension d'anode	V_a	= 250 V
Tension de grille-écran	V_{g2}	= 250 V
Courant d'anode	I_a	= 36 mA
Courant de grille-écran	I_{g2}	= 4 mA
Résistance cathodique	R_k	= 150 Ω ¹⁾
Pente au point de fonctionnement	S	= 9,5 mA/V
Résistance interne	R_i	= 50.000 Ω
Impédance de charge optimum	R_a	= 7.000 Ω
Puissance de sortie pour une distorsion de 10%	W_o	= 1,4 W
Tension alternative sur la grille pour la modulation complète	V_i	= 3,9 V_{eff}
Sensibilité (pour $W_o = 50$ mW)	$V_{i(50\text{ mW})}$	= 0,33 V_{eff}

Limites fixées pour les caractéristiques de service



Disposition des électrodes et connexions du culot du tube EL 3.
Fig. 5

V_{ao} max	= 550 V
V_a max	= 250 V
W_a max	= 9 W
I_k max	= 55 mA
V_{g2o} max	= 550 V
V_{g2} max	= 250 V
W_{g2} max	= 1,5 W
V_{g1} max ($I_{g1} = 0,3 \mu A$)	= -1,3 V
R_{g1a} max	= 1 M Ω
R_{fk} max	= 5000 Ω
V_k max	= 50 V



Encombrement du tube EL 3.
Fig. 6

¹⁾ Avec cette valeur de la résistance cathodique on obtient une polarisation négative de la grille de -6 volts environ.



Utilisation

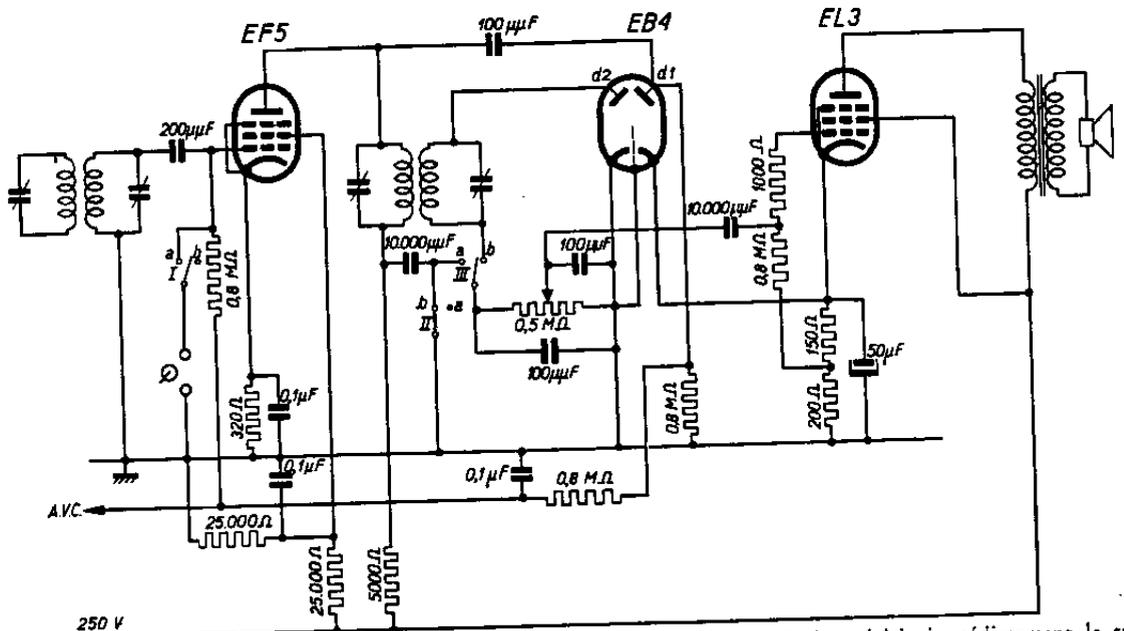
Le tube EL 3 sera employé principalement comme amplificateur de sortie classe A dans les récepteurs à courant alternatif. Il se prête moins bien à l'amplification classe A/B, ainsi qu'il a déjà été dit ci-dessus. La polarisation négative de la grille s'obtiendra de préférence par une résistance cathodique, shuntée par un condensateur; on prendra comme résistance une valeur de $R_k = 150$ ohms. Le condensateur de découplage devra avoir une capacité d'au moins $2 \mu F$. En vue d'une meilleure reproduction des notes graves, il est préférable cependant de prendre un condensateur de 25 ou $50 \mu F$. Il faut remarquer encore que, par suite de la pente élevée de la EL 3, la polarisation fixe ne devra pas être utilisée. La polarisation semi-automatique pourra être utilisée si le courant cathodique de la lampe de sortie est plus élevé que les 50% du courant total de haute tension de l'appareil qui passe par la résistance chutrice. Il est alors possible d'élever légèrement la valeur de la résistance de fuite de la lampe de sortie en tenant compte du fait que la valeur maximum de celle-ci se déterminera par la formule:

$$\frac{\text{courant cathodique de la lampe de sortie}}{\text{courant total qui passe par la résistance chutrice}} \times \text{résistance de fuite pour la pol. autom.}$$

Dans le montage il faudra tenir compte de la forte inclinaison du tube, laquelle donnera facilement lieu à des réactions en haute fréquence ou bien à des auto-accrochages.

La longueur des conducteurs allant vers les électrodes devra être réduite au minimum. Dans des cas déterminés, il peut devenir nécessaire d'intercaler une résistance de 10.000 ohms par exemple sur le conducteur de la grille de commande et de 100 ohms sur celui de la grille-écran.

Le montage en amplificateur classe A/B ne pourra se faire qu'avec une polarisation négative automatique de la grille.



Montage de la partie M.F. et B.F. d'un récepteur utilisant le tube EL 3. La diode précède immédiatement le tube de sortie; pour l'amplification phonographique, l'étage M.F. est utilisé comme préamplificateur. La commutation se fait comme l'indique la figure. Dans la position „a” des commutateurs I, II et III le récepteur peut recevoir la tension du pick-up; dans la position „b” il assure la réception des émissions de radio.

Fig. 7



Tension alternative de grille et distorsion totale en fonction de la puissance de sortie, en utilisant le tube EL 3 comme amplificateur de sortie classe A. La polarisation négative de la grille doit être obtenue à l'aide d'une résistance cathodique.

Fig. 8

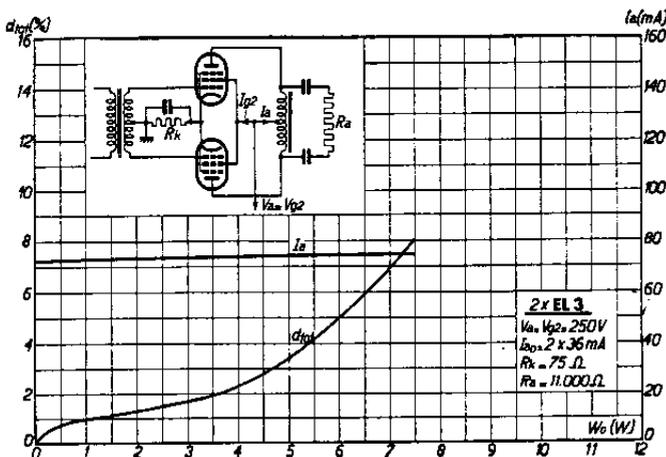
La résistance cathodique commune, dans l'amplification classe A/B, devra être de 75 ohms (résistance de 1 watt). Comme dans le cas de l'amplification classe A, il est indispensable d'assurer le découplage de la résistance cathodique par une capacité suffisante. Le transformateur de sortie devra présenter une impédance d'adaptation de 11000 ohms, d'anode à anode.

En employant une EL 3 montée immédiatement devant la diode détectrice, il faudra avoir soin d'éviter toute surmodulation du tube amplificateur de l'étage moyenne fréquence précédent.

Pour la reproduction des disques de phonographe, la sensibilité d'une EL 3 seule ne suffira pas en général. Si donc la EL 3 suit immédiatement la diode, il faudra prévoir encore un étage amplificateur B.F. lorsqu'il s'agit d'amplifier de la musique enregistrée, utilisant, par exemple dans ce cas la lampe M.F. comme amplificateur B.F. La figure 7 donne un exemple de montage de la partie M.F. et B.F. d'un poste superhétérodyne simple, dans lequel ce principe a été appliqué.

Dans les figures 8 et 9 sont représentées, en fonction de la puissance de sortie, les principales grandeurs qui caractérisent le tube EL 3 utilisé comme amplificateur classe A ou classe A/B avec polarisation négative automatique. De la figure 8 il résulte que le tube EL 3 assure une reproduction particulièrement exempte de distorsion, surtout pour les puissances de sortie modérées. A titre d'exemple, indiquons une distorsion de 2,3 % seulement pour une puissance de sortie de 1 watt et de 3 % pour 2 watts. La figure 10, enfin, donne les diverses valeurs de la puissance de sortie etc., pour une impédance d'adaptation de 7000 ohms en fonction des tensions sur l'anode et sur la grille-écran.

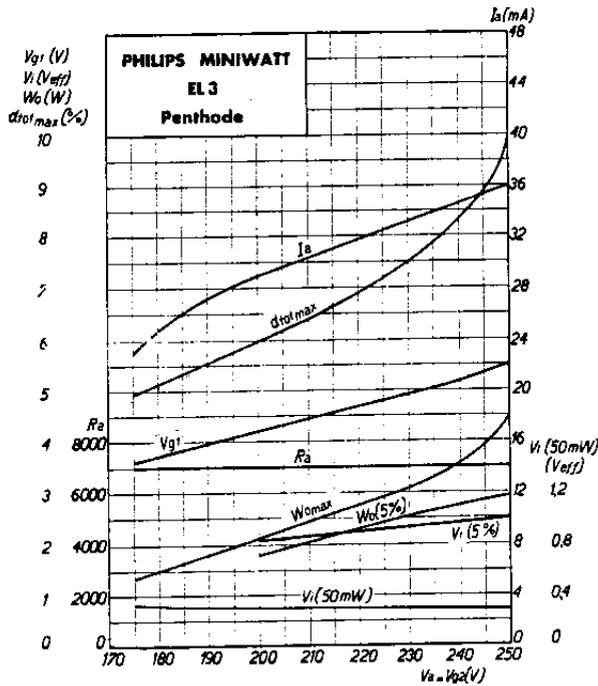
Les tableaux suivants I et II, ainsi que les montages de principe respectifs (figures 11 et 12), fournissent des renseignements sur la variation de la puissance de sortie du tube EL 3



comme amplificateur classe A, en tenant compte de la chute de tension dans le transformateur de sortie. En effet, ainsi que le montrent le tableau I et la figure 11, il est possible de compenser la chute de tension dans le transformateur de sortie (V_{tr}) par une tension plus élevée de la source d'alimentation

Courant anodique et distorsion totale en fonction de la puissance de sortie en utilisant deux tubes EL 3 sur un étage de sortie classe A/B, avec polarisation négative automatique
 $R_k = 75 \Omega$.

Fig. 9

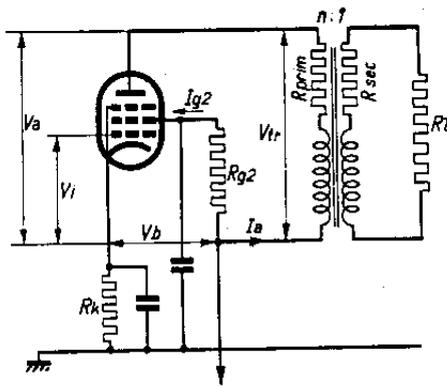


Puissance modulée pour la modulation complète $W_o \text{ max}$
 Puissance modulée pour 5% de distorsion W_o (5%)
 Courant anodique I_a
 Polarisation négative sur la grille V_{g1}
 Résistance extérieure d'anode R_a
 Tension alternative sur la grille pour 5% de distorsion
 Sensibilité V_i (50 mW)
 Distorsion totale pour la modulation à fond $d_{tot \text{ max}}$

en fonction de la tension de grille-écran et d'anode de la lampe EL 3

Fig. 10

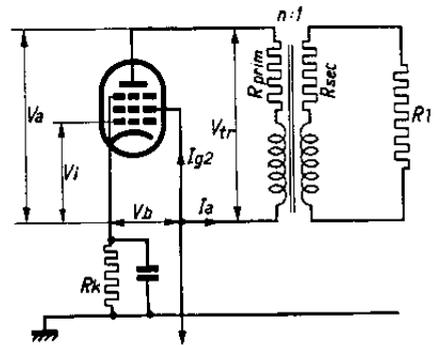
que à une valeur plus réduite, correspondant à la chute de tension dans le transformateur de sortie. Il résulte des tableaux que le montage utilisé est indifférent. Il est nécessaire, en employant une tension anodique plus réduite, de tenir compte du fait que la bonne adaptation



Montage du tube EL 3, sur lequel ont été établies les mesures du tableau I:
 résistance de charge $R_a = R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l = R_{tr} + n^2 R_l$
 puissance de sortie $W_o = i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l) = i_a^2 (R_{tr} + n^2 R_l) = i_a^2 R_a$
 tension anodique continue
 $= V_b - I_a R_{prim.}$
 perte de puissance dans le transformateur de sortie
 $= i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.}) = i_a^2 R_{tr}$
 $= W_o \frac{R_{tr}}{R_a}$

Fig. 11

est donnée par $R_a = \frac{V_a}{I_a}$, et non plus par 7000 ohms. Enfin, nous attirons encore l'attention sur le fait, que les chiffres du tableau, qui indiquent la puissance de sortie, sont relatifs à la puissance de sortie fournie par la lampe. Pour obtenir la puissance utile présente sur la résistance de charge, il faut diminuer la puissance fournie par la lampe du montant des pertes dans le transformateur de sortie.



Montage du tube EL 3, sur lequel ont été établies les mesures du tableau II:
 résistance de charge $R_a = R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l = R_{tr} + n^2 R_l$
 puissance de sortie $W_o = i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l) = i_a^2 (R_{tr} + n^2 R_l) = i_a^2 R_a$
 tension anodique continue
 $= V_b - I_a R_{prim.}$
 perte de puissance dans le transformateur de sortie
 $= i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.}) = i_a^2 R_{tr}$
 $= W_o \frac{R_{tr}}{R_a}$

Fig. 12



TABLEAU I

EL 3 - puissance de sortie et tension alternative de grille en fonction de la chute de tension aux bornes du transformateur de sortie, la tension continue appliquée effectivement à l'anode est maintenue égale à 250 volts.

$$I_a = 36 \text{ mA.}$$

Tension continue appliquée à l'anode V_a (V)	Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance sur la grille-écran R_{g2} (Ω)	Chute de tension aux bornes du transformateur de sortie $V_{tr.}$ (V)	Pour 10% de distorsion			Pour 5% de distorsion			Perte de puissance dans le transformateur de sortie $\frac{W_{tr}}{W_o} - 100$ (%)
				Résistance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	Résistance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	
250	250	0	0	7000	4,0	4,4	7000	2,9	3,1	—
250	260	2200	10	7000	3,9	4,2	7000	2,8	2,9	8
250	270	4500	20	7000	3,8	4,0	7000	2,7	2,7	16
250	280	6900	30	7000	3,7	3,8	7000	2,7	2,6	24
250	300	12000	50	7000	3,6	3,6	7000	2,6	2,5	40

Remarque: La perte de puissance créée par la résistance du cuivre dans le transformateur de sortie, a été calculée en admettant la formule: $R_{prim.} = n^2 R_{sec.}$

TABLEAU II

EL 3 - puissance de sortie et tension alternative de grille en fonction de la chute de tension aux bornes du transformateur de sortie, la tension de la source d'alimentation ainsi que la tension de la grille-écran sont maintenues égales à 250 V.

$$I_a = 36 \text{ mA.}$$

Tension continue appliquée à l'anode V_a (V)	Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance sur la grille-écran V_{g2} (V)	Chute de tension aux bornes du transformateur de sortie $V_{tr.}$ (V)	Pour 10% de distorsion			Pour 5% de distorsion			Perte de puissance dans le transformateur de sortie $\frac{W_{tr}}{W_o} - 100$ (%)
				Résistance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	Résistance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V _{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	
250	250	250	0	7000	4,0	4,4	7000	3,0	3,1	—
240	250	250	10	6700	4,0	4,1	6700	2,9	2,9	8
230	250	250	20	6400	3,9	3,9	6400	2,9	2,8	17
220	250	250	30	6100	3,9	3,7	6100	2,9	2,6	27
200	250	250	50	5500	3,9	3,3	5500	2,9	2,4	51

Remarque: La perte de puissance créée par la résistance du cuivre, dans le transformateur de sortie, a été calculée en admettant la formule: $R_{prim.} = n^2 R_{sec.}$



La penthode de sortie EL 5

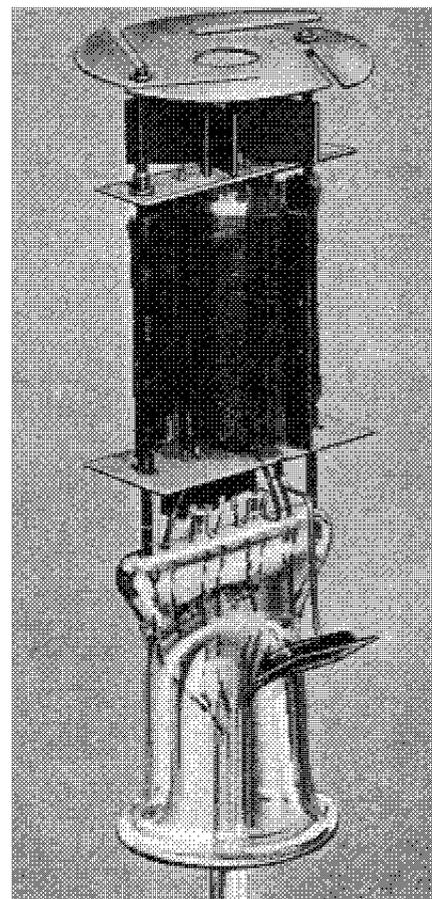


La penthode de sortie EL 5, 18 W.
Fig. 1.

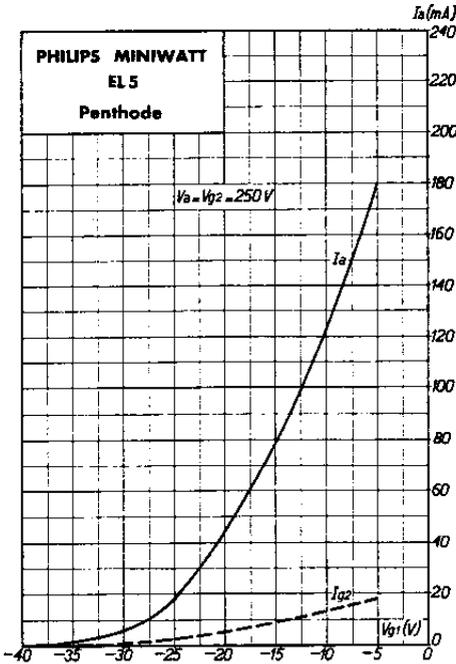
nement, à celle des penthodes normales de 9 watts. Cette pente est de 7 mA/V. Cette pente plus forte permet d'obtenir une plus grande sensibilité du poste (le signal nécessaire sur la grille pour la puissance de sortie normale de 50 mW est de 0,5 V_{eff} , de sorte que la sensibilité est d'environ deux fois celle du tube EL 2). Il s'ensuit que le signal nécessaire pour moduler ce tube à fond peut être faible. Le tube qui précède n'a qu'à fournir une tension alternative efficace de 9,2 volts pour assurer la modulation complète du tube EL 5, monté en amplificateur classe A, c'est-à-dire que toute lampe employée normalement devant ce tube est capable de produire cette tension pratiquement sans distorsion. Le grand avantage de cette penthode de sortie apparaît manifestement si l'on considère la faible tension anodique, égale seulement à celle de la grille-écran, contrairement à ce qui était pratiqué pour les anciennes penthodes de grande puissance. Cette tension est de 250 V, elle existe normalement dans tous les récepteurs modernes, de sorte qu'il n'est pas nécessaire de recourir à des éléments de

La penthode EL 5 est une lampe finale de 18 W à chauffage indirect. Elle peut servir à l'amplification classe A ou classe A/B des postes récepteurs à grande puissance de sortie. Malgré cette grande puissance, les dimensions du tube sont identiques à celles d'une penthode de 9 watts. La puissance de chauffage est également restreinte, sa valeur étant de 8,4 watts seulement, pour une puissance anodique de 18 watts; il existe donc un rapport très favorable entre les deux valeurs. La cathode est à chauffage rapide. Le temps de chauffage est d'environ 16 secondes.

La penthode EL 5 possède une pente notablement supérieure, au point de fonction-



Construction intérieure de la penthode de sortie EL 5, 18 W.
Fig. 2.



Courant anodique et courant de grille-écran en fonction de la tension négative sur la grille pour $V_a = V_{g2} = 250$ V.

Fig. 3.

élevé. Pour une tension alternative efficace de 8 volts sur la grille et pour une distorsion de 10%, il permet d'obtenir une puissance de sortie de 7,7 watts. Pour 5 watts modulés la distorsion est légèrement supérieure à 5%. La tension de chauffage est de 6,3 volts, de sorte que cette lampe peut être employée sur tout appareil alimenté par secteur alternatif où l'enroulement de chauffage est prévu pour cette tension. Etant donné la puissance élevée, le courant de chauffage est bien supérieur à 200 mA. Cette lampe ne convient donc pas pour les récepteurs tous courants à chauffage des filaments en série.

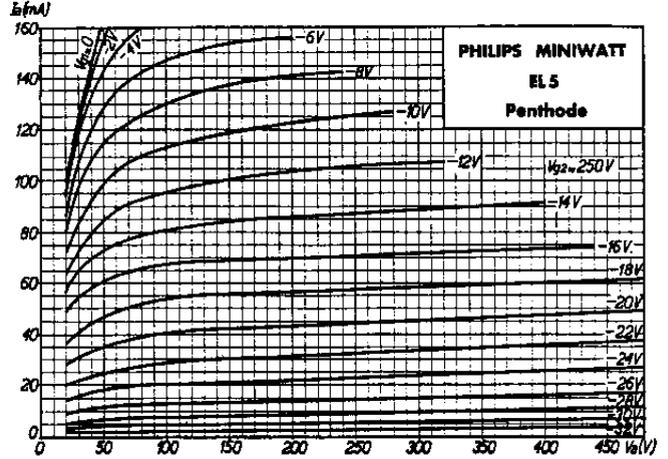
Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect sur courant alternatif, alimentation en parallèle.

Tension de chauffage	$V_f = 6,3$ V
Courant de chauffage	$I_f = 1,3$ A

Caractéristiques de service, montage en amplificateur classe A

Tension d'anode	$V_a = 250$ V
Tension de grille-écran	$V_{g2} = 250$ V
Polarisation négative de la grille	$V_{g1} = -16$ V
Résistance cathodique	$R_k = 200 \Omega$ (2 W)
Courant anodique	$I_a = 72$ mA
Courant de grille-écran	$I_{g2} = 7,5$ mA
Pente normale (pour $I_a = 72$ mA)	$S = 7$ mA/V
Résistance intérieure normale	$R_i = 33.000 \Omega$
Résistance d'adaptation optimum	$R_a = 3.500 \Omega$
Puissance de sortie pour une distorsion de 10%	$W_o = 7,7$ W
Tension alternative de grille pour une distorsion de 10%	$V_i = 8$ V _{eff}
Sensibilité	V_i (50 mW) = 0,5 V _{eff}



Courant anodique en fonction de la tension anodique pour $V_{g2} = 250$ V et pour diverses tensions négatives sur la grille 1.

Fig. 4.

montage spéciaux pour l'appareil de tension anodique (condensateurs pour tensions élevées, etc.). Dans de nombreux cas, il n'est même pas nécessaire de prévoir un transformateur de secteur ou un tube redresseur de puissance notablement plus grande.

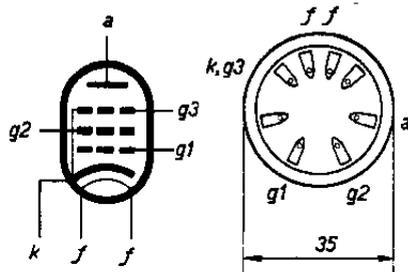
Malgré la faible tension anodique et la faible puissance de chauffage, le rendement de ce tube est très



Caractéristiques de service, montage en amplificateur push-pull, classe A/B

		polarisation fixe	polarisation automatique
Tension anodique	V_a	= 250 V	V_a = 250 V
Tension de grille-écran	V_{g2}	= 250 V	V_{g2} = 250 V
Polarisation négative de grille (fixe)	V_{g1}	= -24 V	—
Résistance cathodique		—	R_k = 155 Ω
Courant anodique au repos	I_{a0}	= 2x25 mA	I_{a0} = 2x55 mA
Courant anodique pour la modulation complète	I_{amax}	= 2x63 mA	I_{amax} = 2x64 mA
Courant de grille-écran au repos	I_{g20}	= 2x3 mA	I_{g20} = 2x6 mA
Courant de grille-écran pour la modulation complète	I_{g2max}	= 2x13,5 mA	I_{g2max} = 2x13,5 mA
Résistance d'adaptation optimum (d'anode à anode)	R_a	= 4000 Ω	R_a = 4000 Ω
Puissance de sortie maximum	W_o	= 17,3 W	W_o = 16,4 W
Distorsion totale	d_{tot}	= 4,7%	d_{tot} = 4,9%

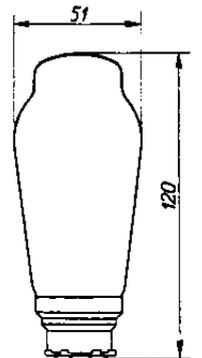
Limites fixées pour les caractéristiques



Disposition des électrodes et connexions du culot du tube EL 5.

Fig. 5.

V_{aomax}	= 550 V
V_{amax}	= 250 V
W_{amax}	= 18 W
V_{g2omax}	= 550 V
V_{g2max}	= 250 V
W_{g2max}	= 2,2 W
I_{kmax}	= 90 mA
V_{g1max} ($I_{g1} = 0,3 \mu A$)	= -1,3 V
R_{g1amax}	= 0,7 M Ω
R_{g1fmax}	= 0,3 M Ω
V_{fkmax}	= 50 V
R_{fkmax}	= 5000 Ω

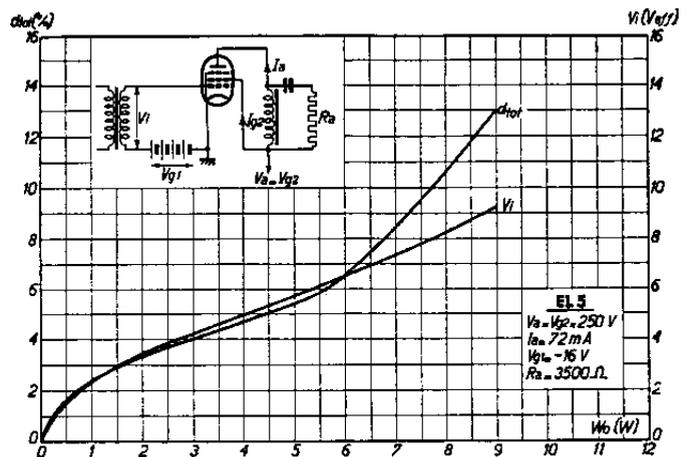


Encombrement du tube EL 5.
Fig. 6.

Utilisation

Ainsi qu'on l'a déjà précisé, cette penthode peut s'employer avec avantage dans les étages de sortie classe A ou classe A/B des postes récepteurs, des amplificateurs, etc. Sa grande sensibilité supprime normalement toutes les difficultés d'étude de l'étage B.F. précédent. La commande du tube EL 5, monté en étage de sortie classe A, peut se faire par un tube B.F. qui sera une triode normale, telle que la EBC 3, ou bien une penthode, telle que la EF 6.

D'une façon générale, il



Tension alternative de grille et distorsion totale en fonction de la puissance de sortie en utilisant le tube EL 5 comme lampe finale en classe A. (La polarisation négative de la grille V_{g1} peut s'obtenir aussi à l'aide d'une résistance cathodique.)

Fig. 7.



faudra éviter de monter ce tube directement derrière la diode détectrice d'un poste récepteur. Bien que la EL 5 possède une grande sensibilité, il faut craindre la surmodulation de l'étage précédant la diode détectrice. Même le meilleur tube M.F. dont on puisse disposer, le EF 5, ne permettrait pas de moduler complètement l'étage de sortie pour les faibles profondeurs de modulation. Comme ce tube s'emploie surtout dans les appareils de qualité, la modulation complète du tube de sortie même pour une profondeur de modulation faible, 10% par exemple est tout à fait désirable. Dans ce sens il est à recommander de prévoir une certaine amplification B.F., faible au besoin, après la diode.

En employant deux tubes EL 5 sur un étage de sortie classe A/B, l'étage préamplificateur ne peut être équipé qu'avec des triodes, par suite de la présence du transformateur de couplage.

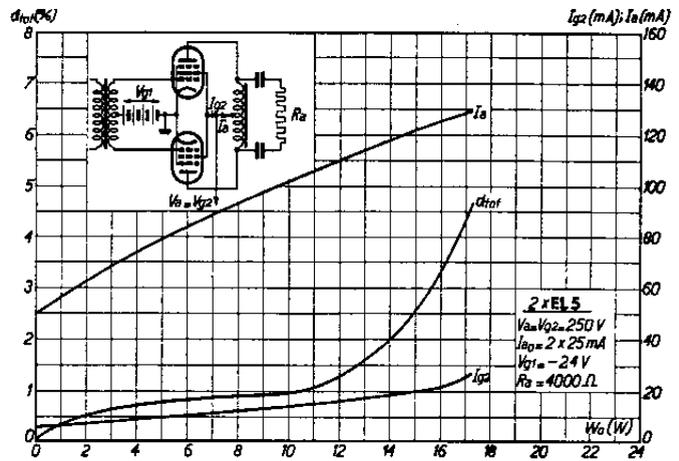
Les triodes dont on dispose sont les tubes EBC 3 et la EL 2 (montée en triode, anode et grille-écran réunies). En se servant du tube EBC 3, on aura les meilleurs résultats en choisissant un rapport de transformation du transformateur de couplage de 1 : (2+2), considérant le prix du transformateur B.F. et la bonne reproduction des notes basses.

Lorsqu'on choisit le tube EL 2, monté en triode, il est possible de choisir un rapport de transformation plus élevé (1 : (3+3) par exemple).

L'emploi du tube EBC 3 fournit évidemment une solution avantageuse par sa combinaison d'une triode avec une duodiode. La distorsion la plus faible s'obtient en utilisant le tube EL 2 monté en triode. La résistance interne notablement plus faible permet d'utiliser un rapport de transformation plus élevé du transformateur de couplage.

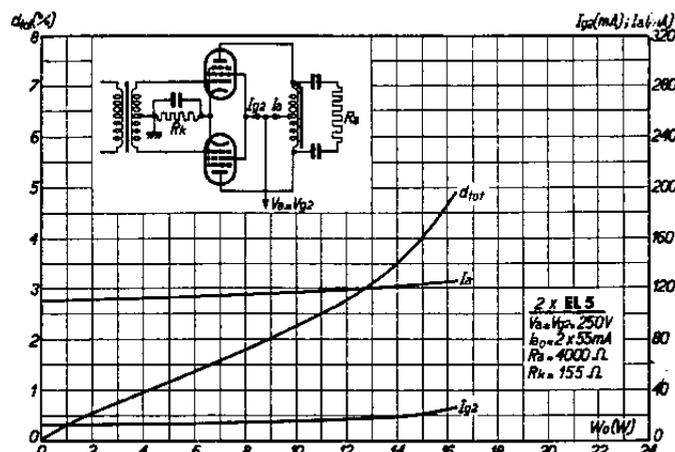
Pour le tube EL 2 utilisé en préamplification, on trouvera les données dans le chapitre relatif à ce tube.

L'emploi de deux tubes EL 5 montés en push-pull sur un étage de sortie classe A/B, entraîne une consommation de courant anodique considérable. Avec une polarisation négative automatique et pour la modulation complète, on obtiendra un courant anodique et un courant de grille-écran de 155 mA au total. Ce courant total sera de 153 mA dans le cas d'une polarisation fixe.



Courant anodique et distorsion totale en fonction de la puissance de sortie, en utilisant deux tubes EL 5 comme étage de sortie classe A/B, avec polarisation fixe.

Fig. 8.



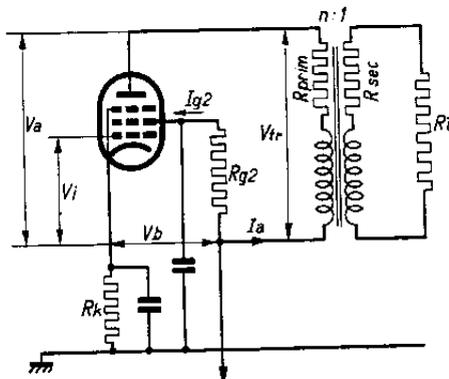
Courant anodique et distorsion totale en fonction de la puissance de sortie, en utilisant deux tubes EL 5 comme étage de sortie classe A/B, avec polarisation automatique ($R_k = 155 \Omega$).

Fig. 9.



Il faut évidemment encore ajouter à ce chiffre le courant absorbé par les tubes préamplificateurs et les tubes auxiliaires du poste. Ce fort courant total nécessite l'emploi d'un tube redresseur assez puissant. Généralement le tube EZ 4 ne suffira pas pour l'alimentation d'un tel poste et il faudra prendre deux tubes EZ 4, redressant chacun une des deux alternances, et les deux anodes de chacun des tubes connectées en parallèle.

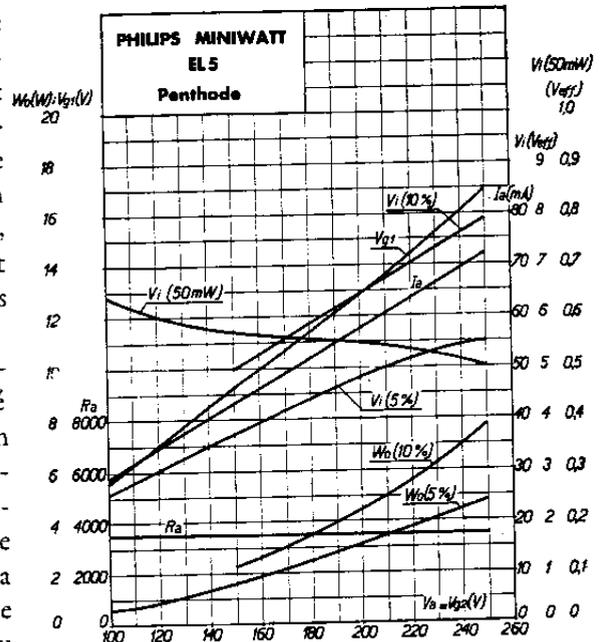
Les figures 7, 8 et 9 donnent les principales caractéristiques du tube EL 5, utilisé comme amplificateur classe A ou classe A/B, en fonction de la puissance de sortie. Pour l'emploi comme amplificateur classe A, la polarisation négative s'obtiendra de préférence à l'aide d'une résistance cathodique, dont la valeur sera de 200 ohms (résistance 2 watts). La cathode devra être découplée par un condensateur d'au moins 2 μ F. Pour une meilleure reproduction des notes basses, il est à recommander de prévoir un condensateur électrolytique de 25 ou 50 μ F. Dans des conditions déterminées, la polarisation



Montage, du tube EL 5, sur lequel ont été établies les mesures du tableau I.

$$\begin{aligned}
 \text{Résistance de charge } R_a &= R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l = R_{tr} + n^2 R_l \\
 \text{Puissance de sortie } W_a &= i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l) = i_a^2 (R_{tr} + n^2 R_l) = i_a^2 R_a \\
 \text{Tension anodique continue} &= V_b - I_a R_{prim.} \\
 \text{Perte de puissance modulée dans le transformateur de sortie} &= i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.}) \\
 &= i_a^2 R_{tr} = W_o \frac{R_{tr}}{R_a}
 \end{aligned}$$

Fig. 11.



Puissance de sortie W_o pour 10% et pour 5% de distorsion, courant d'anode I_a , polarisation négative V_{g1} , résistance extérieure R_a , tension alternative sur la grille V_i pour 10% et pour 5% de distorsion et sensibilité $V_i(50 \text{ mW})$, en fonction de la tension anodique et de la tension de grille-écran du tube EL 5.

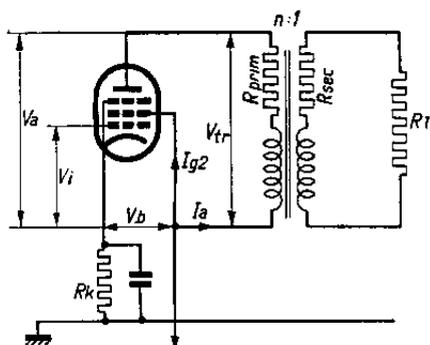
Fig. 10.

négative de la grille peut être obtenue avantageusement au moyen de la chute de tension dans le filtre d'alimentation anodique, après filtrage complet.

En utilisant deux tubes EL 5 en amplification classe A/B, la polarisation négative sera automatique, prise sur une résistance cathodique commune de 155 ohms (pour $V_a = V_{g2} = 250 \text{ V}$, résistance à 4 W), ou bien elle sera fixe. La tension fixe ne devra pas être soumise à l'influence du courant anodique total du poste, sans quoi elle ne serait pas fixe. Il faudra donc pour cela prévoir un redresseur séparé ou une autre source de tension indépendante. Si la polarisation est automatique, la résistance cathodique devra être shuntée par un condensateur de capacité suffisante tout comme dans le cas de l'amplification classe A.

Dans les deux cas, le transformateur de sortie devra présenter une impédance de 4000 ohms d'anode à anode. Le haut-parleur devra pouvoir absorber la puissance de sortie maximum de 17,5 watts environ.

Les tableaux suivants I et II, ainsi que les schémas de montage des figures 11 et 12, fournissent encore



Montage du tube EL 5, sur lequel ont été établies les mesures du tableau II.

$$\text{Résistance de charge } R_a = R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l = R_{tr} + n^2 R_l$$

$$\text{Puissance de sortie } W_a = i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.} + n^2 R_l) = i_a^2 (R_{tr} + n^2 R_l) = i_a^2 R_a$$

$$\text{Tension anodique continue} = V_b - I_a R_{prim.}$$

$$\text{Perte de puissance modulée dans le transformateur de sortie} = i_a^2 (R_{prim.} + n^2 R_{sec.})$$

$$= i_a^2 R_{tr} = W_o \frac{R_{tr}}{R_a}$$

Fig. 12

des renseignements au sujet de la variation de la puissance de sortie en utilisant le tube EL 5 comme amplificateur classe A, en tenant compte de la chute de tension aux bornes du transformateur de sortie. Il est possible en effet, comme le montrent le tableau I et la figure 11, de compenser par une tension plus élevée de la source d'alimentation (V_b) la chute de tension aux bornes du transformateur de sortie (V_{tr}), et de réduire la tension de grille-écran à la valeur convenable à l'aide d'une résistance en série avec condensateur de découplage, ou bien on peut encore, comme l'indiquent le tableau II et la figure 12, prendre la tension de grille-écran, avec sa valeur exacte, directement à la source de tension et maintenir la tension anodique à une valeur plus basse correspondant à la chute de tension dans le transformateur de sortie. Il résulte de l'examen des tableaux que la différence est assez faible. Pour la modulation complète, le montage de la figure 11 donne une distorsion légèrement plus faible que le montage de la figure 12.

Nous attirons encore une fois l'attention sur le fait que les chiffres du tableau, qui indiquent la puissance de sortie, sont relatifs à la puissance de sortie fournie par le tube. Pour obtenir la puissance utile présente sur la résistance de charge, il faut diminuer la puissance fournie par la lampe du montant des pertes dans le transformateur de sortie.

TABLEAU I

EL 5 - puissance de sortie et tension alternative de grille en fonction de la chute de tension aux bornes du transformateur de sortie; la tension continue appliquée effectivement à l'anode est maintenue égale à 250 V.

$$I_a = 72 \text{ mA.}$$

Tension continue appliquée à l'anode V_a (V)	Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance de grille-écran R_{g2} (Ω)	Chute de tension dans le transformateur de sortie V_{tr} (V)	Pour 10% de distorsion			Pour 5% de distorsion			Perte de puissance dans le transformateur de sortie $\frac{W_{tr}}{W_o} \cdot 100$ (%)
				Impédance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V_{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	Impédance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V_{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	
250	250	0	0	3500	8,3	7,7	3500	5,0	4,0	—
250	260	1100	10	3500	8,4	7,5	3500	4,7	3,4	8
250	270	2200	20	3500	8,2	7,3	3500	4,6	3,3	16
250	280	3200	30	3500	8,0	6,9	3500	4,5	3,3	24
250	300	5500	50	3500	7,8	6,5	3500	4,4	3,1	40

Remarque: Les pertes de puissance créées par la résistance du cuivre dans le transformateur de sortie ont été calculées en admettant la formule: $R_{prim} = n^2 R_{sec}$.



TABLEAU II

EL 5 - puissance de sortie et tension alternative de grille en fonction de la chute de tension aux bornes du transformateur de sortie; les tensions de la source d'alimentation et de la grille-écran sont maintenues égales à 250 V.

$$I_a = 72 \text{ mA.}$$

Tension continue appliquée à l'anode V_a (V)	Tension de la source d'alimentation V_b (V)	Tension de grille-écran R_{g2} (Ω)	Chute de tension dans le transformateur de sortie V_{tr} (V)	Pour 10% de distorsion			Pour 5% de distorsion			Perte de puissance dans le transformateur de sortie $\frac{W_{tr}}{W_o} \cdot 100$ (%)
				Impédance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V_{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	Impédance anodique extérieure R_a (Ω)	Tension alternative sur la grille V_i (V_{eff})	Puissance de sortie W_o (W)	
250	250	250	0	3500	8,2	7,7	3500	5,2	4,0	—
240	250	250	10	3300	8,2	7,4	3300	5,3	3,9	8
230	250	250	20	3200	8,1	7,0	3200	5,3	3,9	17
220	250	250	30	3000	8,1	6,6	3000	5,4	3,7	28
200	250	250	50	2800	7,9	5,8	2800	5,6	3,6	50

Remarque: Les pertes de puissance créées par la résistance du cuivre dans le transformateur de sortie ont été calculées en admettant la formule: $R_{prim} = n^2 R_{sec}$.



Le tube redresseur EZ 2



Le nouveau tube redresseur EZ 2 pour récepteurs d'autos et petits postes à secteur alternatif.

Fig. 1

Le tube EZ 2 est un tube redresseur biplaque à chauffage indirect étudié spécialement pour les postes auto-radio. Toutefois, il peut être utilisé également dans de petits récepteurs alimentés sur secteur alternatif. Le filament sera chauffé par le courant de la batterie de la voiture ou bien par le secteur à 6,3 volts. Le temps de chauffage a été choisi de 26 secondes environ. Il est plus long que celui d'une lampe finale. Ainsi la tension continue de l'appareil après l'enclenchement, ne dépassera pas la tension de service normale, car le redresseur ne fournira pas de tension à vide. Le courant de chauffage a été réduit autant que possible afin de limiter le débit de la batterie dans le cas d'utilisation comme redresseur pour postes d'autos.

Le débit maximum du courant redressé a été choisi de manière à pouvoir alimenter un récepteur d'auto normal sans excitation du haut-parleur.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par batterie ou courant alternatif

Tension de chauffage $V_f = 6,3 \text{ V}$

Courant de chauffage $I_f = 0,4 \text{ A}$

Limites fixées pour les caractéristiques

Tension alternative à vide max. au secondaire du transformateur d'alimentation $V_{trmax} = 2 \times 350 \text{ V}_{eff}$

Débit maximum en courant redressé $I_{amax} = 60 \text{ mA}$

Tension maximum entre filament et cathode (valeur de crête absolue) $V_{fkmax} = 500 \text{ V}$

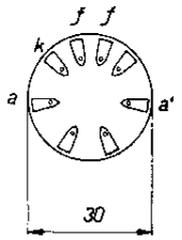
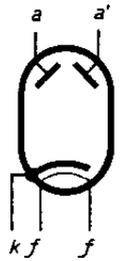
Résistance interne minimum du transformateur d'alimentation $R_{tot min} = 600 \Omega$

Capacité maximum du premier condensateur de filtrage pour $V_{tr} = 2 \times 350 \text{ V}_{eff}$ $C_{max} = 16 \mu\text{F}$

Capacité maximum du premier condensateur de filtrage pour $V_{tr} = 2 \times 300 \text{ V}_{eff}$ $C_{max} = 32 \mu\text{F}$

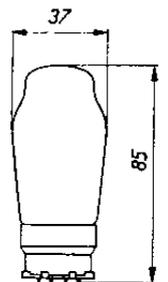
Utilisation

Pour utiliser ce tube il faudra veiller à ce que les valeurs maxima ou minima admissibles ne soient pas dépassées. Comme redresseur dans un poste d'auto on sera obligé d'admettre la tension continue avec l'ondulation superposée entre le filament, qui est relié par l'intermédiaire de la



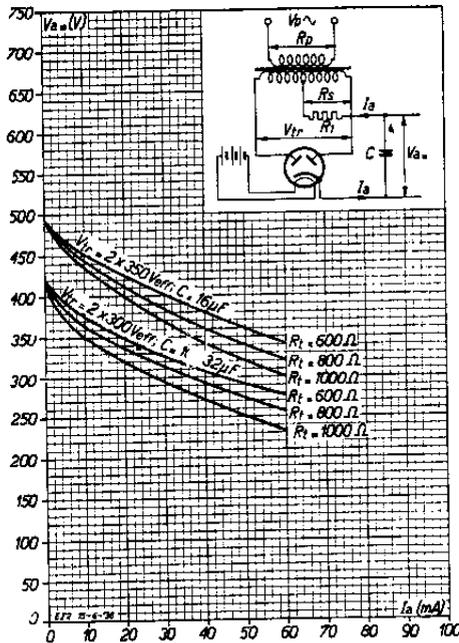
Connexions du culot du tube EZ 2.

Fig. 2



Encombrement du tube EZ 2.

Fig. 3



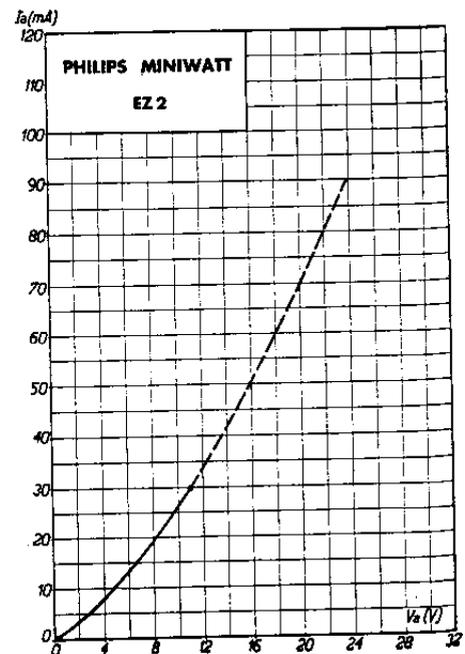
Courbes de charge du redresseur EZ 2 pour des tensions à vide de 2×300 et 2×350 volts au secondaire du transformateur d'alimentation et pour différentes valeurs de sa résistance interne. La capacité d'entrée du filtre C est de $16 \mu F$ maximum pour 2×350 volts et de $32 \mu F$ pour 2×300 volts. Si la résistance interne du transformateur d'alimentation est inférieure à la valeur minimum de 600 ohms, il faut la compléter par une résistance R_1 en série avec le secondaire, jusqu'à ce que R_{tot} soit à nouveau de 600 ohms.

- $R_{tot} = R_s + R_1 + n^2 R_p$
- R_p = résistance de l'enroulement primaire.
- R_s = résistance de la moitié de l'enroulement secondaire.
- n = rapport de transformation enroulement primaire/moitié de l'enroulement secondaire.
- R_1 = résistance série éventuelle pour compléter une résistance totale trop faible.

Fig. 4

batterie à la masse, et la cathode qui est en liaison directe avec le côté haute tension du premier condensateur de filtrage. Si le redresseur fonctionne à vide, il se présentera une tension égale à la valeur de crête de la tension alternative appliquée au redresseur entre ces éléments. Cette valeur a été fixée à 500 volts, ce qui représente la valeur de crête de la tension alternative d'anode maximum admissible. La valeur maximum de 60 mA pour le débit anodique est absolue, elle est donc valable aussi pour des tensions alternatives de 2×300 volts.

La figure 4 représente les courbes de charge de la EZ 2 pour $V_{tr} = 2 \times 300$ volts et $V_{tr} = 2 \times 350$ volts et pour 3 différentes valeurs de la résistance interne du transformateur d'alimentation. La résistance interne minimum admissible est de 600 ohms. Si le transformateur d'alimentation utilisé a une résistance interne qui n'atteint pas cette valeur, il faut brancher en série avec le secondaire de ce transformateur une résistance R_1 (voir figure 4) pour compléter la résistance totale jusqu'à ce que cette valeur minimum soit atteinte.



Courant par anode, en fonction de la tension continue appliquée.

Fig. 5



Le tube redresseur EZ 3



Le tube redresseur EZ 3 pour récepteurs de puissance moyenne.
Fig. 1

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif.

Tension de chauffage $V_f = 6,3 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = 0,65 \text{ A}$

Limites fixées pour les caractéristiques

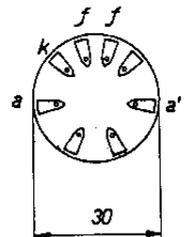
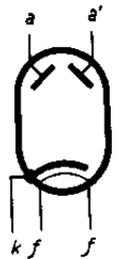
Tension alternative à vide max au secondaire du transformateur d'alimentation $V_{trmax} = 2 \times 400 \text{ V}_{eff}$
 Débit max. en courant redressé $I_{umax} = 100 \text{ mA}$
 Tension max. entre filament et cathode $V_{fkmax} = 0 \text{ V}^1)$
 Résistance interne minimum du transformateur d'alimentation pour $V_{tr} = 2 \times 300$ et $2 \times 350 \text{ V}_{eff}$ $R_{tot min} = 250 \Omega$
 Résistance interne minimum du transformateur d'alimentation pour $V_{tr} = 2 \times 400 \text{ V}_{eff}$ $R_{tot min} = 300 \Omega$
 Capacité maximum du premier condensateur de filtrage à $2 \times 300 \text{ V}_{eff}$ de tension du transf. ... $C_{max} = 32 \mu\text{F}$
 Capacité maximum du premier condensateur de filtrage à $2 \times 350 \text{ V}_{eff}$ et $2 \times 400 \text{ V}_{eff}$ de tension du transformateur $C_{max} = 16 \mu\text{F}$

Utilisation

Ce tube sera utilisé dans les récepteurs alimentés sur secteur alternatif où l'enroulement de chauffage du tube redresseur est prévu pour 6,3 volts. Il n'est pas admissible de brancher le filament de ce tube sur le circuit de chauffage des tubes récepteurs. Il faudra donc prévoir

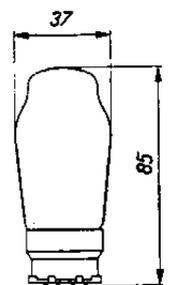
¹⁾ La cathode sera toujours réunie à une extrémité du filament.

Le tube EZ 3 est un tube redresseur biplaque à chauffage indirect, étudié pour les récepteurs de puissance moyenne alimentés par le secteur alternatif. Le débit maximum de ce tube a été choisi suffisamment grand pour pouvoir alimenter, avec facilité, tout appareil normal, et fournir l'excitation du haut-parleur. Le filament sera chauffé par un enroulement de chauffage séparé de 6,3 volts. Le temps de chauffage est de 24 secondes environ. Il a été choisi plus long que celui de la lampe finale d'un appareil récepteur; ainsi la tension continue de l'appareil ne dépassera pas après l'enclenchement la tension de service normale, car le redresseur ne fournira pas de tension à vide.



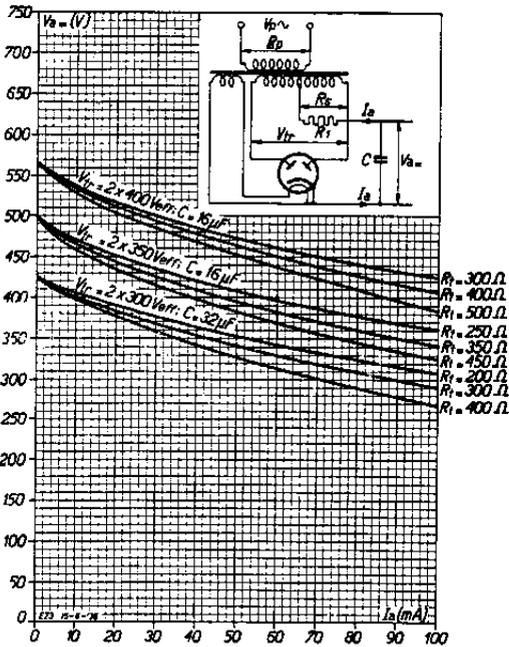
Disposition des électrodes et connexions sur le culot du tube EZ 3.

Fig. 2



Encombrement du tube EZ 3.

Fig. 3



Courbes de charge du redresseur EZ 3 pour des tensions de 2×300 , de 2×350 et de 2×400 volts_{eff} au secondaire du transformateur d'alimentation et pour différentes valeurs de sa résistance interne. La capacité d'entrée du filtre C est de $32 \mu\text{F}$ au maximum pour une tension d'anode de 2×300 V_{eff} et de $16 \mu\text{F}$ pour une tension d'anode jusqu'à 2×400 V_{eff}. Si la résistance au secondaire du transformateur d'alimentation est inférieure à la valeur minimum indiquée il faut la compléter par une résistance R_1 en série avec le secondaire, jusqu'à ce que R_{tot} soit à nouveau égale à cette valeur minimum.

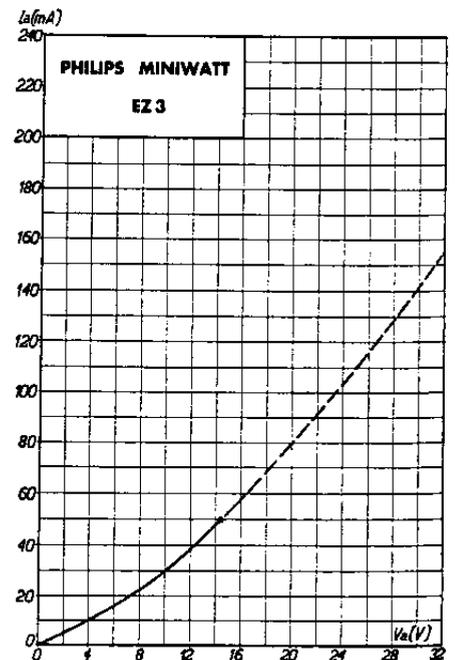
- $R_{tot} = R_s + R_1 + n^2 R_p$
 R_p = résistance de l'enroulement primaire.
 R_s = résistance de l'enroulement secondaire.
 n = rapport de transformation enroulement primaire: moitié de l'enroulement secondaire.
 R_1 = résistance éventuelle à intercaler en série pour compléter une résistance totale trop faible.

Fig. 4

un enroulement de chauffage séparé pour ce tube et on réunira la cathode directement à un côté du filament.

Il faudra veiller à ce que les valeurs maxima et minima admissibles ne soient pas dépassées. La valeur maximum de 100 mA pour le débit anodique est absolue, elle est donc aussi valable pour des tensions plus faibles. La figure 4 représente les courbes de charge de la EZ 3 pour $V_{tr} = 2 \times 300$ volts_{eff}, $V_{tr} = 2 \times 350$ volts_{eff}, et $V_{tr} = 2 \times 400$ volts_{eff} et pour des valeurs différentes de la résistance interne du transformateur d'alimentation. La résistance minimum admissible est de 200 ohms pour une tension jusqu'à 2×300 V_{eff}, de 250 ohms pour une tension jusqu'à 2×350 V_{eff} et de 300 ohms pour une tension jusqu'à 2×400 V_{eff}.

Si le transformateur d'alimentation utilisé présente une résistance interne qui n'atteint pas la valeur minimum indiquée il faut brancher en série avec le secondaire de ce transformateur une résistance R_1 complémentaire (voir fig. 4) jusqu'à atteindre la valeur minimum.



Courant par anode en fonction de la tension continue appliquée.

Fig. 5



Le tube redresseur EZ 4



Le tube redresseur EZ 4 pour alimenter des récepteurs de grande puissance ou de petits amplificateurs.

Fig. 1

lampes EL 5 en push-pull et un grand nombre de lampes préamplificatrices et auxiliaires. Un tel redresseur à deux tubes EZ 4 peut fournir 350 mA avec une tension alternative de 2×400 volts au secondaire du transformateur d'alimentation.

Les dimensions du tube EZ 4 sont extrêmement faibles et la puissance qu'il permet d'obtenir est donc particulièrement remarquable, surtout si l'on tient compte de la faible puissance de chauffage nécessaire pour obtenir ces résultats. Le filament sera chauffé par un enroulement de chauffage séparé de 6,3 volts. Le temps de chauffage est de 26 secondes environ. Il a été choisi de manière à être plus long que celui d'une lampe finale. Ainsi la tension continue de l'appareil ne dépassera pas après l'enclenchement la tension de service normale, car le redresseur ne fournira pas de tension à vide.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif.

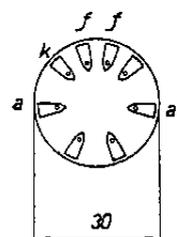
Tension de chauffage $V_f = 6,3 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = 0,9 \text{ A}$

Limites fixées pour les caractéristiques

Tension alternative à vide max. au second. du transf. d'alim. $V_{trmax} = 2 \times 400 \text{ V}_{eff}$
 Débit max. en courant redressé $I_{amax} = 175 \text{ mA}$
 Tension max. entre filament et cathode $V_{ifmax} = 0 \text{ V}^1)$
 Résistance interne min. du transform. d'alim. pour $V_{tr} = 2 \times 300 \text{ V}_{eff}$ $R_{totmin} = 200 \Omega$

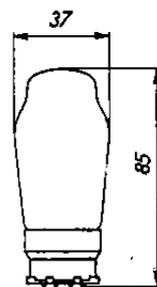
¹⁾ La cathode sera toujours réunie à une extrémité du filament.

Le tube EZ 4 est un tube redresseur biplaque à chauffage indirect étudié pour des postes de grande puissance et pour de petits amplificateurs alimentés par le secteur alternatif. Il peut alimenter facilement un poste comportant deux tubes EL 2 en push-pull, classe A/B, un grand nombre de tubes préamplificateurs et auxiliaires ainsi qu'un haut-parleur dynamique à excitation séparée. Ce tube peut être utilisé aussi, les deux anodes reliées, pour obtenir ainsi un redresseur monoplaque. En utilisant deux de ces tubes connectés de cette manière on obtient un redresseur biphasé capable de fournir la haute tension avec une puissance considérable; elle est alors double de celle fournie par une seule EZ 4. Une telle puissance est nécessaire par exemple, pour alimenter un appareil qui comporte un étage classe A/B à deux



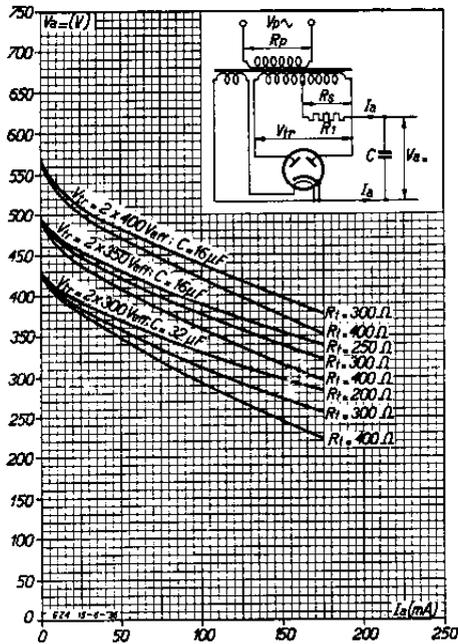
Disposition des électrodes et connexions sur le culot du tube EZ 4.

Fig. 2



Encombrement du tube EZ 4.

Fig. 3



Courbes de charge du redresseur EZ4 pour des tensions de 2×300 , de 2×350 et de 2×400 volts_{eff} au secondaire du transformateur d'alimentation et pour différentes valeurs de sa résistances interne. La capacité d'entrée C du filtre est de $32 \mu\text{F}$ au maximum pour 2×300 volts_{eff} et de $16 \mu\text{F}$ au maximum pour 2×350 et 2×400 volts_{eff}. Si la résistance interne du transformateur d'alimentation est inférieure à la valeur minimum, il faut la compléter par une résistance additionnelle R_1 en série avec le secondaire, jusqu'à ce que R_{tot} ait de nouveau atteint la valeur minimum.

$$R_{tot} = R_s + R_1 + n^2 R_p$$

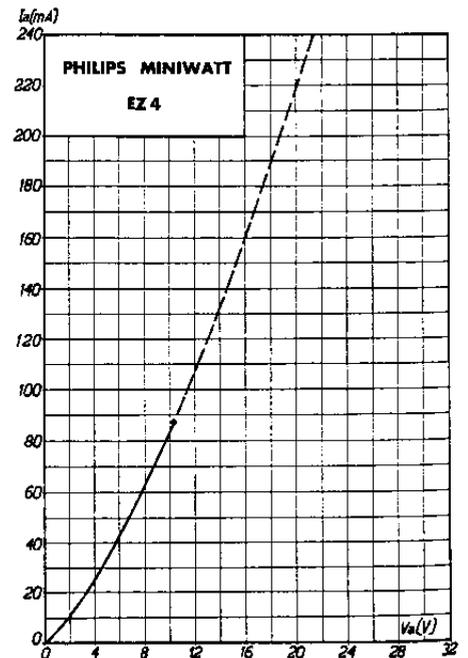
R_p = résistance de l'enroulement primaire.
 R_s = résistance de l'enroulement secondaire.
 n = rapport de transformation enroulement primaire/ moitié de l'enroulement secondaire.
 R_1 = résistance éventuelle à brancher en série pour compléter une résistance totale trop faible.

Fig. 4

- Résistance interne minimum du transformateur d'alimentation pour $V_{tr} = 2 \times 350$ V_{eff} $R_{tot\ min} = 250 \ \Omega$
- Résistance interne minimum du transformateur d'alimentation pour $V_{tr} = 2 \times 400$ V_{eff} $R_{tot\ min} = 300 \ \Omega$
- Capacité maximum du premier condensateur de filtrage pour $V_{tr} = 2 \times 350$ V_{eff} et 2×400 V_{eff} $C_{max} = 16 \ \mu\text{F}$
- Capacité maximum du premier condensateur de filtrage pour $V_{tr} = 2 \times 300$ V_{eff} $C_{max} = 32 \ \mu\text{F}$

Courant par anode en fonction de la tension continue appliquée.

Fig. 5





Utilisation

Ce tube sera utilisé dans les récepteurs à secteur alternatif dont l'enroulement de chauffage séparé donne 6,3 volts. Il est à noter qu'il est inadmissible de brancher le filament de ce tube sur le circuit de chauffage des tubes récepteurs. Il faudra donc prévoir un enroulement de chauffage spécial pour ce tube et la cathode sera réunie directement à un côté du filament.

Il faudra veiller à ce que les valeurs maxima admissibles ne soient pas dépassées. La valeur maximum de 175 mA pour le débit anodique est absolue, elle est donc aussi valable pour des tensions plus faibles. La capacité maximum du premier condensateur de filtre peut être augmentée de 16 à 32 μF si l'on diminue la tension alternative à 2×300 volts_{eff}. La résistance interne de ce tube étant très réduite, la dissipation de chaleur est donc faible. Par conséquent, il n'y aura pas à prendre de précautions spéciales pour la ventilation de l'appareil et pour le choix de l'emplacement du tube. On se bornera aux précautions prises habituellement pour tout tube redresseur.

La figure 4 représente les courbes de charge de la EZ 4 pour $V_{tr} = 2 \times 300$ volts_{eff}, $V_{tr} = 2 \times 350$ volts_{eff} et $V_{tr} = 2 \times 400$ volts_{eff} et pour différentes valeurs de la résistance interne du transformateur d'alimentation. La résistance minimum admissible est de 200 ohms pour une tension alternative de 2×300 volts_{eff}, de 250 ohms pour une tension alternative de 2×350 volts_{eff} et de 300 ohms pour une tension alternative de 2×400 volts_{eff}. Si le transformateur d'alimentation utilisé présente une résistance interne qui n'atteint pas cette valeur, il faut brancher en série avec le secondaire de ce transformateur une résistance additionnelle R_1 (voir fig. 4) jusqu'à obtenir cette valeur indiquée.

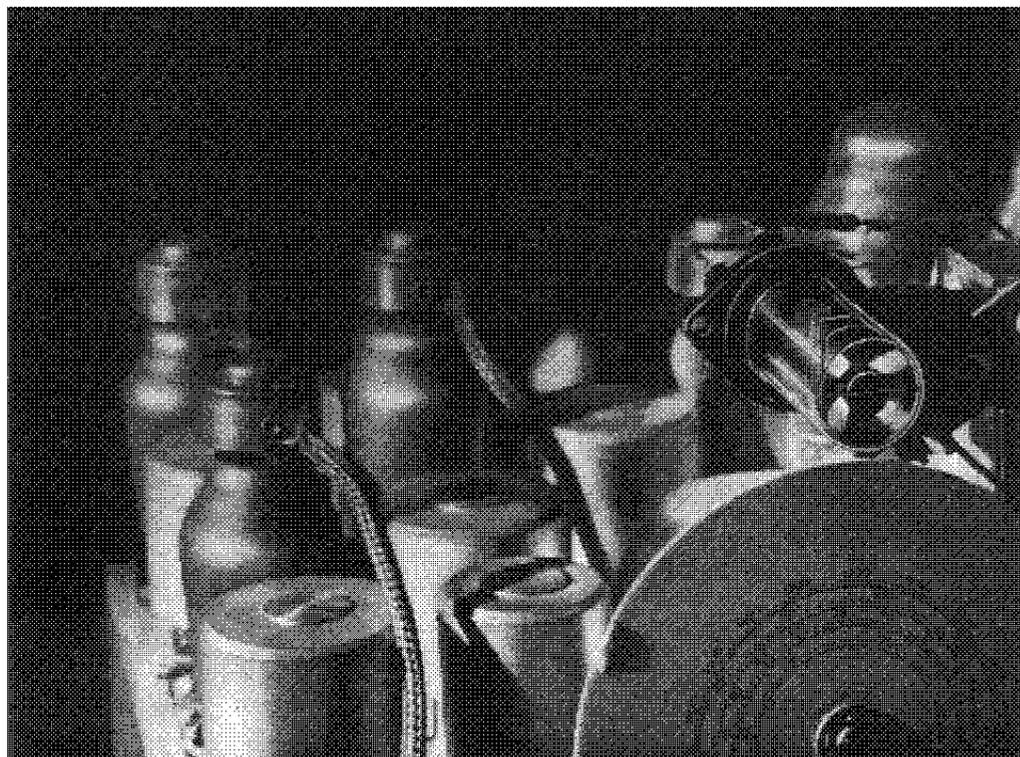


Le trèfle cathodique, 4678

Le trèfle cathodique 4678¹⁾ permet le contrôle exact et sans inertie de l'accord de l'appareil récepteur sur la station désirée. Tous les récepteurs modernes à partir d'un certain prix sont actuellement munis d'un système d'accord visuel. C'est ainsi qu'on connaît déjà l'indicateur à ombre qui permet de contrôler l'accord au moyen d'une ombre de largeur variable produite sur un verre dépoli. Cette ombre est obtenue au moyen d'une petite lame mobile qui interrompt le faisceau lumineux d'une ampoule de lampe de poche, le mouvement est commandé par l'équipage d'un milliampèremètre, monté dans le circuit d'anode d'une sélectode, influencée par le réglage automatique. On connaît aussi des tubes au néon, dans lesquels une colonne lumineuse de longueur variable permet de contrôler l'accord. Ces types d'indicateur d'accord présentent tous leurs inconvénients. L'indicateur à ombre n'est pas dénué d'inertie par exemple, ce qui rend l'accord plus difficile; le tube à néon présente les inconvénients connus des lampes à luminescence.

Le nouveau type d'indicateur visuel d'accord que nous décrivons ci-dessous: le trèfle cathodique, est exempt de ces inconvénients. Son montage est très simple et ne demande que peu d'éléments. La croix lumineuse variable qui apparaît est attrayante pour le sans-filiste et l'acheteur d'un nouvel appareil la remarquera de suite. Cet argument important le décidera immédiatement à acquérir l'appareil qui en est équipé.

L'indicateur visuel d'accord 4678 est établi d'après les principes des tubes à



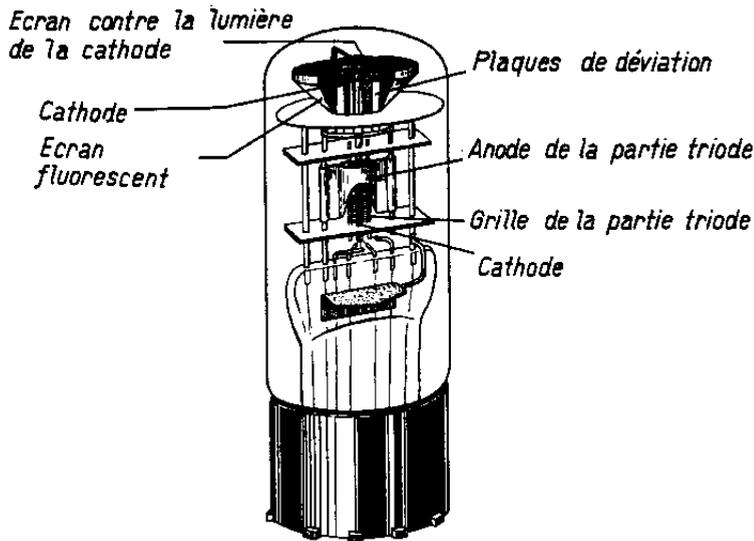
Le trèfle cathodique constitue le moyen idéal pour contrôler l'accord exact du récepteur sur l'émission désirée.

Fig. 1

¹⁾ La nouvelle appellation du trèfle cathodique 4678 est EM 1.



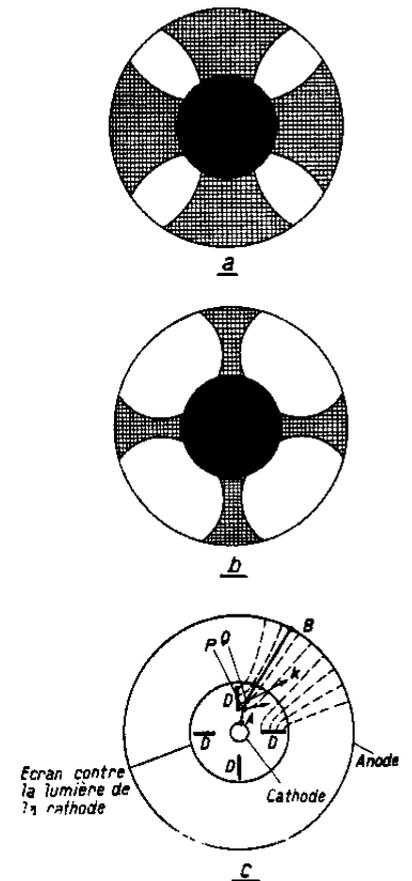
rayons cathodiques à vide poussé, il est par conséquent, comme nous l'indiquions, parfaitement exempt d'inertie et ses propriétés sont parfaitement constantes. Le trèfle cathodique consiste en une partie indicatrice proprement dite qui comporte une cathode, une anode ou écran et quatre petites plaques de déviation seulement (voir aussi fig. 2). L'anode est en forme de cône et la surface intérieure est recouverte d'une couche de matière fluorescente. L'anode (ou écran) en forme de cône permet d'observer la luminescence de l'écran à travers le sommet du



Construction du trèfle cathodique. Il comporte une partie inférieure amplificatrice triode, qui transforme les variations de tension négative du système de C.A.V. en variations de tension plus élevée et une partie supérieure: tube à rayons cathodiques, qui rend les variations visibles au moyen d'une luminescence variable venant recouvrir l'écran fluorescent.

Fig. 2

tube. On placera donc le tube de telle sorte que le sommet soit seul visible au moyen d'une ouverture pratiquée sur le panneau du récepteur. La surface variable des 4 taches lumineuses sur l'écran permet de contrôler l'accord exact. Ces taches lumineuses forment une croix dont la forme rappelle celle du trèfle à 4 feuilles d'où le nom de trèfle cathodique. On trouve les 4 plaques de déviation disposées radialement entre la cathode et l'anode. Elles influencent le passage des électrons et ceux-ci se trouvent ainsi déviés sur leur parcours de la cathode vers l'anode. Cette déviation est directement proportionnelle à la différence de potentiel entre l'anode et les plaques de déviation. Le potentiel des plaques de déviation est positif et variable entre la tension maximum de l'anode (250 V) et une tension plus basse: 10 V. Par suite de l'influence déviatrice des quatre plaques on obtient derrière celles-ci sur l'écran quatre ombres dont la largeur varie avec précision. Lorsque la différence de potentiel augmente, la déviation et, par conséquent, la largeur des ombres s'accroît aussi. La



- Forme de la luminescence sur l'écran fluorescent pour une faible polarisation négative de la grille de la partie triode.
- Forme de la luminescence sur l'écran fluorescent pour une polarisation négative plus forte de la grille de la partie triode.
- Représentation schématique de la disposition des électrodes dans la partie: tube à rayons cathodiques. Entre les plaques de déviation *D* et l'anode *A*, il se forme un champ électrostatique qui fait dévier les électrons qui vont de la cathode à l'anode. Les lignes de forces dessinées ne correspondent qu'approximativement à la distribution réelle des champs dans le tube.

Fig. 3



figure 3a indique de quelle façon l'écran se recouvre de lumière lorsque les déviations sont fortes, et la figure 3b, lorsque les déviations sont petites.

Le plus simple est de se représenter le mode de fonctionnement de ce tube au moyen de la figure 3c. Cette figure représente l'anode (ou écran) comme la coupe d'un cylindre, elle entoure la cathode concentriquement. Entre ces deux électrodes on remarque les 4 plaques de déviation D qui se trouvent disposées radialement. Si ces plaques ont une tension inférieure à celle de l'anode on obtient, entre les plaques D et l'anode, des champs électrostatiques dont les lignes de forces ont à peu près la direction indiquée par les lignes en pointillé. Un électron quittant la cathode au point A par exemple, et arrivé au point P , subit de la force K une déviation. L'électron décrit, sous l'action des forces déviateuses, dans le champ électrostatique, une trajectoire incurvée, pour arriver finalement sur l'anode au point d'impact B . Lorsque la différence de potentiel est grande l'intensité du champ est importante. La déviation est alors prononcée et les ombres derrière les plaques deviennent larges en proportion. Si la différence de potentiel est zéro, aucune déviation n'a lieu, au contraire, les plaques, au lieu de repousser les électrons exercent une attraction sur ceux-ci, d'où il résulte une luminescence de la surface totale de l'anode. Nous remarquons encore qu'en réalité le tracé des lignes de forces ne se présente pas d'une façon aussi simple que nous l'indiquons dans la figure 3c. Nous n'avons pas tenu compte, dans cette figure, d'autres facteurs et notamment du champ entre les plaques et la cathode. Cette figure simplifie assez bien l'explication du mode de fonctionnement.

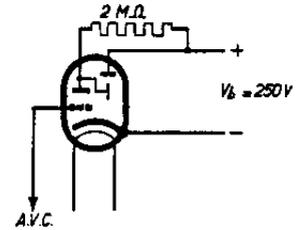
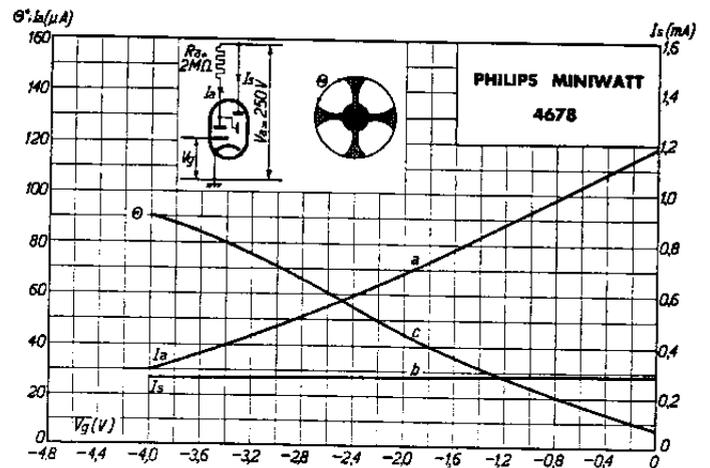


Fig. 4

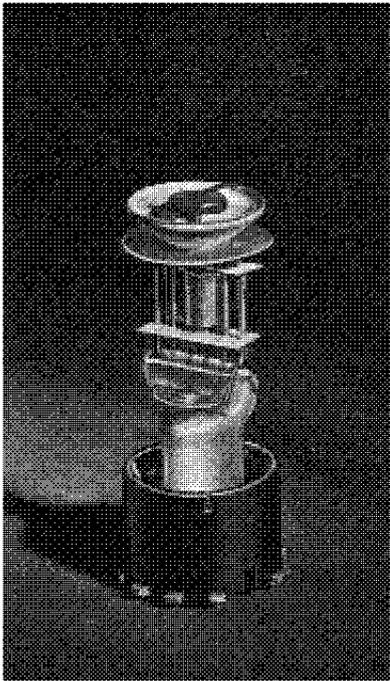
Généralement on utilise la tension régulatrice du C.A.V. pour commander le système d'accord visuel. Cette tension est maximum lorsque le milieu de la courbe de résonance de l'appareil correspond à la fréquence de l'onde porteuse de la station désirée et elle diminue si l'on désaccorde l'appareil dans les deux sens. Cette tension régulatrice variable sera appliquée à la grille d'un système amplificateur à trois électrodes, qui se trouve dans l'ampoule même du trèfle cathodique. La figure 2 montre aussi cette partie triode.

L'anode de la triode est reliée directement aux 4 plaques de déviation. Cette anode sera alimentée, comme la figure 4 l'indique, par l'intermédiaire d'une résistance de 2 mégohms à partir de la source de tension continue de l'appareil récepteur;



Courbe a: Courant d'anode de la partie triode en fonction de la tension négative de la grille pour une tension d'alimentation de 250 volts et une résistance de couplage de 2 mégohms.
 Courbe b: Courant de l'écran fluorescent en fonction de la tension négative sur la grille de la partie triode.
 Courbe c: Angle lumineux, mesuré sur le bord de l'écran fluorescent, en fonction de la tension négative sur la grille de la partie triode.

Fig. 5



Construction intérieure du tréfle cathodique.
Fig. 6

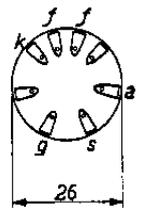
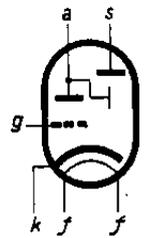
du tube, au moyen d'une coupelle noire. On évite ainsi que la cathode, qui fonctionne au rouge, gêne l'observation de l'écran fluorescent. Cette figure montre en même temps la liaison directe entre l'anode de la partie triode et les 4 plaques de déviation.

La cathode se compose d'un petit tube recouvert d'une couche active pour la partie triode et d'une autre couche pour la partie à rayons cathodiques. Elle a un temps de chauffage très court, 15 secondes environ, de sorte que ce tube est prêt à fonctionner en même temps que les autres tubes après l'enclenchement de l'appareil.

La figure 5 indique encore quelques courbes, pour illustrer le mode de fonctionnement de ce tube. La courbe „a” donne la caractéristique dynamique I_a/V_g de la partie triode dont la pente est de l'ordre de 0,65 mA/V, la résistance interne de 100.000 ohms et le coefficient d'amplification de 65. La tension d'alimentation est de 250 volts et la résistance extérieure d'anode de 2 mégohms. Cette courbe dynamique étant pratiquement droite, l'angle θ , qui constitue le guide de largeur des traits lumineux (voir fig. 5), augmente proportionnellement avec la polarisation négative. Si l'on suppose une augmentation linéaire de la tension régulatrice avec le signal sur la détectrice, l'angle θ augmente proportionnellement au signal sur la détectrice. On obtient ainsi l'avantage d'avoir, pour un désaccord donné, une plus forte modification de θ dans le cas de signaux forts que dans le cas de signaux faibles. Il en résulte que l'accord visuel est plus facile pour les signaux forts, pour lesquels celui-ci a le plus d'im-

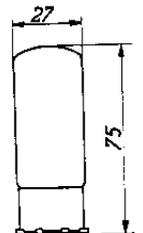
l'anode ou écran de la partie: tube à rayons cathodiques sera connectée directement à cette source. Par suite de variation de la tension négative de la triode, une modification de la chute de tension a lieu dans la résistance extérieure d'anode. Lorsque la tension négative fournie par le système de C.A.V. est faible, le courant d'anode est élevé, donc la chute de tension dans la résistance est forte également. Dans ce cas nous observerons en même temps de grandes déviations dans la partie tube à rayons cathodiques de sorte que les traits lumineux sur l'écran deviendront étroits (voir figure 3a). Lorsque la tension régulatrice devient maximum par suite de l'accord de l'appareil sur une station, ceci correspond au milieu de la bande des fréquences de ce dernier. Le courant d'anode et les déviations par les plaques seront au minimum. Les traits lumineux doivent donc présenter leur largeur maximum au moment de l'accord exact. La figure 4 indique la disposition schématique des électrodes. La résistance de couplage a une valeur de 2 mégohms.

La construction du tube est retracée sur la figure 2. La partie triode a été disposée en bas, la partie à rayons cathodiques en haut. Les deux systèmes utilisent la même cathode. Cette cathode a été rendue invisible depuis le sommet



Disposition des électrodes et connexions du culot.

Fig. 7



Encombrement du tréfle cathodique 4678.

Fig. 8



portance, que pour les signaux faibles. Dans le cas d'un réglage automatique différé la tension régulatrice n'augmente pas proportionnellement au signal sur la détectrice. Alors, pour des signaux qui ont juste mis en action la régulation on obtient, pour le même désaccord, une variation proportionnellement beaucoup plus grande de la tension régulatrice que pour des signaux forts, l'accord exact est donc encore bien plus facile.

Il est évident que l'accord visuel fonctionnera dans le cas du retard du système de C.A.V. seulement après que le réglage a commencé à fonctionner. Pour des signaux faibles l'accord visuel ne sera donc pas utile.

L'angle lumineux, mesuré au bord de l'écran fluorescent (voir fig. 5) varie entre 10° pour une polarisation de 0 volt sur la grille et 90° pour une polarisation maximum de -4 volts.

Le type 4678 a été étudié pour les récepteurs à courant alternatif dont l'enroulement de chauffage donne 6,3 volts. Ce modèle fonctionne sur une tension d'alimentation normale de 250 volts de tension anodique. Sa puissance de chauffage est aussi réduite que celle des autres tubes de cette série. Sa présentation correspond à celle des „Miniwatt” série rouge. Seul le sommet reste transparent.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif ou continu, alimentation en parallèle.

Tension de chauffage	$V_f = 6,3 \text{ V}$
Courant de chauffage	$I_f = 0,2 \text{ A}$

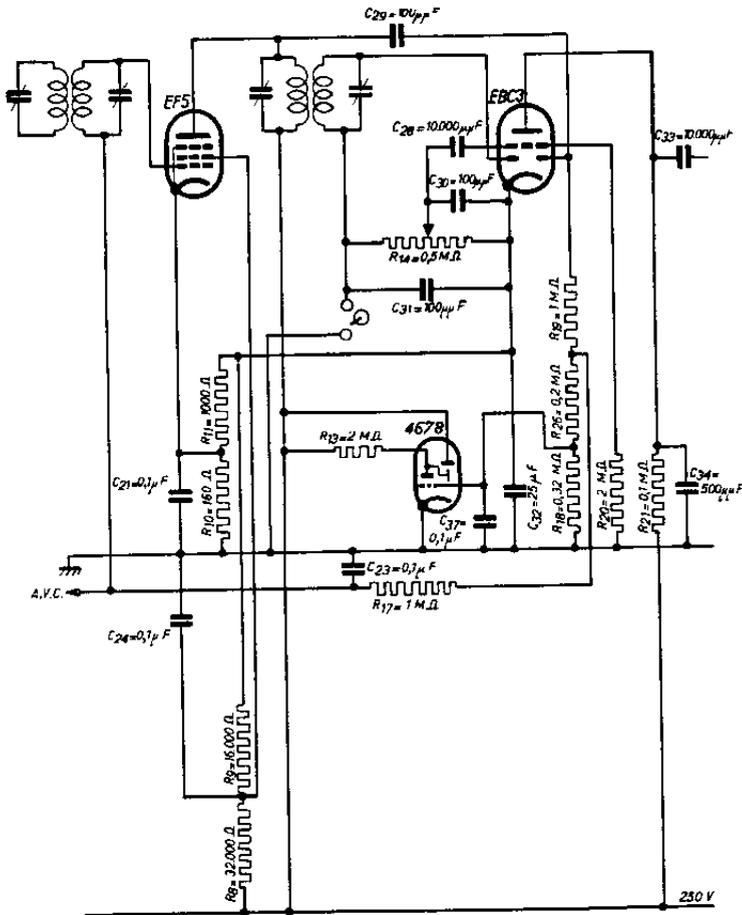
Caractéristiques de service

Tension sur l'écran et sur la résistance en série dans l'anode	$V_b = 250 \text{ V}$
Résistance en série dans l'anode de la triode	$R_a = 2 \text{ M}\Omega$
Courant d'anode pour $V_g = 0 \text{ V}$	$I_a = 120 \mu\text{A}$
Courant d'anode pour $V_g = -4 \text{ V}$	$I_a = 30 \mu\text{A}$
Courant d'écran lumineux pour $V_g = 0 \text{ V}$	$I_s = 0,28 \text{ mA}$
Courant d'écran lumineux pour $V_g = -4 \text{ V}$	$I_s = 0,26 \text{ mA}$
Angle lumineux mesuré sur le bord de l'écran ($V_g = 0 \text{ V}$)	$\theta = 10^\circ$
Angle lumineux mesuré sur le bord de l'écran ($V_g = -4 \text{ V}$)	$\theta = 90^\circ$

Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{ao \text{ max}} = 550 \text{ V}$	$V_{ik \text{ max}} = 50 \text{ V}$
$V_a \text{ max} = 250 \text{ V}$	$R_{ik \text{ max}} = 5000 \Omega^1)$
$V_{so \text{ max}} = 550 \text{ V}$	$R_g \text{ max} = 2,5 \text{ M}\Omega$
$V_s \text{ max} = 250 \text{ V}$	

¹⁾ Si l'on utilise une résistance cathodique, une résistance de moins de 1000Ω sera découplée par un condensateur d'au moins $0,05 \mu\text{F}$ et une résistance plus grande que 1000Ω par un condensateur d'au moins $1 \mu\text{F}$.

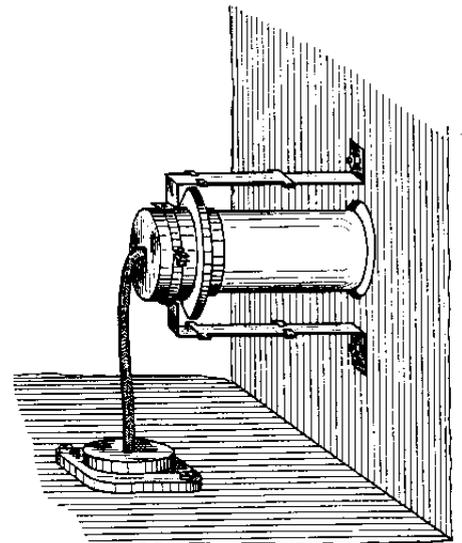


Montage du trèfle cathodique 4678 dans un récepteur sur alternatif avec réglage automatique différé. La tension régulatrice appliquée aux grilles des lampes réglées est réduite au moyen du diviseur de tension $R_{18} R_{26}$ pour le trèfle cathodique afin d'obtenir une plage de réglage correcte pour ce dernier.

Fig. 9

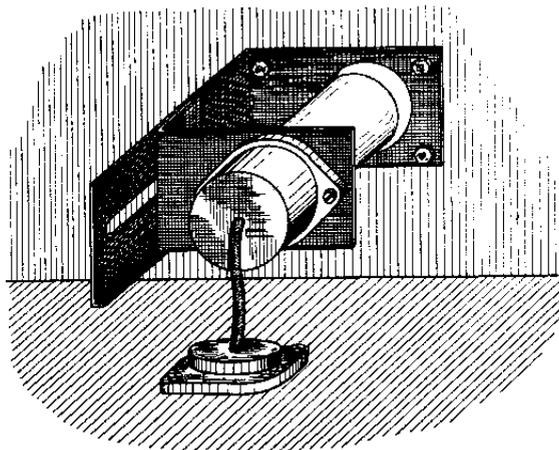
Utilisation

L'indicateur visuel 4678 peut être utilisé avec avantage dans tout appareil récepteur alternatif où l'on a prévu un réglage automatique de volume sonore. Le montage et le schéma des connexions sont très simples. La figure 9 indique une partie du schéma d'un récepteur sur alternatif comportant ce trèfle cathodique 4678. D'une manière générale le montage ne demande que



Exemple de montage du trèfle cathodique dans un récepteur. Pour interchanger ce tube on fait glisser le support en arrière.

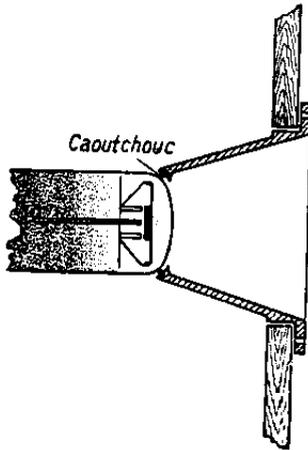
Fig. 10



Un autre exemple de montage du trèfle cathodique.

Fig. 11

quelques résistances et condensateurs ainsi qu'un support de lampe standard type P. Dans le schéma de la figure 9, la tension régulatrice différée produite par la deuxième diode de la EBC 3 est réduite par le diviseur de tension $R_{18} R_{26}$ et elle est appliquée ensuite à la grille du trèfle cathodique. La tension de l'écran et de l'anode est prise directement sur la source de haute tension qui donne 250 volts. Si cette source fournit une tension plus élevée que 250 volts, cette tension devra être réduite à 250 volts au moyen d'un système diviseur de tension pour l'alimentation du trèfle cathodique.



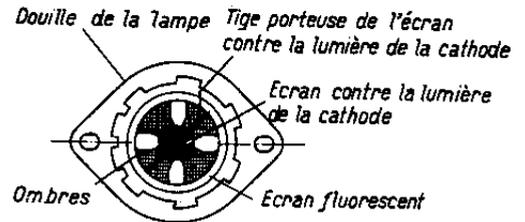
Enjoliveur encadrant le trou sur l'ébénisterie. L'espace obscur devant l'écran fluorescent facilite considérablement l'observation.

Fig. 12

Le courant potentiométrique de ce système peut avoir une valeur de 1 mA, par exemple, puisque ce tube ne prend qu'un courant très faible. On veillera à ce que la tension sur l'écran ne dépasse jamais la valeur de 250 volts.

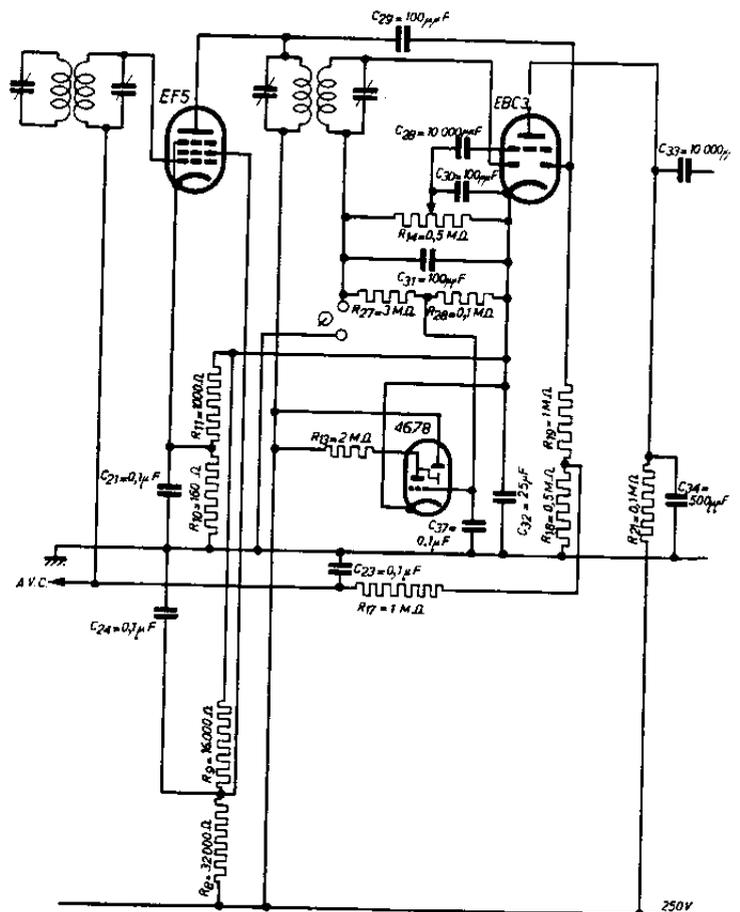
On peut obtenir aussi la tension régulatrice pour le trèfle cathodique à partir de la diode détectrice comme l'indique la figure 14. Il peut arriver qu'on désire aussi l'accord visuel pour les signaux qui sont en dessous du niveau de retard du C.A.V. On a alors l'avantage d'une chute plus rapide de la tension régulatrice, puisqu'on prend la tension de signal pour la diode détectrice sur le secondaire et celle pour la diode régulatrice généralement sur le primaire du filtre de bande M.F. qui précède les diodes.

Cette possibilité de commander l'indicateur visuel par la tension régulatrice obtenue à partir de la détectrice n'existe pas



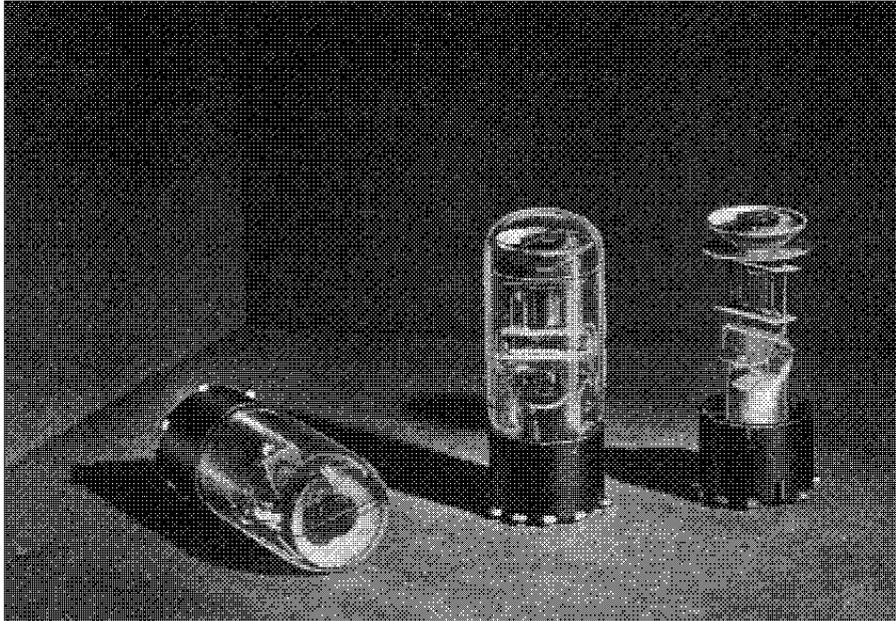
Vue en plan du trèfle cathodique et de son support. La tige qui porte la coupelle donne la position de la croix.

Fig. 13



Montage du trèfle cathodique dans un récepteur sur alternatif avec réglage automatique différé. La tension régulatrice qui se produit aux bornes de la résistance de fuite de la diode détectrice est utilisée pour commander le trèfle cathodique. C'est ainsi qu'on peut contrôler aussi l'accord exact pour des signaux faibles. Le diviseur de tension $R_{27}R_{28}$ sera établi de telle sorte que le trèfle cathodique soit juste modulé à fond pour un signal maximum dans l'antenne.

Fig. 14



Le trèfle cathodique 4678, construction intérieure.

Fig. 15

latérale. On observera donc que la courbe de résonance tombera de part et d'autre constamment avec un maximum au milieu de la bande et qu'elle ne remonte nulle part de nouveau.

Les figures 10 et 11 indiquent, à titre d'exemple, quelques possibilités pour la fixation du tube 4678. Les contacts à soudures des supports y ont été protégés contre le toucher par des douilles. Pour faciliter l'enlèvement du châssis de l'ébénisterie on a prévu sur le châssis un second support avec un culot comme prise de courant. La figure 12 indique encore comment on peut augmenter la visibilité parfaite de la croix lumineuse au moyen d'un enjoliveur en créant ainsi un espace obscur devant le sommet de l'ampoule. Ceci facilite bien l'obtention de l'accord exact sur le trèfle cathodique et nous recommandons de ne pas donner de trop faibles dimensions à cet espace.

Nous remarquons encore pour le montage que la direction de la tige qui porte la coupelle donne la position de la croix lumineuse. Cette tige prend une direction de 45° par rapport à l'axe longitudinal du support de la lampe, comme l'indique la figure 13.

avec les indicateurs à ombre ou avec les tubes au néon ou bien il faut alors utiliser une lampe amplificatrice spéciale.

Nous remarquons encore qu'il est possible lorsque la courbe de résonance de l'appareil présente deux bosses que le trèfle cathodique indique fallacieusement l'accord alors qu'en réalité on se trouve sur une bande



La triode de sortie AD 1



La nouvelle triode de sortie de la série 4 volts à courant alternatif AD1.

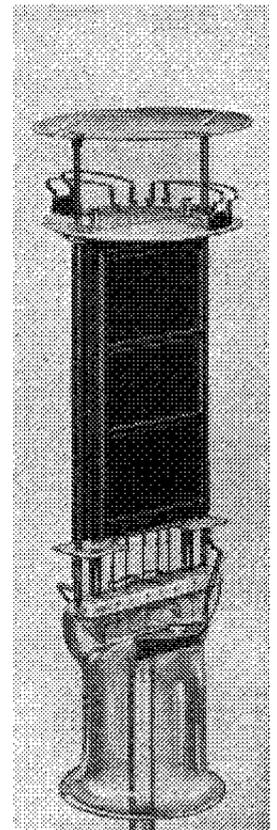
Fig. 1

plus élevée. Ainsi, par exemple, la lampe AL 2 absorbe un courant d'anode et de grille-écran total de 41 mA, alors que la AD 1 exige un courant anodique de 60 mA. De plus, cette dernière lampe requiert une tension alternative de grille élevée pour la moduler complètement, à savoir, 30 V_{eff} environ. La sensibilité n'est guère que le 1/3,5 de celle d'une penthode à pente normale ou le 1/10 de celle d'une penthode à pente élevée. Il en résulte que la construction de l'appareil récepteur devient plus coûteuse, puisqu'il sera souvent nécessaire de prévoir une amplification plus grande dans les autres étages, voire même un étage supplémentaire. Comme toujours dans le cas d'une triode, la tension d'anode est beaucoup moins profondément modulée que dans le cas d'une penthode, une valeur trop élevée de l'impédance d'adaptation n'a pas la même influence défavorable sur la distorsion que dans les penthodes. De même, les résonances du haut-parleur se trouvent un peu amorties par la faible valeur de la résistance interne ($R_i = 670$ ohms). Ces résultats peuvent être expliqués de la façon suivante:

Une triode de faible résistance interne, recevant sur la grille un signal d'amplitude constante, mais de fréquence variable, peut

La lampe AD 1 est une triode de sortie de 15,5 watts au maximum, à chauffage direct, pour postes alimentés par le courant alternatif. Sa tension de chauffage est de 4 volts. Jusqu'à présent, les triodes de cette puissance ont toujours été construites pour des tensions d'anode élevées. Il est donc particulièrement remarquable qu'on ait pu réaliser ce tube pour une tension d'anode de 250 volts, tout à fait courante dans les postes récepteurs. Bien que cette tension d'anode soit relativement basse, il a été possible d'obtenir une caractéristique dynamique I_a/V_g dont une partie est très droite. Grâce à sa faible résistance interne, ce tube donne, pour la résistance de charge prescrite, un rendement très élevé dans son emploi sur étages amplificateurs en classe A. Pour 5% de distorsion, la puissance utile est de 4,2 watts, de sorte que le rendement est alors de 28%. La puissance de sortie du tube AD 1 est amplement suffisante pour la plupart des postes récepteurs de radiodiffusion, et la qualité de la reproduction, pour une distorsion de 5%, est satisfaisante, bien que les notes aiguës perdent toujours un peu dans la reproduction avec les triodes.

La consommation de courant anodique, comparée à celle d'une penthode, est notablement



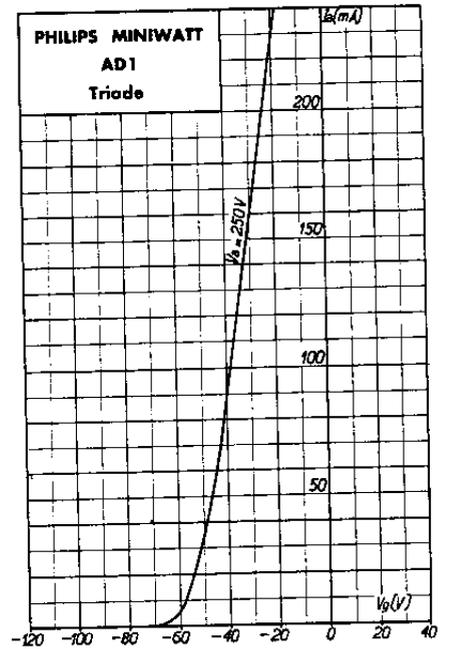
Construction intérieure de la triode de sortie AD 1.
Fig. 2



être assimilée approximativement à un alternateur à tension constante. La tension alternative d'amplitude constante, ainsi produite, est appliquée aux bornes d'une impédance dont la valeur varie avec la fréquence. En général, cette impédance augmente avec la fréquence, de 800 ou 1000 périodes par seconde jusqu'à 10.000 périodes par seconde, de sorte que le courant parcourant cette impédance, ira en diminuant lorsque la fréquence s'élèvera. Après transformation par le transformateur de sortie, ce courant est amené à la bobine du haut-parleur. Par conséquent, le courant qui parcourt la bobine du haut-parleur diminue dans la même proportion. Il s'ensuit que l'intensité sonore diminue aussi pour les fréquences élevées, car elle est en effet proportionnelle, pour les haut-parleurs électrodynamiques, à l'intensité du courant.

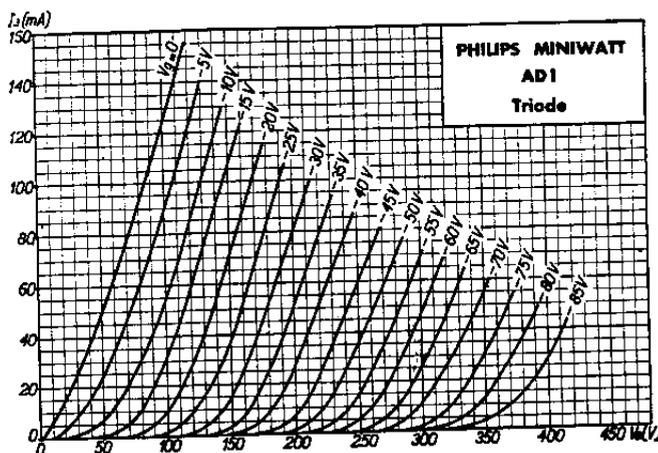
Au contraire, une penthode présente une résistance interne très élevée. Pour une tension alternative constante sur la grille, elle peut être comparée à un alternateur débitant un courant constant. Cette fois, lorsque la fréquence augmente, c'est le courant qui reste constant. Il en est donc de même du courant parcourant la bobine du haut-parleur et de l'intensité sonore sur les différentes fréquences.

Dans le cas de la triode, une valeur trop élevée de la résistance d'adaptation entraîne une diminution de la puissance de sortie maximum (pour la modulation jusqu'à la naissance d'un courant de grille). Aucune distorsion exagérée n'est, cependant, introduite de cette manière. On peut affirmer même que la distorsion devient plus faible pour les grandes valeurs de la résistance d'adaptation. S'il s'agit d'une penthode, la tension aux bornes de la résistance de charge augmente, au contraire, avec la grandeur de cette résistance elle-même si la tension alternative sur la grille reste constante. De la sorte la tension d'antenne de la grille n'est pas limitée ici par



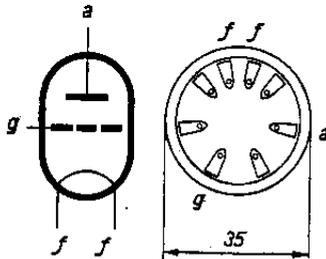
Courant d'anode en fonction de la tension négative de la grille pour $V_a = 250$ volts.

Fig. 3



Courant d'anode en fonction de la tension d'anode pour différentes polarisations négatives de la grille.

Fig. 4



Disposition des électrodes et connexions du culot du tube AD 1.

Fig. 5

la naissance du courant de grille, comme dans le cas d'une triode, mais par la tension d'anode. Dans le cas d'une penthode, la puissance de sortie maximum diminue donc aussi pour les valeurs élevées de la résistance de charge. La distorsion ne diminue pas (comme pour la triode), elle reste constante en première approximation.

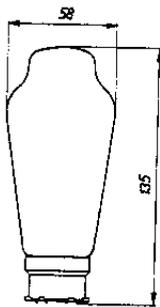
Il est évident que les considérations précédentes ne s'appliquent que de façon approchée, puisque la résistance interne de la triode de sortie n'est pas infiniment petite, ni celle de la penthode infiniment grande.

Le tube AD 1 convient également comme amplificateur classe A/B dans les récepteurs de luxe. Dans ce cas, la puissance de sortie est relativement grande, et la distorsion reste faible. Pour une modulation complète, avec une polarisation automatique, la puissance de sortie peut atteindre 9,2 watts. Dans ces conditions, la distorsion est de 1,3%, de sorte que la qualité de la reproduction peut être considérée comme très bonne. Les mêmes considérations relatives à la reproduction des fréquences élevées dans le cas éventuel d'une mauvaise adaptation s'appliquent évidemment aussi à l'étude de l'amplification classe A/B à deux triodes de sortie.

Caractéristiques de chauffage.

Chauffage direct par courant alternatif, alimentation en parallèle.

Tension de chauffage	V_f	= 4,0 V
Courant de chauffage	I_f	= 0,95 A



Encombrement du tube AD 1.

Fig. 6

Caractéristiques de service, amplification en classe A (une seule lampe)

Tension d'anode	V_a	= 250 V
Polarisation négative de la grille	V_g	= -45 V
Courant d'anode	I_a	= 60 mA
Pente au point de fonctionnement	S	= 6 mA/V
Résistance cathodique	R_k	= 750 Ω (3W)
Résistance interne au point de fonctionnement	R_i	= 670 Ω
Coefficient d'amplification	k	= 4
Résistance de charge optimum	R_a	= 2300 Ω
Puissance de sortie pour 5% de distorsion	W_o	= 4,2 W
Tension alternat. sur la grille pour 5% de distors.	V_i	= 30 V _{eff}
Sensibilité	$V_{i(50\text{ mW})}$	= 3,3 V _{eff}

Caractéristiques de service, amplification en classe A/B (2 lampes)

	Polarisation fixe	Polarisation automatique
Tension d'anode	$V_a = 250$ V	$V_a = 250$ V
Polarisation négative de la grille	$V_g = -48$ V	—
Résistance cathodique commune	—	$R_k = 375$ Ω (6 W)
Courant d'anode au repos	$I_{ao} = 2 \times 50$ mA	$I_{ao} = 2 \times 60$ mA
Courant d'anode, modulation complète	$I_{a\text{ max}} = 2 \times 63$ mA	$I_{a\text{ max}} = 2 \times 62,5$ mA
Impédance de charge optimum d'une anode à l'autre	$R_a = 4000$ Ω	$R_a = 4000$ Ω
Puissance modulée maximum	$W_o = 9,3$ W	$W_o = 9,2$ W
Distorsion totale pour la modulation complète	$d_{\text{tot}} = 1,3\%$	$d_{\text{tot}} = 1,3\%$



Limites fixées pour les caractéristiques.

$$\begin{aligned}
 V_{a0 \max} &= 550 \text{ V} & R_{ga \max} &= 0,7 \text{ M}\Omega \\
 V_a \max &= 250 \text{ V} & R_{gf \max} &= 0,3 \text{ M}\Omega \\
 W_a \max &= 15,5 \text{ W} & I_k \max &= 90 \text{ mA} \\
 V_{g \max} (I_g = 0,3 \mu\text{A}) &= -2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Utilisation

Le tube AD 1 est recommandé pour l'emploi comme:

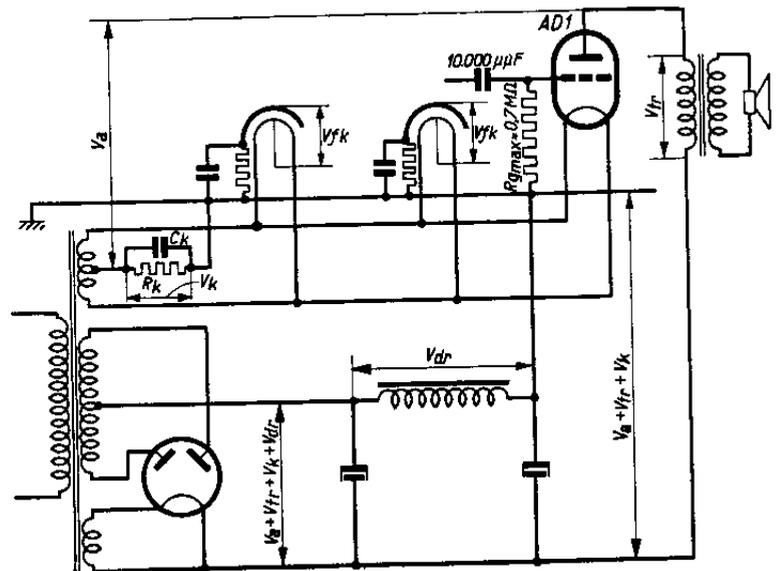
a) Amplificateur de sortie classe A dans les postes récepteurs de radio-diffusion.

La polarisation de la grille peut alors être fixe ou automatique. La polarisation automatique sera obtenue de préférence à l'aide d'une résistance entre la masse de l'appareil et le milieu de l'enroulement de chauffage du transformateur d'alimentation (voir la figure 7). Cette résistance devra être découplée à l'aide d'un condensateur d'au moins 2 μF . Toutefois, afin d'assurer une bonne reproduction des notes graves, il est bon de choisir un condensateur de capacité plus grande, un petit condensateur électrochimique sec de 25 ou 50 μF , par exemple. La résistance

cathodique aura une valeur de 750 ohms, pour $V_a = 250 \text{ V}$ et $I_a = 60 \text{ mA}$. Elle devra pouvoir dissiper une puissance de 3 watts. Lorsque le poste ne comprend qu'un seul enroulement de chauffage pour tous les tubes, l'inconvénient du montage de la figure 7 réside dans le fait que la tension positive du filament du tube de sortie, par rapport à la masse se trouve à peu près appliquée entre le filament et la cathode des tubes amplificateurs à chauffage indirect qui précèdent. Puisque la polarisation négative du tube AD 1 est assez élevée, (dans les conditions normales, elle est de -45 V), la tension entre les filaments et les cathodes des tubes amplificateurs qui précèdent s'approche fortement de la limite imposée de 50 V.

Une meilleure solution, d'ailleurs pas beaucoup plus coûteuse, consiste alors à prévoir un enroulement de chauffage séparé pour le tube AD 1.

Ce montage offre l'avantage de permettre d'obtenir une polarisation entièrement automatique; il sera donc possible d'adopter la valeur maximum de 0,7 mégohm pour la résistance



Montage d'une résistance entre le milieu de l'enroulement de chauffage du transformateur d'alimentation et la terre. Cette résistance, shuntée par un condensateur de grandeur suffisante pour permettre la reproduction des notes graves, fournit une polarisation automatique de la grille du tube final à chauffage direct. La tension continue aux bornes du premier condensateur du filtre devra être égale à $V_a + V_{tr} + V_k + V_{dr}$.

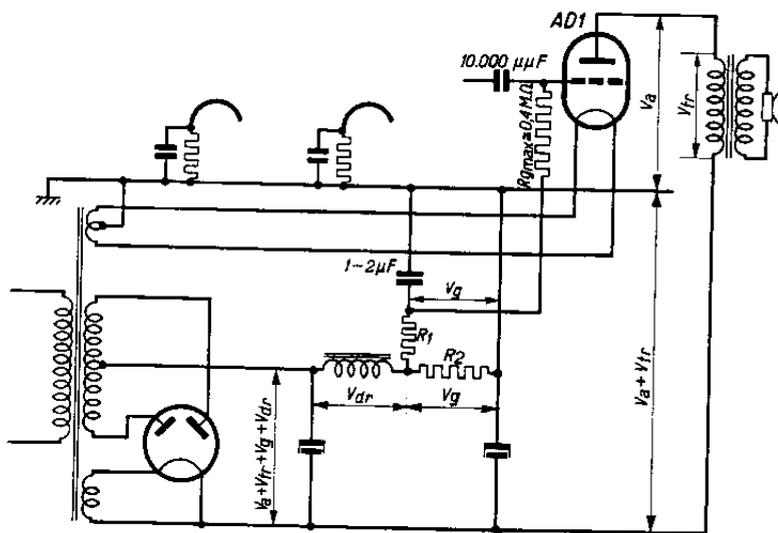
- V_{tr} = chute de tension dans le transformateur de sortie.
- V_k = tension positive du filament par rapport à la masse.
- V_a = tension continue entre l'anode et le filament du tube de sortie.
- V_{dr} = chute de tension dans la self de filtrage de l'alimentation plaque.
- V_{fk} = tension entre les cathodes et les filaments des tubes à chauffage indirect du poste.

Fig. 7

de fuite de grille et l'amplification de l'étage précédent sera maximum.

Si l'on ne dispose que d'un seul enroulement de chauffage il est possible de mettre celui-ci directement à la terre et d'obtenir la polarisation négative de la lampe de sortie à l'aide de la chute de tension dans le filtre d'alimentation anodique. La figure 8 indique un montage possible. L'inconvénient d'avoir des tensions élevées entre filaments et cathodes des tubes à chauffage indirect est supprimé; par contre, la polarisation dépend alors de la consommation de courant totale du poste. Ce fait doit retenir spécialement l'attention lorsque le poste comporte plusieurs sélectodes réglés, consommant ensemble une fraction notable du courant anodique total. Ainsi, par exemple, deux tubes AF 3 consomment, ensemble, un courant total d'environ 21 mA (anodes et grilles-écrans). Ce courant sera pratiquement nul lorsqu'une tension régulatrice élevée sera appliquée aux grilles des sélectodes. Si, par exemple, le courant en question était le 1/5 du courant total débité par le redresseur de courant anodique, la chute de tension dans la self de filtrage diminuera considérablement et il en sera de même de la polarisation négative de la lampe de sortie. La polarisation négative plus faible entraîne une augmentation du courant anodique continu, ce qui met en péril la durée de vie du tube (cette augmentation du courant d'anode a comme conséquence que la polarisation ne diminue pas exactement de 1/5. Il y a donc une certaine compensation).

La polarisation obtenue par la chute de tension dans le filtre d'alimentation anodique, peut être utilisée de deux manières différentes. La figure 8 indique un montage dans lequel une résistance est prévue en série avec la bobine de filtrage ou, éventuellement, avec la bobine excitatrice du haut-parleur, de telle façon que la chute de tension désirée soit créée par le courant total absorbé par l'appareil. La polarisation ainsi obtenue doit encore être filtrée au moyen d'un condensateur et d'une résistance, sans quoi l'ondulation de la tension aux bornes



de la résistance serait appliquée directement, à la grille du tube de sortie. En utilisant un condensateur d'une capacité qui ne soit pas trop petite, 1 à 2 μF par exemple, la résistance du filtre ne doit pas être grande, quelques dizaines de mille ohms par exemple. La valeur de la résistance de fuite ne s'en trouve pas notablement augmentée, ce qui permet d'adopter la valeur maximum admissible pour cette résistance (polarisation fixe) ($R_{gfmax} = 0,3$ mégohm).

Montage d'une résistance (R_2) en série avec la self de filtrage de l'alimentation plaque pour obtenir une polarisation semi-automatique du tube de sortie à chauffage direct. Pour la signification des indices, voir la figure 7. La tension continue aux bornes du premier condensateur de filtre devra être égale à $V_a + V_{tr} + V_g + V_{dr}$. La polarisation négative du tube de sortie ne se retrouve pas, dans ce cas, entre cathodes et filaments des tubes à chauffage indirect du poste.

Fig. 8

de la résistance serait appliquée directement, à la grille du tube de sortie. En utilisant un condensateur d'une capacité qui ne soit pas trop petite, 1 à 2 μF par exemple, la résistance du filtre ne doit pas être grande, quelques dizaines de mille ohms par exemple. La valeur de la résistance de fuite ne s'en trouve pas notablement augmentée, ce qui permet d'adopter la valeur maximum admissible pour cette résistance (polarisation fixe) ($R_{gfmax} = 0,3$ mégohm).

La figure 9 indique de quelle manière on peut obtenir la polarisation négative par division de la chute de tension aux bornes de la self. Cette division de la tension exige des résistances

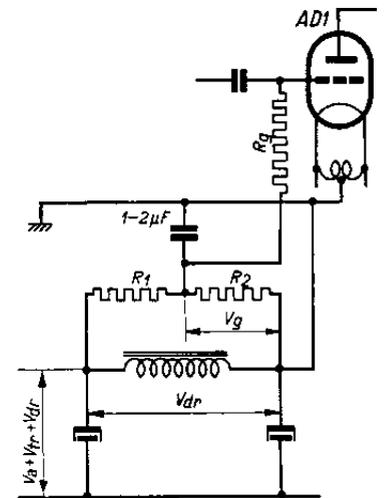


élevées, sans quoi l'ondulation de la tension anodique serait fortement augmentée, parce que l'impédance du filtre se trouverait fortement diminuée par le diviseur de tension monté en dérivation. La valeur élevée de la résistance entre la prise et la masse (voir figure 9) nous oblige à réduire notablement la valeur de R_g , afin de ne pas dépasser la résistance totale maximum entre la grille et le filament. L'amplification s'en trouve aussi évidemment réduite. Par contre, ce montage présente cet avantage que l'on n'a pas à considérer la chute de tension aux bornes de la résistance cathodique ou de la résistance série de la self lorsqu'on diminue la tension continue à fournir par le redresseur. La tension continue aux bornes du premier condensateur de filtre électrolytique peut donc être réduite de 45 V.

Les montages décrits ci-dessus ont leurs avantages et aussi quelques inconvénients. L'emploi d'une résistance cathodique exige une tension continue plus élevée aux bornes du premier condensateur électrolytique, mais il permet par contre, d'obtenir la plus grande amplification, étant donné que l'on peut choisir la valeur maximum pour la résistance de fuite de la grille ($R_{gmax} = 0,7$ mégohm). Ce montage se recommande donc, à condition de prévoir un enroulement séparé pour le chauffage du tube de sortie, pour éviter que la polarisation négative de ce tube ne soit appliquée entre la cathode et le filament des tubes à chauffage indirect qui précèdent.

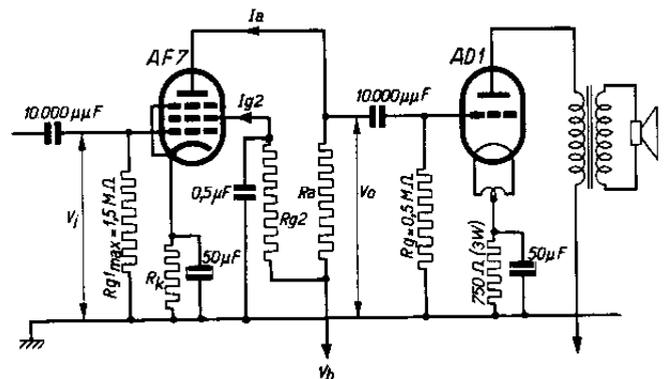
On peut encore ajouter à ce qui précède que la polarisation négative du tube final peut être considérée comme semi-automatique, lorsqu'elle est produite par le courant anodique total du poste. Dans des conditions déterminées, on pourrait admettre une valeur légèrement plus élevée de la résistance entre la grille et la terre, que dans le cas de la polarisation fixe. Si par exemple le tube de sortie consomme un courant anodique représentant les $2/3$ du courant total, la valeur maximum de la résistance entre la grille et la terre peut être prise égale à $2/3 \times 0,7 = 0,47$ mégohm.

Une polarisation vraiment fixe ne peut être produite que par un redresseur séparé ou bien par une batterie. Toutefois, en déterminant la valeur de la résistance totale entre la grille et la terre, il convient d'observer la plus grande prudence, étant donné qu'une valeur trop grande



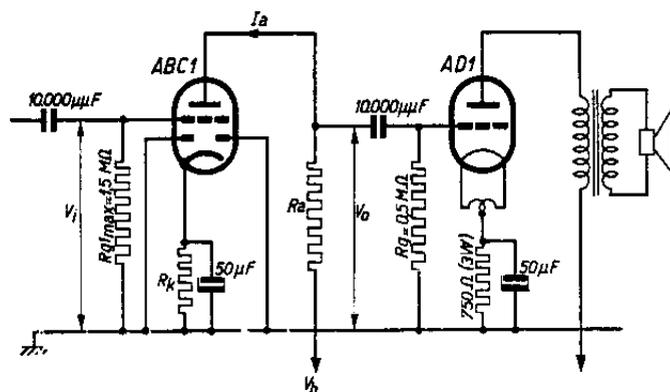
Polarisation semi-automatique du tube de sortie à chauffage direct. La chute de tension dans la self de filtrage de l'alimentation plaque est réduite à la valeur convenable de polarisation requise à l'aide d'un diviseur de tension (R_1 et R_2). Les résistances R_1 et R_2 devront être de valeur élevée, afin de ne pas compromettre l'action de la self. Il faut veiller à ce que $R_g + (R_1$ et R_2 parallèle) ne dépasse pas la valeur maximum admissible pour la résistance de fuite de la grille dans le cas de polarisation fixe. Il en résulte que R_g et, par conséquent, l'amplification de l'étage précédent sont faibles. La tension continue aux bornes du premier condensateur de filtre devra être égale à $V_a + V_r + V_g$.

Fig. 9.



Montage du tube AF7 comme tube préamplificateur devant la triode de sortie AD1 montée en amplificatrice classe A.

Fig. 10



Montage du tube ABC 1 (ou AC 2) comme tube préamplificateur devant la triode de sortie AD 1 utilisée comme amplificatrice de sortie en classe A.

Fig. 11

tubes préamplificateurs dont on peut se servir pour attaquer la AD 1 avec couplage par une résistance sont notamment la penthode AF 7, la triode AC 2, ainsi que la ABC 1. Le tableau suivant donne des renseignements sur l'utilisation de ces tubes comme préamplificateurs. La forte tension alternative de grille nécessaire pour moduler complètement la AD 1, entraîne une distorsion légèrement plus grande dans l'étage qui précède, que dans le cas d'une penthode de sortie. Toutefois, cette distorsion plus grande se trouve en partie compensée, puisqu'elle contient surtout le deuxième harmonique, qui dans le cas de l'amplification par résistance, est en opposition de phase avec le deuxième harmonique engendré dans l'étage de sortie.

TABEAU

Caractéristiques des tubes amplificateurs B.F. montés devant la triode de sortie AD 1. [Résistance de fuite de la lampe de sortie suivante (I_a AD₁) = 0,5 mégohm].

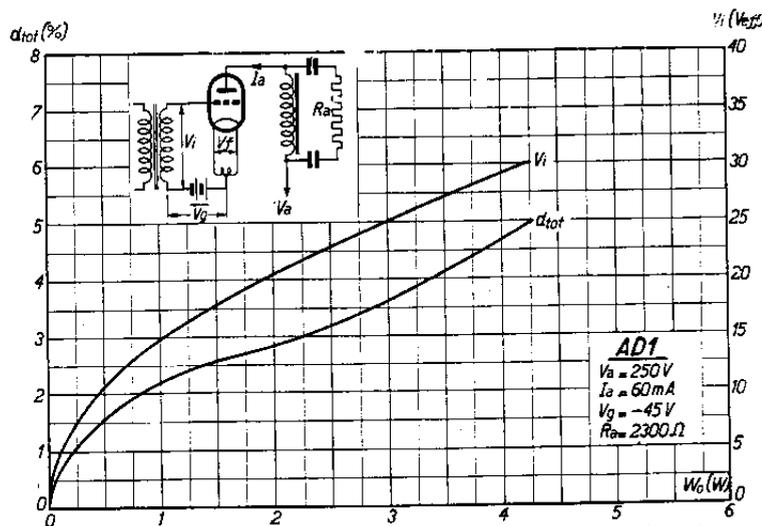
Type de tube	Tension continue de la source d'alimentation V_b (V)	Résistance extérieure d'anode R_a (M Ω)	Courant d'anode I_a (mA)	Résistance de grille-écran R_{g2} (M Ω)	Courant de grille-écran I_{g2}	Résistance cathodique R_k (Ω)	Polarisation négative V_{g1} (V)	Tension alternative de sortie V_o (V _{eff})	Tension alternative sur la grille V_i (V _{eff})	Distorsion totale dans le tube pré-amplificateur d_{tot} (%)	Amplification $\left(\frac{V_o}{V_i}\right)$
AF 7	250	0,32	0,53	0,8	0,21	4000	-3,0	31	0,18	6,0	170×
	250	0,2	0,90	0,4	0,38	2500	-3,2	31	0,20	2,5	155×
	250	0,1	1,40	0,25	0,55	1600	-3,1	31	0,29	3,7	105×
AC 2	250	0,32	0,46	—	—	8000	-3,5	31	1,5	3,9	20×
	250	0,2	0,70	—	—	5000	-3,5	31	1,5	3,9	20×
	250	0,1	1,25	—	—	3200	-4,0	31	1,5	4,2	20×
ABC 1	250	0,32	0,47	—	—	8000	-3,7	31	1,6	3,3	20×
	250	0,2	0,72	—	—	5000	-3,6	31	1,55	2,8	20×
	250	0,1	1,25	—	—	3200	-4,0	31	1,6	2,5	20×
	250	0,1	1,40	—	—	2500	-3,5	31	1,55	2,0	20×



Les figures 10 et 11 montrent encore le montage des tubes ABC1 (ou AC 2) et AF7 comme amplificateurs B.F. devant le tube de sortie AD 1. Les valeurs des divers éléments du montage peuvent être déduites du tableau. Au sujet de celui-ci on peut remarquer encore que la grandeur de la résistance cathodique pour obtenir un fonctionnement satisfaisant de l'étage amplificateur B.F., n'est pas une valeur critique surtout dans le cas de la AC 2. La valeur de 0,5 mégohm a été choisie comme grandeur pratique de la résistance de fuite de la grille pour le tube de sortie. Cette valeur de la résistance représente à peu près la moyenne des valeurs relatives à la polarisation automatique et la polarisation fixe. Elle peut être adoptée par exemple dans le cas d'une polarisation semi-automatique, si le courant d'anode du tube de sortie représente environ les 2/3 du courant total parcourant la résistance aux bornes de laquelle on prend la polarisation négative du tube de sortie.

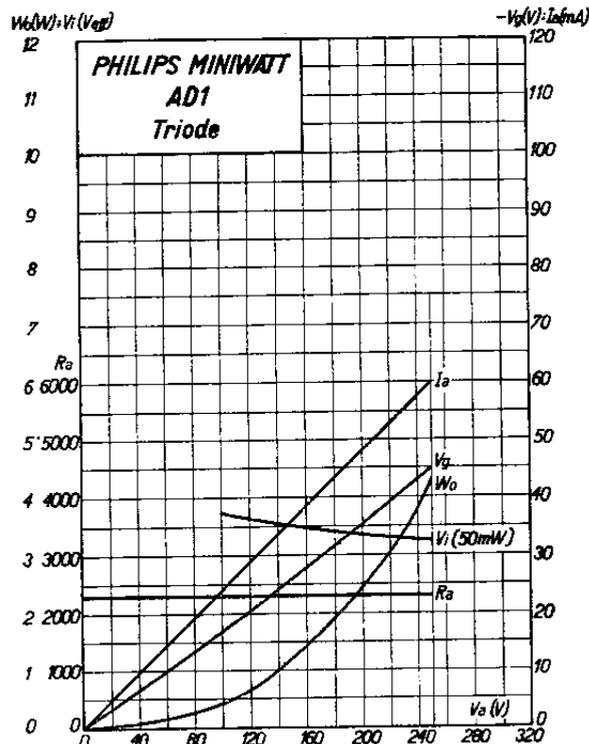
Dans le cas d'une polarisation entièrement automatique, la valeur maximum de la résistance de fuite est de 0,7 mégohm, ainsi qu'on l'a remarqué ci-dessus, de sorte que les chiffres figurant sur le tableau pour l'amplification, doivent être légèrement augmentés.

La tension alternative de sortie $V_o = 31 V_{eff}$ représentée à peu près la tension nécessaire pour la modulation complète



Distorsion totale et tension alternative de grille en fonction de la puissance de sortie en utilisant le tube AD 1 comme amplificateur de sortie en classe A; la tension anodique est de 250 volts.

Fig. 13



Puissance de sortie W_o pour une distorsion de 5%.
 Polarisation négative V_g
 Courant anodique I_a
 Impédance de charge R_a
 Sensibilité $V_i (50 mW)$

en fonction de la tension d'anode.

Fig. 12

à peu près la tension nécessaire pour la modulation complète du tube AD1 monté en classe A avec une tension anodique de 250 V.

La figure 12 montre les divers réglages à adopter pour différentes valeurs de la tension anodique, ainsi que les valeurs correspondantes de la puissance obtenue. Il en résulte que la puissance maximum que l'on peut obtenir tombe à 2,5 W pour une tension anodique de 200 V; le fonctionnement satisfaisant du tube exige donc la présence effective de la tension anodique maximum entre l'anode et le



filament. En déterminant la tension de la source d'alimentation, il faudra donc tenir compte de la chute de tension éventuelle dans la résistance cathodique, ainsi que de celle qui se produit dans le transformateur de sortie.

b) Amplificateur classe A/B sans courant de grille, dans les postes récepteurs de radiodiffusion ou dans les petits amplificateurs.

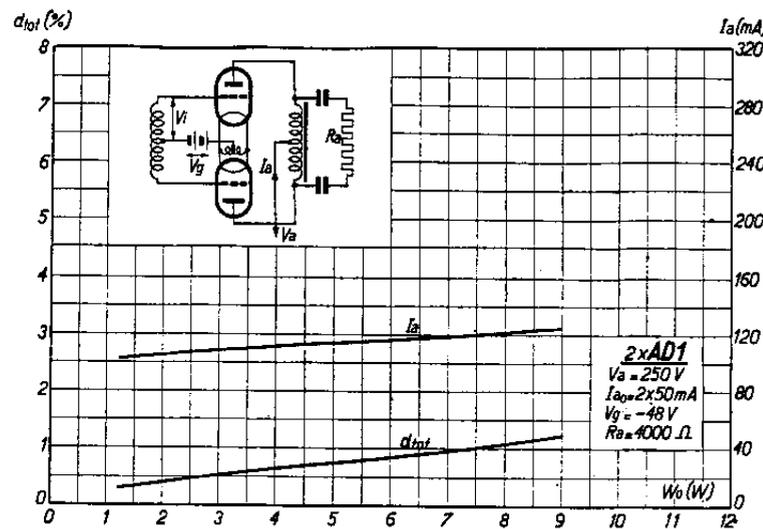
Nous ne recommandons pas le montage amplificateur classe A/B avec courant de grille, à cause de sa reproduction notablement mauvaise qui est due à la production d'harmoniques supérieurs, par suite de la naissance brusque du courant de grille au cours de la période alternative.

Dans un amplificateur classe A/B sans courant de grille, la AD 1 peut recevoir une polarisation de grille négative fixe ou automatique. Comme source de tension de polarisation fixe il faudra considérer une source de tension, indépendante du courant anodique, par exemple un redresseur séparé. La puissance de sortie et la distorsion sont pratiquement les mêmes dans les deux cas, de sorte que la polarisation automatique mérite la préférence par l'économie plus grande qu'elle procure. La résistance cathodique aura une valeur de 375 ohms et elle

devra pouvoir dissiper une puissance de 6 watts. Le montage avec polarisation automatique présente encore un autre avantage. Le courant anodique de l'étage de sortie, ne varie que faiblement entre la valeur du courant de repos et celle de la modulation complète, de sorte que les tensions du poste ne sont pratiquement pas influencées par les variations de l'intensité sonore.

Dans le cas de polarisation automatique, la résistance cathodique doit être shuntée par un condensateur de capacité suffisante, comme dans le cas de l'amplification en classe A.

Le courant d'anode



Courant d'anode et distorsion totale en fonction de la puissance modulée en utilisant deux tubes AD 1 sur un étage de sortie en classe A/B, avec polarisation fixe, pour une tension d'anode de 250 volts.

Fig. 14

consommé par un étage final en classe A/B, équipé avec deux tubes AD 1, est considérable. L'alimentation du poste doit donc être prévue pour un fort courant anodique. Le tube redresseur à utiliser pourra être un 1815, dont les caractéristiques sont les suivantes:

$$\begin{aligned} V_f &= 4,0 \text{ V} \\ I_f &= 2,5 \text{ A} \\ V_{a_{\max}} &= 2 \times 500 \text{ V} \\ I_{a_{\max}} &= 180 \text{ mA} \end{aligned}$$

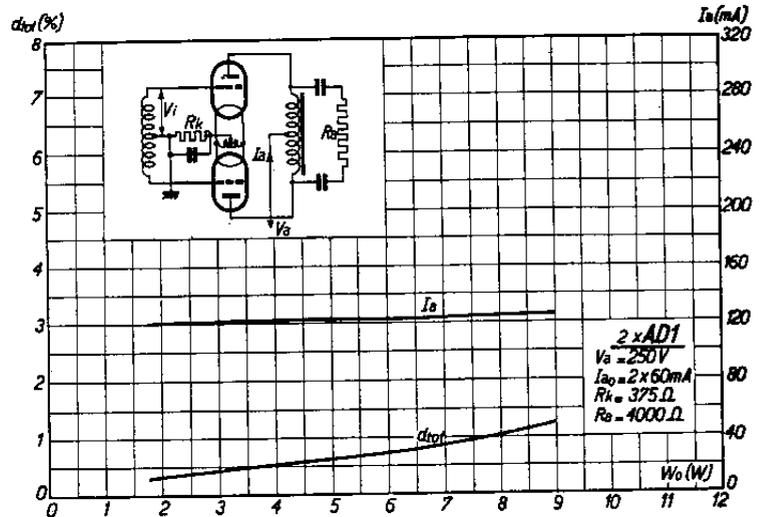
Ce tube redresseur est parfaitement capable d'alimenter un étage de sortie en classe A/B à deux triodes AD 1, ainsi qu'un assez grand nombre d'étages préamplificateurs et de tubes auxiliaires.

Il est possible aussi de se servir d'un redresseur biphasé à deux tubes AZ 1, montés chacun avec anodes réunies,



Courant d'anode et distorsion totale en fonction de la puissance modulée en utilisant deux tubes AD 1 sur un étage de sortie en classe A/B, avec polarisation automatique, pour une tension d'anode de 250 volts.

Fig. 15



En utilisant deux tubes AD 1 sur un étage de sortie classe A/B, l'étage préamplificateur ne peut être équipé qu'avec une triode à cause du couplage par transformateur. Ces triodes pourront être la AC 2, la ABC 1 ou la AL 2 (dont l'anode et la grille-écran sont interconnectées). Lorsqu'on se sert des tubes ABC 1 ou AC 2, la meilleure solution sera en général de choisir un rapport de transformation de 1 : (2 + 2). En employant le tube AL 2, monté en triode, il est possible de choisir un rapport de transformation plus élevé (par exemple 1 : (3 + 3)).

Il va de soi que l'emploi d'une ABC 1 comme tube préamplificateur présente l'avantage de la combinaison d'une triode avec une duodiode. Toutefois, la sensibilité obtenue est inférieure à celle qui est donnée par l'emploi de la AC 2. La plus faible distorsion est obtenue avec le tube AL 2. Par contre, la sensibilité est moindre qu'avec le tube AC 2, et le courant anodique consommé est plus important. La résistance interne notablement plus faible permet d'adopter ce rapport de transformation plus élevé du transformateur intermédiaire.

Le réglage du tube AL 2 comme tube préamplificateur pourra se faire par exemple de la manière suivante:

$V_a(V_{g2}) = 250 V$	ou	$V_a(V_{g2}) = 250 V$
$I_a = 15 mA$		$I_a = 30 mA$
$V_{g1} = -34 V$		$V_{g1} = -28 V$
$R_i = 3000 \Omega$		$R_i = 2200 \Omega$
$S = 2 mA/V$		$S = 2,7 mA/V$
$k = 6$		$k = 6$

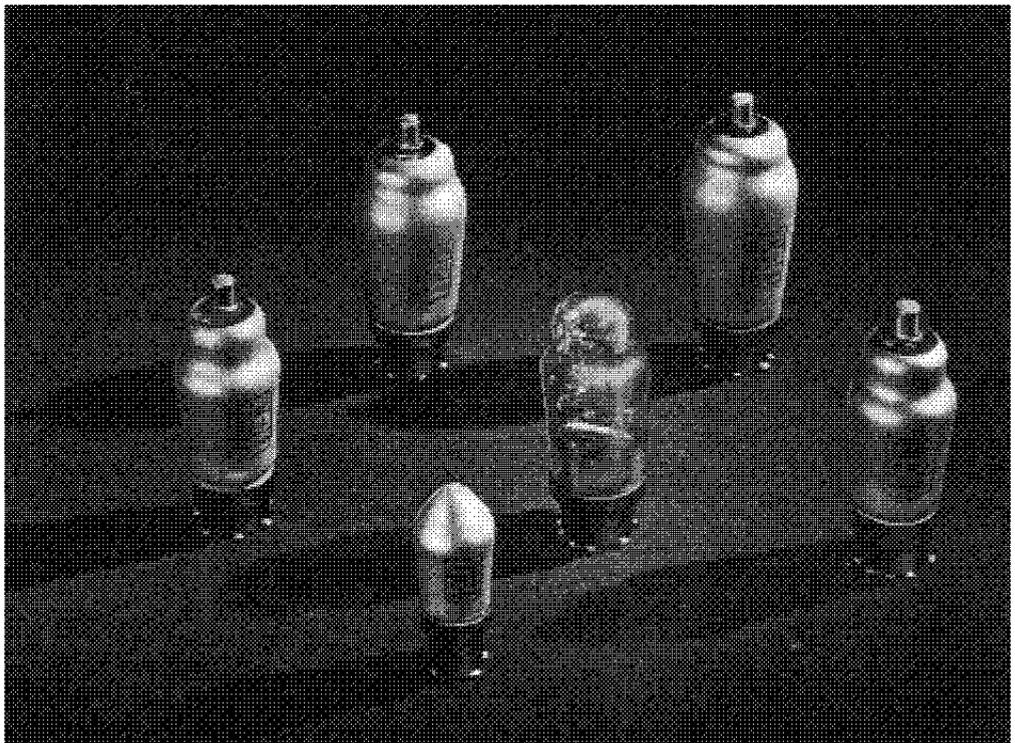
Par suite de son chauffage direct, le tube AD 1 ne convient pas comme tube préamplificateur devant un étage de sortie.



Une nouvelle série de tubes pour batteries

Les progrès obtenus l'an passé dans la construction des tubes récepteurs à chauffage indirect se caractérisaient par l'application de nouveaux principes de construction. Ils ont eu pour conséquence la création de tubes d'un fonctionnement extrêmement sûr, et dont les dimensions sont considérablement réduites. L'adoption d'un culot sans broches a contribué, de son côté, à cette réduction de l'encombrement. L'emploi de ce nouveau culot, joint aux faibles dimensions permet d'atteindre des résultats, notablement meilleurs en ondes courtes. Les résistances parallèles d'amortissement du circuit de la grille ainsi que du circuit d'anode furent augmentées, et on a obtenu aussi une diminution notable de la réaction qui remplace la capacité grille-anode, déjà connue sur ondes longues et moyennes.

Au lieu de chercher avant tout à obtenir une pente aussi forte que possible, l'attention a été portée surtout sur l'obtention de la plus grande uniformité possible de fabrication. L'encombrement plus faible de la construction intérieure, constituée d'éléments plus petits avait permis de réduire les dimensions. L'architecture propice de la construction ainsi que la petitesse des éléments permirent de rendre ces lampes insensibles aux chocs quelle qu'en soit d'ailleurs l'origine. Une cathode petite et courte est moins sensible à un choc violent qu'une cathode de grande longueur. Le mica dans le dôme empêche pratiquement tout déplacement latéral du système et donc toute déformation ou tout déplacement des éléments. Du point de vue de l'effet microphonique, le résultat acquis est particulièrement heureux. Bref, en tous points ces tubes sont notablement meilleurs que leurs prédécesseurs. Les bons résultats obtenus avec les tubes à courant alternatif et avec les tubes tous courants grâce à l'application de ces nou-



La série des nouveaux tubes pour alimentation par batteries.



veaux principes de construction devaient forcément conduire à les appliquer également aux tubes pour batteries tout en tenant compte, autant que possible, d'autres facteurs particuliers.

L'application aux tubes de la cathode à chauffage indirect et la création du tube alimenté par le secteur à caractéristiques poussées qui en résulte, on fait perdre de vue les tubes pour batteries. Des années durant cet état de choses s'est maintenu sans changement, de sorte que les tubes pour batteries ne permettaient que la construction de postes de conception démodée. Le principe d'amplification classe B valut cependant aux récepteurs à batteries un regain d'actualité. Son application permet d'atteindre un rendement élevé de l'étage final et, par conséquent, une économie considérable de courant plaque, d'où dimensions plus réduites de la batterie H.T. L'intensité du courant plaque dépend ainsi de la puissance du signal sur la grille ce qui donne à ce principe un grand avantage. On peut ainsi influencer la consommation de courant plaque en agissant sur le potentiomètre de volume sonore. Un tel étage utilisant deux pentodes B.F. permet la construction de récepteurs à batteries, de consommation réduite, et dont le rendement est comparable à celui d'un poste moyen, alimenté sur courant alternatif.

Le champ d'application le plus important des postes récepteurs à batteries se trouve certainement dans les régions éloignées des centres urbains, dans les pays d'outre-mer ou colonies, dans tous les endroits où l'installation d'un secteur de distribution électrique se fera encore attendre de nombreuses années. Ces considérations expliquent pourquoi l'économie du tube pour batterie, aussi bien sur le courant de chauffage que sur le courant anodique, est la propriété essentielle à rechercher pour ces tubes, propriété à laquelle il faut subordonner toutes les autres considérations.

Une inclinaison relativement réduite des tubes H.F. en est la conséquence directe et, pour les tubes de sortie utilisés en classe A, il en résulte une puissance de sortie relativement faible.

Il est évident que l'économie de courant de chauffage impose l'emploi de la cathode à chauffage direct. Le filament tendu en longueur exige une étude attentive, afin que tout effet microphonique soit évité. Dans le cas d'un tube pour basse fréquence, à coefficient d'amplification élevé, des supports supplémentaires sont indispensables pour éviter absolument l'effet microphonique.

Les nouvelles „Miniwatt” pour batteries de chauffage de 2 volts représentent un compromis très favorable entre les diverses conditions à remplir, parfois contradictoires. Ces tubes constituent un progrès considérable; car non seulement leurs caractéristiques ont été améliorées, et leurs dimensions réduites, mais en outre un choix judicieux des types permet la construction de postes récepteurs suivant les montages les plus variés, qu'il s'agisse de petits postes avec peu de lampes, à grande économie de courant, ou bien de grands récepteurs superhétérodynes très sensibles, à puissance de sortie considérable, pour une consommation de courant très réduite cependant.

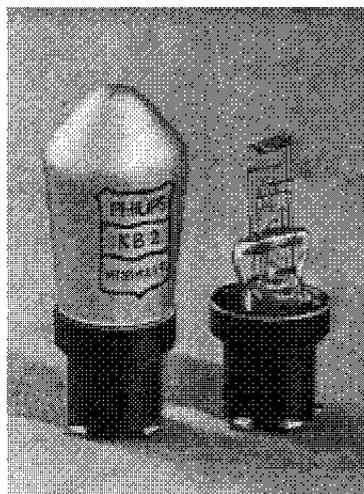
La nouvelle série pour batteries de 2 volts comporte les tubes suivants:

1. KB 2, duodiode à chauffage indirect
2. KBC1, duodiode-triode
3. KF 3, penthode-sélectode H.F.
4. KF 4, penthode H.F.
5. KK 2, octode
6. KL 4, penthode de sortie.

Au cours des articles qui suivent les divers types énumérés ci-dessus, seront étudiés de façon approfondie, dans l'ordre alphabétique.



La duodiode KB2



La duodiode à chauffage indirect de la nouvelle série pour batteries de 2 volts.

Fig. 1

La KB 2 est une duodiode à chauffage indirect, pour postes à batteries. Ainsi que le montre la figure 1, la cathode de cette lampe se signale par ses dimensions très réduites, de sorte que la puissance de chauffage nécessaire est extrêmement faible. En fait il suffit d'environ 95 mA pour une tension de chauffage de 2 volts. Ce courant ne constitue donc qu'une dépense très faible sur la source de courant de chauffage. Malgré les faibles dimensions de la cathode, les performances de cette duodiode ne sont pas notablement inférieures à celles d'une duodiode chauffée par le courant du secteur, ainsi qu'il résulte des données relatives à la tension maximum admissible du signal et au courant redressé maximum.

La cathode chauffée indirectement, permet d'obtenir, dans les récepteurs à batteries, un réglage différé du volume sonore et de réaliser le retard exactement, selon les nécessités de l'appareil étudié.

La lampe KB 2 peut être employée comme détectrice devant une amplificatrice basse fréquence telle que la KF 4, ou bien elle peut précéder immédiatement une penthode de sortie. Si l'amplification après la diode n'est pas grande on profite de la détection purement linéaire, même pour les faibles signaux incidents. De plus, la sélectivité obtenue est meilleure, et le réglage automatique du volume sonore devient plus efficace. La KB 2 peut supporter, sans difficulté aucune, les signaux d'intensité considérable appliqués dans ce cas à la diode. Cette lampe peut supporter des signaux dont la valeur de crête atteint 125 volts, le courant de diode maximum par anode étant de 0,5 mA. Elle a donc été calculée amplement pour tous les cas qui peuvent se présenter dans la réception sur batteries.

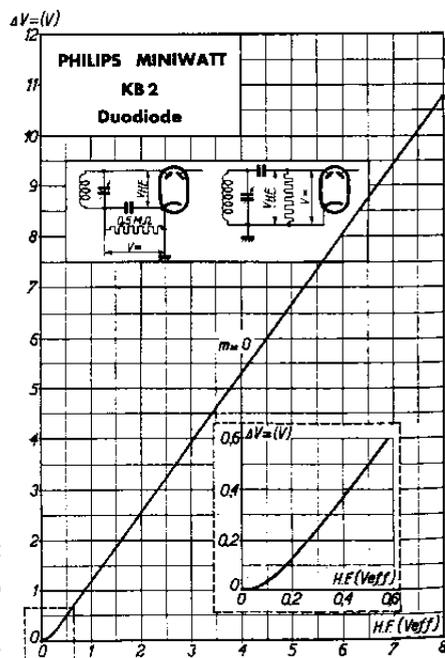
La deuxième diode peut servir au réglage automatique différé de l'intensité sonore. Les deux diodes peuvent servir aussi à la détection push-pull du signal. Toutefois, d'une façon générale, les avantages d'un tel montage sont assez problématiques (voir le Bulletin Technique No. 22, p. 15).

Les deux anodes des diodes ont chacune leur contact extérieur sur le culot. Ceci rend superflus les longs conducteurs blindés pour le raccordement à l'ampoule, ainsi que le chapeau de blindage. Cette disposition simplifiée est très pratique. S'il ne se produit pas de difficultés dues au ronflement et s'il n'est pas nécessaire, par des considérations de montage, de réduire au minimum la capacité

La KB 2 est une duodiode à chauffage indirect, pour postes à batteries. Ainsi que le montre la figure 1, la cathode de cette lampe se signale par ses dimensions très réduites, de sorte que la puissance de chauffage nécessaire est extrêmement faible. En fait il suffit d'environ 95 mA pour une tension de chauffage de 2 volts. Ce courant ne constitue donc qu'une dépense très faible sur la source de courant de chauffage. Malgré les faibles dimensions de la cathode, les performances de cette duodiode ne sont pas notablement inférieures à celles d'une duodiode chauffée par le courant du secteur, ainsi qu'il résulte des données relatives à la tension maximum admissible du signal et au courant redressé maximum.

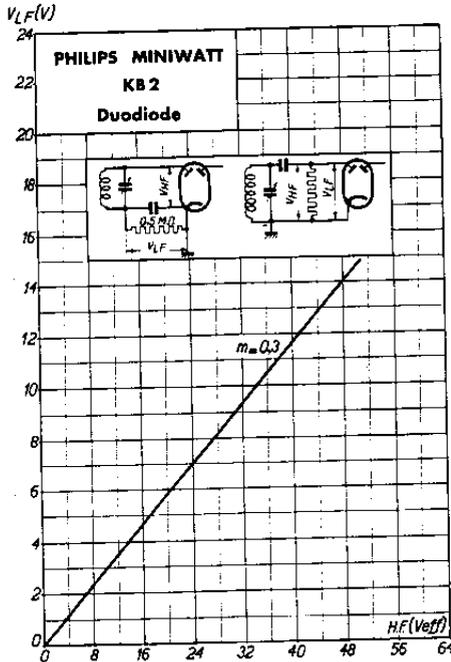
La cathode chauffée indirectement, permet d'obtenir, dans les récepteurs à batteries, un réglage différé du volume sonore et de réaliser le retard exactement, selon les nécessités de l'appareil étudié.

La lampe KB 2 peut être employée comme détectrice devant une amplificatrice basse fréquence telle que la KF 4, ou bien elle peut précéder



Accroissement de la tension continue (ΔV) aux bornes de la résistance de fuite en fonction de la tension alternative à haute fréquence non modulée. Cette courbe s'applique au cas d'une résistance de fuite de 0,5 mégohm

Fig. 2



Tension alternative de basse fréquence (V_{LF}) aux bornes de la résistance de fuite en fonction de la tension alternative de haute fréquence modulée, profondeur de modulation $m = 0,3$. Cette courbe s'applique au cas d'une résistance de fuite de 0,5 mégohm.

Fig. 3

Capacités

$$C_{d,d_1} < 0,25 \mu\mu F$$

$$C_{kd_1} = 2,1 \mu\mu F$$

$$C_{kd_2} = 1,7 \mu\mu F$$

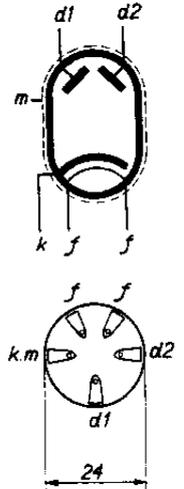
Limites fixées pour les caractéristiques

- Tension de signal maximum admissible (valeur de crête) $V_{d_{max}} = 125 \text{ V}$
- Courant de diode maximum admissible (par anode) $I_{d_{max}} = 0,5 \text{ mA}$
- Tension maximum admissible entre filament et cathode $V_{fk_{max}} = 50 \text{ V}$
- Résistance maximum admissible entre filament et cathode $R_{fk_{max}} = 20.000 \Omega$

(Une résistance cathodique inférieure à 1000 ohms doit être shuntée par un condensateur d'au moins $0,05 \mu\mu F$; une résistance plus grande doit être shuntée par un condensateur d'au moins $1 \mu\mu F$.)

entre les deux anodes de diode, ce montage simplifié est pratiquement équivalent au montage par connexion au sommet de l'ampoule. Une diode alimentée par batterie ne donne évidemment aucune difficulté du point de vue du ronflement.

On a veillé particulièrement à réduire autant que possible la capacité entre les deux anodes de diode. Ceci est important car cette capacité constitue un couplage des deux circuits du filtre de bande M.F. qui précède la diode, lorsque la deuxième anode est employée pour le réglage automatique différé de l'intensité sonore et que cette anode est raccordée au sommet de l'enroulement primaire du transformateur B.F. précédent. Dans la lampe KB 2, cette capacité est inférieure à $0,25 \mu\mu F$.



Disposition des électrodes et connexions du culot du tube KB 2.

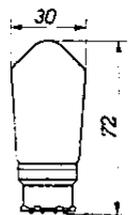
Fig. 4

Caractéristiques de chauffage

Chauffage: indirect par courant de batterie

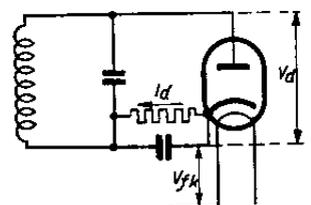
Tension de chauffage $V_f = 2,0 \text{ V}$

Courant de chauffage $I_f = 0,095 \text{ A}$



Dimensions du tube KB 2.

Fig. 5



Principe du montage de la duodiode; définition de V_d et de I_d .

Fig. 6



Utilisation

La duodiode KB 2 se recommande pour le redressement du signal dans les récepteurs à amplification directe ou superhétérodynes à batteries. L'anode de diode désignée par d_2 , la plus éloignée du pied de la lampe, sera utilisée de préférence pour le redressement du signal, l'autre anode (d_1) étant réservée au réglage automatique de l'intensité sonore ou à d'autres fonctions. La figure 7 donne un montage de la KB 2 comme détectrice et redresseuse pour le réglage automatique de l'intensité sonore.

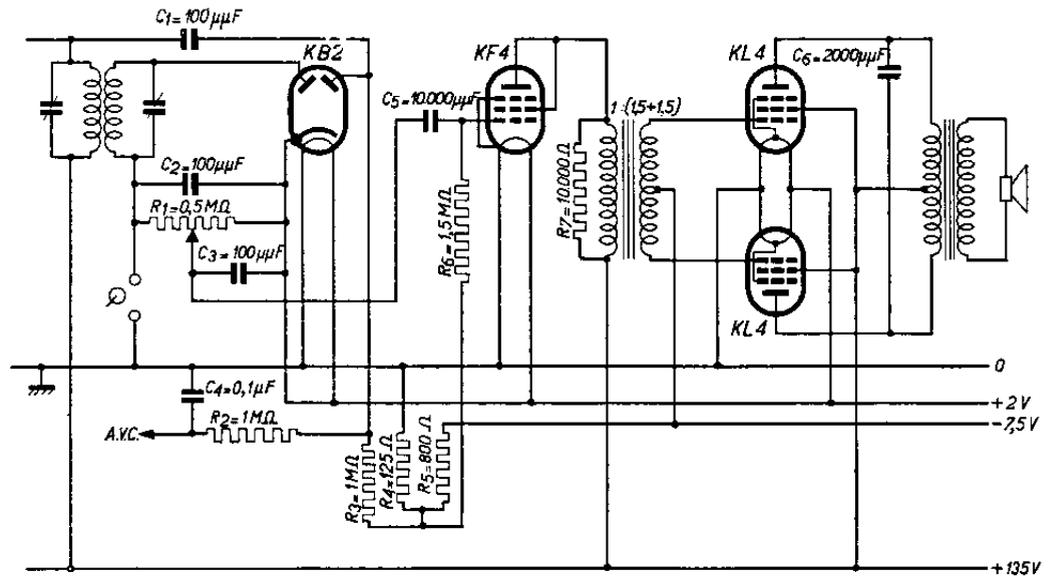
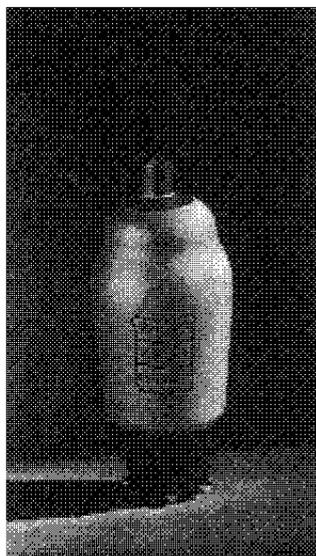


Schéma de montage d'une duodiode KB 2 devant une lampe amplificatrice B.F. avec étage de sortie classe B. Il s'agit de la partie basse fréquence complète d'un poste superhétérodyne moderne pour batteries.

Fig. 7.



La Duodiode-Triode KBC1



Le tube KBC 1, détecteur et amplificateur basse fréquence de la nouvelle série pour batteries.

Fig. 1

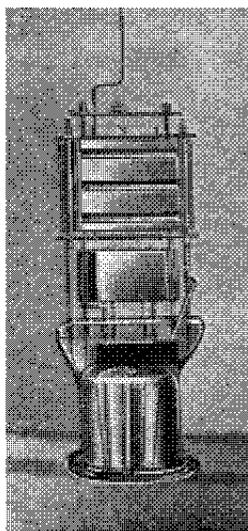
La KBC 1 est une duodiode-triode à chauffage direct. Elle sera donc employée comme détectrice-diode suivie d'un amplificateur de basse fréquence. La combinaison d'une triode avec deux diodes permet de réaliser une économie de courant fort importante pour les postes à batteries. Elle offre donc des avantages considérables aussi bien pour les postes à amplification directe que pour les récepteurs superhétérodynes. La partie triode peut servir à l'amplification basse fréquence à couplage par transformateur ou par résistance. Elle peut attaquer une penthode KL 4 ou bien un étage de sortie classe B, avec deux penthodes KL 4 et un transformateur de couplage. La tension alternative de sortie est suffisamment grande (dans le cas du couplage par résistance), pour moduler à fond la KL 4. Les diodes suffisent amplement pour les tensions de signal qui se présentent normalement dans les postes à batteries, étant donné que les diodes peuvent supporter des valeurs de crête de la tension de signal de 125 volts. Le courant maximum de la diode est de 0,2 mA, de sorte que l'emploi d'une résistance de 0,3 mégohm permet d'admettre une tension efficace haute fréquence de:

$$\frac{0,3 \times 10^6 \times 0,2 \times 10^{-3}}{\sqrt{2}} = \text{env. } 40 \text{ volts.}$$

La valeur de crête de la tension du signal qui attaque la diode, dans ces conditions pour une profondeur de modulation de 100% est égale à $2\sqrt{2} \times 40 = 113$ volts. Cette valeur de la tension ne se rencontrera guère dans un poste à batteries. Pour des résistances plus grandes — 0,5 mégohm est la valeur habituelle — la tension efficace maximum admissible est donnée par la valeur de crête maximum de la tension du signal qui attaque la diode. Elle a alors pour valeur

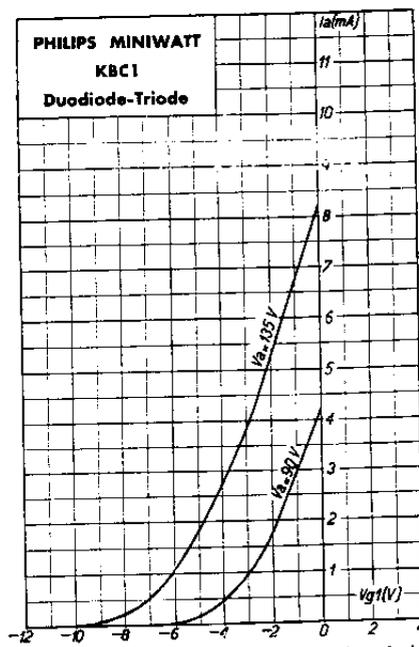
$$\frac{125}{2\sqrt{2}} = 44 \text{ volts.}$$

Les diodes sont parfaitement équivalentes et peuvent être employées au choix pour la détection du signal et pour le réglage automatique de l'intensité sonore,



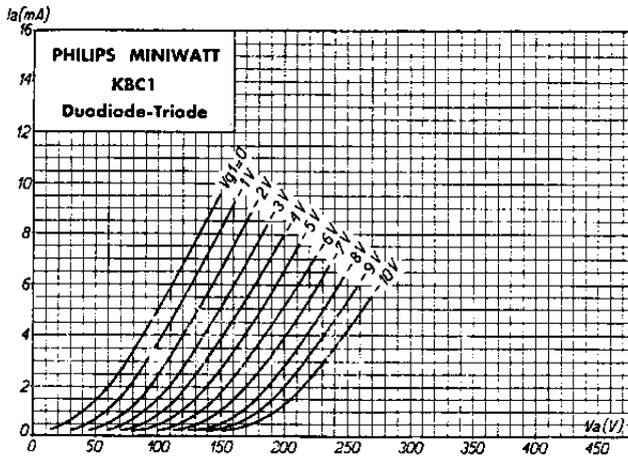
Construction intérieure du tube KBC 1.

Fig. 2



Caractéristiques I_a/V_{g1} de la partie triode du tube KBC 1.

Fig. 3



Courant anodique de la partie triode du tube KBC 1 en fonction de la tension anodique pour plusieurs valeurs de la tension négative de grille.

Fig. 4

détectrice, et inversement, due au couplage à l'intérieur du tube, n'est pas à craindre. La capacité entre la grille et une diode est inférieure à $0,003 \mu\mu\text{F}$; cette faible valeur exclut pratiquement toute influence mutuelle. Le blindage entre les diodes et la triode est relié à l'extrémité du filament indiqué par f_2 dans la figure 5.

à condition de respecter la bonne polarité du filament de chauffage (voir plus loin: utilisation).

Afin de réduire au minimum le couplage éventuel entre les enroulements du transformateur moyenne fréquence qui précède directement la diode, la capacité entre les anodes des diodes a été rendue aussi faible que possible. Cette capacité est inférieure à $0,5 \mu\mu\text{F}$. La connexion de la grille de commande de la partie triode se trouve au sommet de l'ampoule, et comme d'autre part le système des diodes est parfaitement séparé du reste du tube par un blindage approprié la réaction de la partie basse fréquence sur les circuits de la

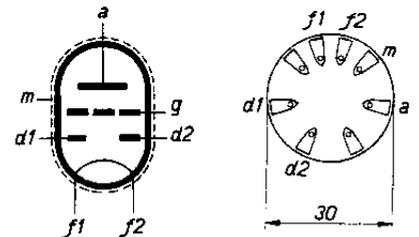
Caractéristiques de chauffage

Chauffage direct par courant de batterie

Tension de chauffage $V_f = 2,0 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = \text{env. } 0,1 \text{ A}$

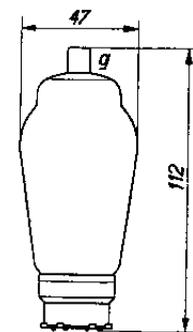
Capacités

Partie diode $C_{fd_1} = 3,0 \mu\mu\text{F}$
 $C_{fd_2} = 3,0 \mu\mu\text{F}$
 $C_{d_1d_2} < 0,5 \mu\mu\text{F}$
 $C_{gd_1} < 0,003 \mu\mu\text{F}$
 $C_{gd_2} < 0,003 \mu\mu\text{F}$



Disposition des électrodes et connexions du culot du tube KBC 1

Fig. 5



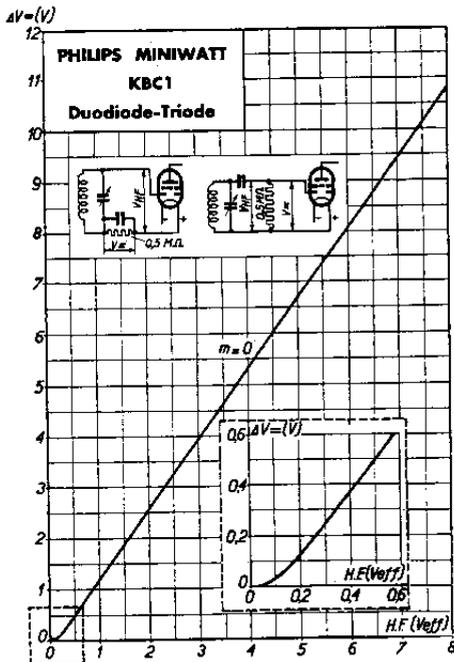
Encombrement du tube KBC 1.

Fig. 6

Caractéristiques de service

Partie triode:

Tension d'anode $V_a = 90 \text{ V}$	$V_a = 135 \text{ V}$
Courant anodique $I_a = 1,0 \text{ mA}$	$I_a = 2,5 \text{ mA}$
Polarisat. négative de la grille.. $V_g = -3,0 \text{ V}$	$V_g = -4,5 \text{ V}$
Coefficient d'amplification $k = 16$	$k = 16$
Pente normale $S = 0,7 \text{ mA/V}$	$S = 1,0 \text{ mA/V}$
Résistance interne normale $R_i = 23.000 \Omega$	$R_i = 16.000 \Omega$



Augmentation de la tension continue (ΔV) aux bornes de la résistance de fuite ($0,5 \text{ M}\Omega$) d'une diode de la KBC 1 en fonction de la tension alternative haute fréquence non modulée appliquée à la diode.

Fig. 7

tube KBC 1. Cependant, dans des conditions déterminées, cette valeur devra être augmentée, notamment lorsqu'on se trouve en présence de conditions particulièrement défavorables, par exemple: sensibilité très grande du haut-parleur, lequel peut présenter en outre une résonance sur une fréquence peu propice. Il serait aussi désavantageux de fixer le haut-parleur sans interposition de caoutchouc, ou bien de fixer directement le châssis sur le fond de l'ébénisterie au lieu de le monter sur caoutchouc (à ce sujet voir l'article sur l'effet microphonique dans le Bulletin Technique No. 26).

Ainsi qu'il a été dit au début, les deux diodes sont équivalentes. Il n'y aura à veiller qu'à la bonne connexion du filament aux polarités correspondantes de la batterie de chauffage. Sur le culot représenté figure 5, la diode qui entoure l'extrémité f_2 du filament est désignée par d_2 . Si l'extrémité f_1 du filament est positive, la diode d_2 devra être prise comme détectrice, étant donné que la diode entourant la partie négative du filament doit être préférée pour cette fonction. Si on choisissait dans ce cas d_1 comme détectrice, les signaux très faibles ne seraient

Limites fixées pour les caractéristiques

Partie triode:

$$V_{a \text{ max}} = 150 \text{ V} \quad V_{g \text{ max}}(I_g = 0,3 \mu\text{A}) = -0,2 \text{ V}$$

$$W_{a \text{ max}} = 0,6 \text{ W} \quad R_{g1 \text{ max}} = 2 \text{ M}\Omega$$

$$I_{k \text{ max}} = 6 \text{ mA}$$

Partie diode:

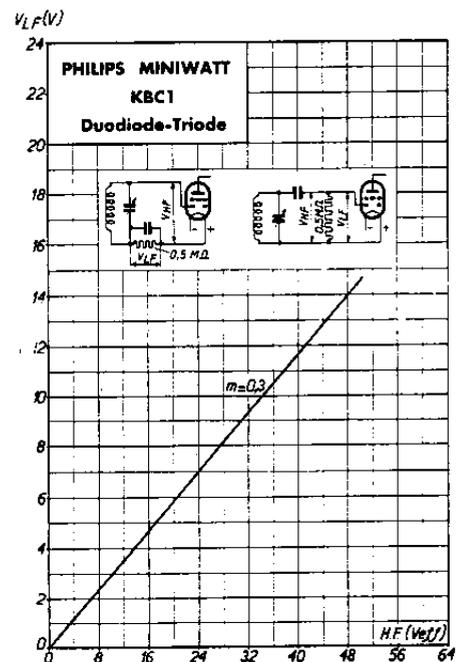
$$V_{d \text{ max}} = 125 \text{ V (valeur de crête)}$$

$$I_{d \text{ max}} = 0,2 \text{ mA (par anode)}$$

Utilisation:

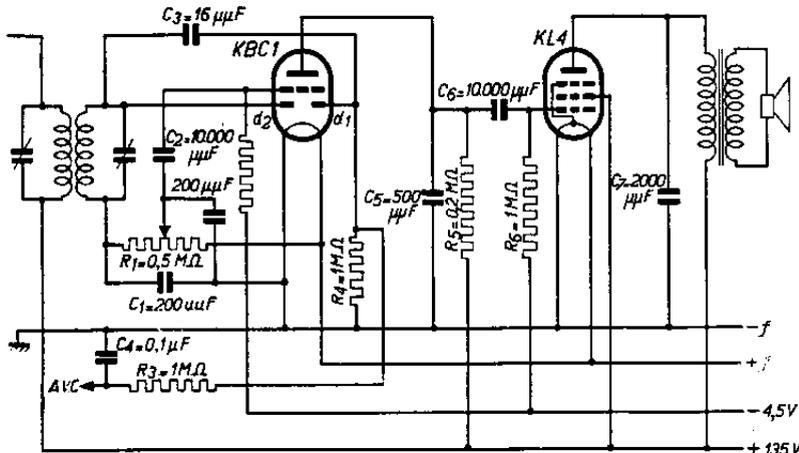
L'utilisation du tube KBC 1 est limitée à la détection du signal avec pour la suivre une amplification de basse fréquence. La partie triode peut être employée comme amplificatrice à couplage par résistance, mais seulement dans le cas d'un étage final lui faisant suite immédiatement. Le support spécial du filament a réduit au minimum l'effet microphonique, auquel les tubes pour batteries sont particulièrement sensibles. Toutefois, une amplification trop considérable peut faire réapparaître cet effet. D'une façon générale, on peut admettre que la

sensibilité de la partie basse fréquence ne doit pas dépasser 35 mV à la grille du



Tension alternative de basse fréquence (V_{LF}) aux bornes de la résistance de fuite ($0,5 \text{ M}\Omega$) d'une diode du tube KBC 1 en fonction de la tension alternative haute fréquence, modulée à 30%, sur la diode.

Fig. 8



Montage du tube KBC 1 comme détecteur, avec réglage automatique retardé de l'intensité sonore et préamplificateur pour un étage de sortie comportant un tube KL 4.

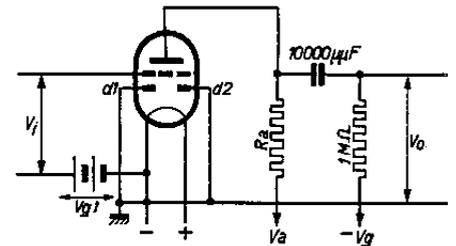
Fig. 9

de la diode située autour de l'extrémité négative du filament, si l'on connecte en même temps la résistance de fuite à l'extrémité positive du filament, ou bien si l'on porte ce point à un potentiel compris entre 0 et +2 volts. Dans ces conditions, la diode détectrice a une polarisation légèrement positive, de sorte qu'elle détectera également les signaux de faible intensité. La diode située du côté positif du filament ne peut servir qu'au réglage automatique différé de l'intensité sonore. Lorsque cette diode se trouve au potentiel du châssis, elle reçoit une tension négative d'environ -2 volts par rapport à l'extrémité positive du filament. On obtient donc par là-même un retard du réglage de l'intensité sonore de cet ordre de grandeur. Il est vrai que ce retard est un peu plus faible, parce que la diode commence déjà à redresser pour une faible tension négative et parce que la tension de la partie du filament qui fait face à la diode, est légèrement inférieure à 2 V.

En ce qui concerne la résistance de fuite de la grille de commande de la triode, il faudra choisir pour cette résistance une valeur aussi élevée que possible, afin de pouvoir transmettre sans distorsion les plus grandes profondeurs de modulation. Toutefois cette résistance ne devra pas dépasser 2,0 mégohms.

Le tableau suivant donne les indications nécessaires pour l'emploi de la triode avec un couplage par résistance.

pas détectés. En effet, l'anneau de la diode ne peut pas entourer l'extrémité exacte du filament, puisque ce point du filament est froid et que, par conséquent, il n'émet pas d'électrons. Il en résulte une faible polarisation de la diode par rapport à la partie opposée du filament. Cette polarisation empêcherait la détection des signaux faibles. Cet inconvénient peut être supprimé par l'emploi



Montage du tube KBC 1 qui a servi à faire les mesures dont les résultats figurent dans le tableau.

Fig. 10



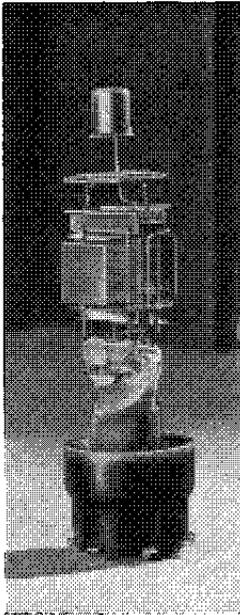
TABLEAU

Le tube KBC 1 employé comme amplificateur B.F. avec couplage à résistance.

Tension anodique V_a (volts)	Résistance anodique R_a (M Ω)	Courant anodique I_a (mA)	Tension nég. de la grille V_{g1} (volts)	Tension d'entrée V_i (volts _{eff})	Tension de sortie V_o (volts _{eff})	Distorsion d (%)	Amplification
135	0,1	0,56	-3,0	0,89	10	1,7	11,2 \times
				1,26	14	3,2	11,2 \times
90	0,1	0,22	-3,0	1,15	10	5,5	8,7 \times
				1,60	14	10	8,7 \times
135	0,2	0,32	-3,0	0,87	10	1,4	11,5 \times
				1,22	14	2,0	11,5 \times
90	0,2	0,14	-3,0	1,05	10	5	9,5 \times
				1,48	14	7	9,5 \times
135	0,32	0,22	-3,0	0,86	10	1,6	11,6 \times
				1,21	14	2,1	11,6 \times
90	0,32	0,10	-3,0	1,04	10	4,8	9,6 \times
				1,45	14	7,0	9,6 \times
135	0,5	0,14	-3,0	0,89	10	1,7	11,3 \times
				1,25	14	2,7	11,3 \times
90	0,5	0,07	-3,0	1,09	10	6,5	9,2 \times
				1,53	14	11	9,2 \times



La penthode haute fréquence-sélectode KF 3



Construction intérieure des tubes KF3 et KF4.
Fig. 1

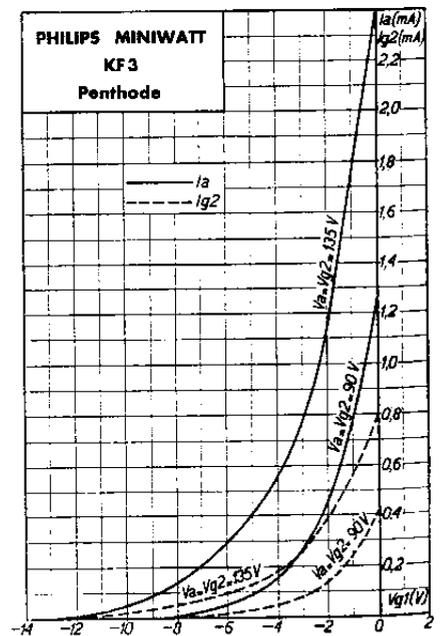
M.F. Dans le cas où l'on veut renoncer à l'emploi d'un étage H.F. précédant l'octode, une inclinaison notablement supérieure de l'étage M.F., réalisée au prix d'une consommation de courant fortement augmentée, n'apporterait guère d'avantage. Dans ce cas il serait préférable d'utiliser une penthode KF 4 comme amplificatrice basse fréquence attaquant un étage de sortie, comportant le tube KL 4, relativement très sensible. Il est vrai qu'on renonce ainsi à la détection purement linéaire des signaux d'antenne faibles; par contre, dans ce cas, le récepteur sera moins cher. Si l'on désire économiser l'étage basse fréquence en montant la penthode de sortie KL 4 directement après la duodiode KB 2, il ne sera pas possible d'utiliser la KF 3 comme lampe moyenne fréquence à pente variable précédant directement la diode. On constaterait pendant le réglage des phénomènes de surmodulation dus aux tensions alternatives très élevées que cette lampe devra fournir dans ce cas à l'étage suivant. Il sera bien préférable alors de choisir une KF 4 à pente fixe.

En employant dans un poste superhétérodyne sans étage à haute fréquence un étage basse fréquence sensible, on peut utiliser la KF 3 comme lampe M.F. réglée. Dans ce cas les signaux nécessaires sur la grille de la lampe M.F. pour la modulation à fond de l'étage de

La penthode haute fréquence-sélectode KF 3 est un tube à pente variable. Elle a été étudiée de façon telle, que sur toute sa gamme de réglage son coefficient de transmodulation est favorable. Ce résultat a été obtenu pour une consommation de courant plaque extrêmement faible, au point de fonctionnement défini par la plus faible polarisation négative, et ceci pour une gamme de réglage relativement courte.

Le réglage rapide de la KF 3 est, par exemple, très intéressant pour les postes superhétérodynes à batteries comportant une gamme d'ondes courtes. Sur ondes courtes on évite de régler sur l'octode par suite du glissement de fréquence. Dans ces conditions, un réglage automatique assez efficace de l'intensité sonore n'est possible qu'à l'aide d'une KF 3 à réglage rapide.

L'économie de courant de chauffage et de courant anodique vivement recherchée, a conduit à l'adoption d'une pente relativement réduite au point de fonctionnement normal. Pour $V_a = V_{g2} = 135$ volts, la pente est de 0,65 mA/V. Pour un courant de chauffage de 45 mA seulement, le courant anodique est de 2 mA. Ainsi on a obtenu, un compromis très favorable entre des conditions en partie contradictoires. Si l'on emploie dans les postes superhétérodynes à batteries, un étage de haute fréquence devant l'octode, on obtient une sensibilité tout à fait suffisante, malgré la pente relativement faible du tube KF 3 utilisé aux étages H.F. ou



Courant d'anode et courant de grille-écran en fonction de la tension négative de la grille, pour $V_a = V_{g2} = 135$ volts et $V_a = V_{g2} = 90$ volts.

Fig. 2

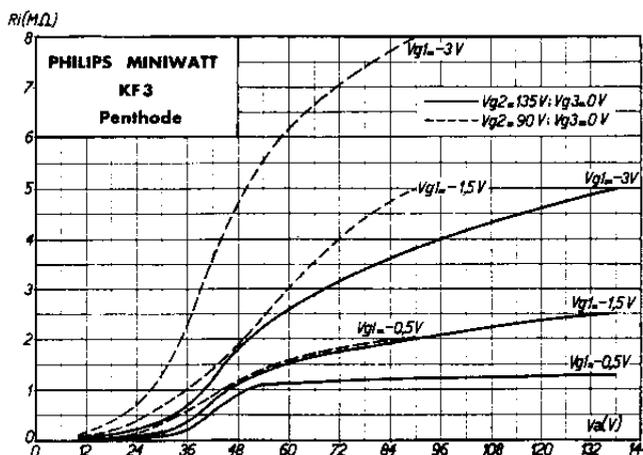


sortie, sont moins intenses, de sorte qu'aucune surmodulation de la lampe M.F. n'est à craindre.

Pour l'emploi comme amplificatrice de haute ou de moyenne fréquence, les faibles capacités ainsi que les résistances internes élevées sont très intéressantes. Sur la gamme „ondes courtes” aussi, ce tube permet d'arriver à des résultats excellents, les faibles capacités ne subissent en effet que des variations faibles lors du réglage de la pente; les résistances élevées d'amortissement du circuit grille et du circuit plaque, et la réaction d'anode faible sont d'autres facteurs favorables. Ainsi, à 10 m de longueur d'onde, à l'état chaud, on a pu mesurer une résistance parallèle de la grille R_{g1} (à chaud) = env. 37.000 ohms. En ce qui concerne la résistance parallèle d'anode, nous avons trouvé une valeur de 0,16 mégohm. Sur la même longueur d'onde, l'impédance par réaction fut trouvée égale à $|Z| = 0,64$ mégohm. En moyennc, pour la lampe KF 3 nous avons trouvé la formule

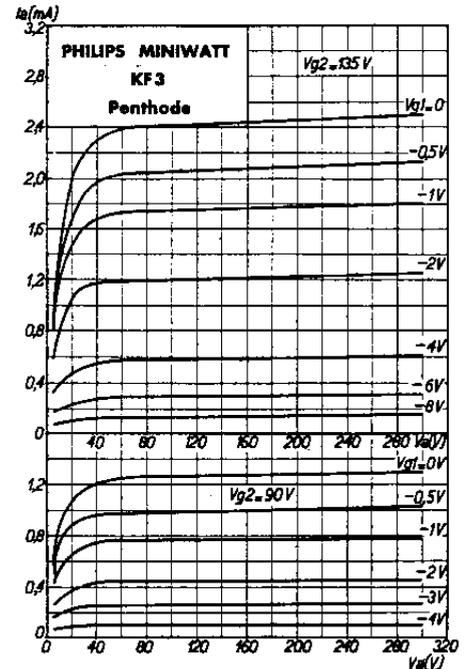
$$C'_{ag} = (0,0032 - 0,0031 \times 10^{-16} \omega^2) \mu\mu F.$$

Les caractéristiques favorables pour les ondes courtes sont notamment dues à l'adoption du culot standard P à contacts latéraux, ainsi qu'à la connexion séparée de la grille de freinage et de la métallisation. La connexion de la grille de freinage à un contact séparé sur le culot permet sa mise directe à la terre, ce qui assure une



Résistance interne du tube KF 3 en fonction de la tension d'anode pour des tensions négatives de la grille et pour $V_{g2} = 135$ V et $V_{g2} = 90$ V.

Fig. 4



Courant d'anode en fonction de la tension d'anode, pour différentes tensions négatives de la grille et pour $V_{g2} = 135$ V et $V_{g2} = 90$ V.

Fig. 3

amplification meilleure.

Enfin, les faibles capacités d'entrée et de sortie permettent l'obtention de grandes gammes d'onde dans les récepteurs.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage direct par courant de batterie.

Tension de chauffage $V_f = 2,0$ V

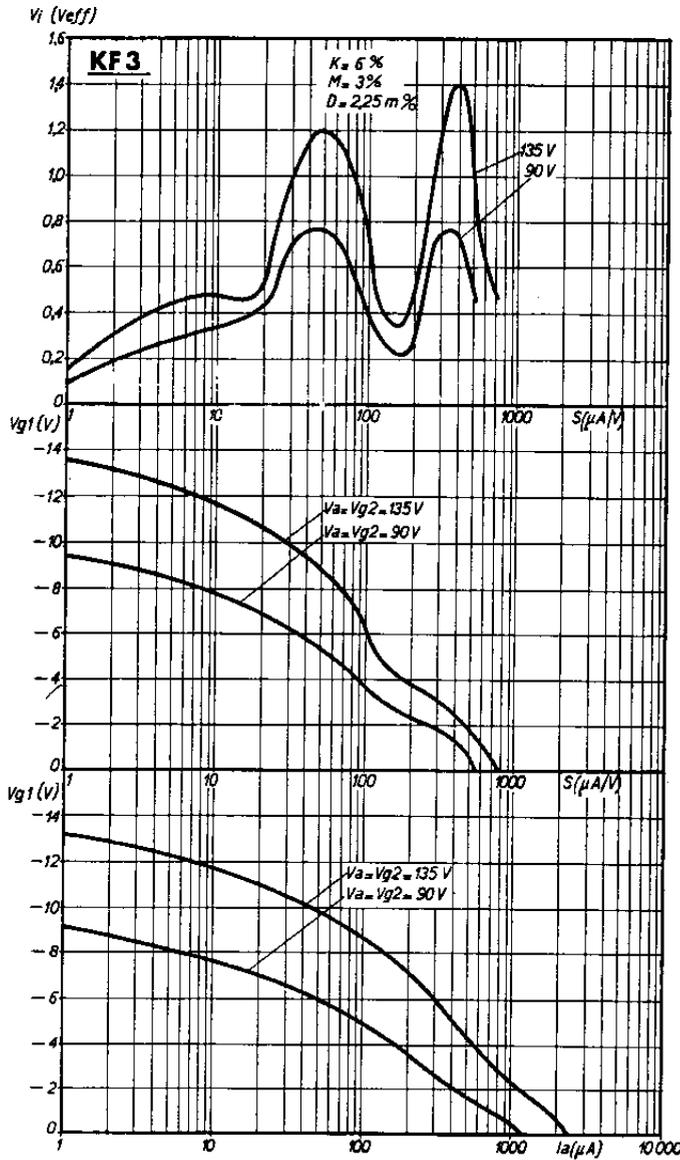
Courant de chauffage $I_f = 0,045$ A

Capacités

$$C_{ag1} < 0,006 \mu\mu F$$

$$C_{g1} = 5,7 \mu\mu F$$

$$C_a = 5,1 \mu\mu F$$

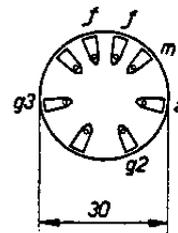
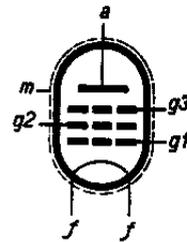


Courbes du haut: tension efficace de grille pour une transmodulation de 6% (0,5% d'harmonique 3) en fonction de la pente variable, réglée par la polarisation négative de la grille.

Courbes du milieu: pente en fonction de la tension négative de la grille V_{g1} .

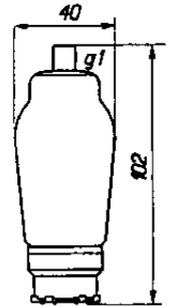
Courbes du bas: courant d'anode en fonction de la polarisation négative de la grille V_{g1} .

Fig. 5



Disposition des électrodes et connexions du culot de la lampe KF 3.

Fig. 6



Dimensions du tube KF 3.

Fig. 7

Caractéristiques de service

Tension d'anode	$V_a = 90 \text{ V}$	$V_a = 135 \text{ V}$
Tension de grille-écran	$V_{g2} = 90 \text{ V}$	$V_{g2} = 135 \text{ V}$
Polarisation négative de la grille	$V_{g1} = -0,5 \text{ V}$	$V_{g1} = -0,5 \text{ V}$
Courant anodique au point de fonctionnement	$I_a = 1,0 \text{ mA}$	$I_a = 2,0 \text{ mA}$
Courant anodique pour $V_{g1} = -15 \text{ V}$..	—	$I_a < 0,015 \text{ mA}$
Courant anodique pour $V_{g1} = -10 \text{ V}$	$I_a < 0,015 \text{ mA}$	—
Courant de grille-écran	$I_{g2} = 0,3 \text{ mA}$	$I_{g2} = 0,6 \text{ mA}$
Coefficient d'amplification	$k = 1000$	$k = 850$
Pente au point de fonctionnement	$S = 0,5 \text{ mA/V}$	$S = 0,65 \text{ mA/V}$
Pente pour $V_{g1} = -15 \text{ V}$	—	$S < 0,002 \text{ mA/V}$
Pente pour $V_{g1} = -10 \text{ V}$	$S < 0,002 \text{ mA/V}$	—



Résistance interne au point de
fonctionnement $R_i = 2 \text{ M}\Omega$ $R_i = 1,3 \text{ M}\Omega$
Résistance interne pour $V_{g1} = -15 \text{ V}$... — $R_i > 10 \text{ M}\Omega$
Résistance interne pour $V_{g1} = -10 \text{ V}$ $R_i > 10 \text{ M}\Omega$ —
Tension de la grille de freinage $V_{g3} = 0 \text{ V}$ $V_{g3} = 0 \text{ V}$
(La grille de freinage sera mise à la terre ou bien connectée à la borne du filament mise à la terre.)

Limites fixées pour les caractéristiques

$$\begin{array}{ll}
 V_a \text{ max} = 150 \text{ V} & V_{g2} \text{ max} = 150 \text{ V} \\
 W_a \text{ max} = 0,7 \text{ W} & W_{g2} \text{ max} = 0,2 \text{ W} \\
 I_k \text{ max} = 5 \text{ mA} & R_{g1} \text{ max} = 2,5 \text{ M}\Omega \\
 V_{g1} \text{ max} (I_{g1} = 0,3 \mu\text{A}) = -0,2 \text{ V} &
 \end{array}$$

Utilisation

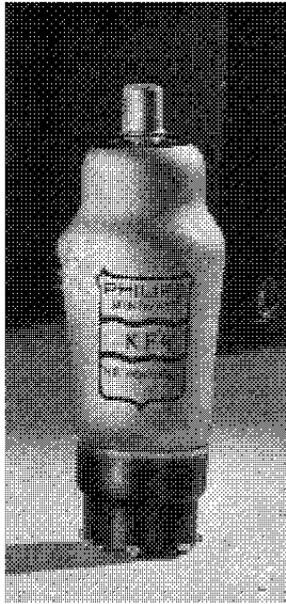
Par suite de sa caractéristique à pente variable l'emploi de la lampe KF 3 est limité à l'amplification haute ou moyenne fréquence avec réglage automatique de l'intensité sonore.

Pour l'amplification haute fréquence, avec réglage manuel de de l'intensité sonore, le tube KF 4 est aussi tout indiqué. Celui-ci ne requiert aucune batterie spéciale pour la tension de grille (réglage par la tension de chauffage).

La tension de grille-écran étant égale à la tension anodique, il est possible, en général, de prendre cette tension directement sur la batterie haute tension. Dans des cas spéciaux il peut être désirable d'assurer le découplage de cette tension à l'aide d'une petite résistance avec condensateur, afin de prévenir la réaction sur d'autres étages. Par la réduction de la tension de grille-écran il est possible, de diminuer, au besoin, la plage de réglage de la lampe. La distorsion produite par la courbure de la caractéristique en sera cependant augmentée. Il faudra prendre les précautions habituelles contre les couplages inductifs ou capacitifs entre les circuits de grille de commande et d'anode. Un blindage efficace sera donc à prévoir. La connexion des contacts du culot ainsi que la disposition des électrodes sont représentées figure 6, les dimensions du tube sont indiquées par la figure 7.



La penthode KF 4



KF 4, la penthode haute fréquence à pente fixe, appartenant à la nouvelle série pour batteries de 2 volts.

Fig. 1

Lorsqu'elle est employée comme amplificatrice haute fréquence dans un récepteur à amplification directe, l'intensité sonore, peut être réglée par action sur la tension de chauffage au moyen d'une résistance variable montée en série avec l'extrémité négative du filament. Ce mode de réglage présente des avantages sur celui qui consiste, avec le tube KF 3, à agir sur la polarisation négative de la grille, puisqu'il ne nécessite pas l'emploi d'une batterie de polarisation. On obtient, en même temps une légère économie de courant de chauffage, si la lampe est réglée à fond.

La KF 4 fournit aussi des résultats remarquables comme amplificatrice H.F., sur la gamme „ondes courtes”. L'amortissement d'entrée et celui de sortie sont très favorables, de même que la réaction d'anode, de sorte qu'on peut aussi calculer l'amplification sur cette gamme par: amplification = pente \times impédance extérieure. C'est ainsi que, sur la longueur d'onde de 10 m, on a pu mesurer une résistance parallèle de la grille $R_{g1(chaud)} =$ environ 36000 ohms, le tube étant en fonctionnement, alors que pour la résistance parallèle d'anode on a trouvé une valeur de 0,13 mégohm. Toujours sur la même longueur d'onde on a trouvé pour l'impédance qui représente la réaction d'anode $|Z| = 0,85 M\Omega$. En moyenne, on peut admettre, pour cette impédance dans la KF 4, la formule

$$C'_{ag} = (0,0038 - 0,0027 \times 10^{-16} \omega^2) \mu\mu F.$$

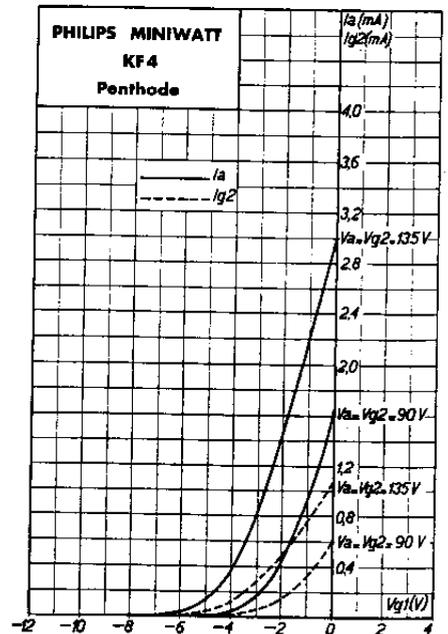
Les caractéristiques de cette lampe particulièrement favorables sur ondes courtes sont dues, en partie, à l'emploi du culot standard P. D'autre part, la connexion de la grille de freinage, ainsi que celle de la métallisation, à un contact spécial du culot permet de mettre cette grille directement à la terre, de sorte que sur la gamme „ondes courtes” l'impédance qui représente la réaction d'anode se trouve notablement améliorée.

La KF 4 est une penthode haute fréquence à pente fixe. Elle peut servir pour l'amplification haute ou moyenne fréquence (sans réglage de l'intensité sonore par la polarisation négative de la grille) ou bien à la détection plaque ou par caractéristique grille, ainsi qu'à l'amplification de basse fréquence avec couplage par résistance. Pour l'amplification basse fréquence on peut monter cette lampe après une duodiode à chauffage indirect KB 2 pour attaquer, au moyen d'un couplage par résistance, un étage de sortie classe A, à penthode KL 4 ou bien, au moyen d'un couplage par transformateur à alimentation parallèle par une résistance, un étage de sortie classe B à deux penthodes KL 4.

Lorsqu'elle est employée comme amplificatrice haute fréquence dans un récepteur à amplification directe, l'intensité sonore, peut être réglée par action sur la tension de chauffage au moyen d'une résistance variable montée en série avec l'extrémité négative du filament. Ce mode de réglage présente des avantages sur celui qui consiste, avec le tube KF 3, à agir sur la polarisation négative de la grille, puisqu'il ne nécessite pas l'emploi d'une batterie de polarisation. On obtient, en même temps une légère économie de courant de chauffage, si la lampe est réglée à fond.

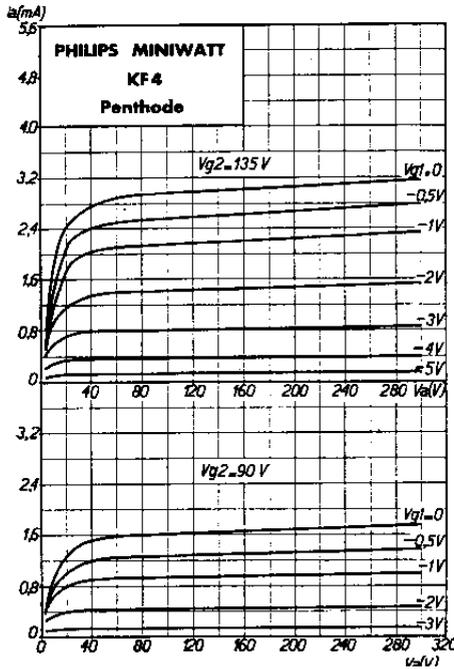
La KF 4 fournit aussi des résultats remarquables comme am-

plificatrice H.F., sur la gamme „ondes courtes”.



Courant d'anode et courant de grille-écran en fonction de la tension négative de la grille de commande $V_a = V_{g2} = 135 V$ et $V_a = V_{g2} = 90 V$.

Fig. 2



Courant d'anode en fonction de la tension d'anode pour des tensions négatives de la grille de commande différentes (pour $V_{g2} = 135 \text{ V}$ et $V_{g2} = 90 \text{ V}$).

Fig. 3

Capacités

$$C_{ag1} < 0,006 \mu\mu\text{F}$$

$$C_{g1} = 5,9 \mu\mu\text{F}$$

$$C_a = 5,0 \mu\mu\text{F}$$

Caractéristiques de service

Tension d'anode	$V_a = 90 \text{ V}$	$V_a = 135 \text{ V}$
Tension de grille-écran	$V_{g2} = 90 \text{ V}$	$V_{g2} = 135 \text{ V}$
Polarisation négative de la grille	$V_{g1} = -0,5 \text{ V}$	$V_{g1} = -0,5 \text{ V}$
Courant d'anode au point de fonctionnement	$I_a = 1,2 \text{ mA}$	$I_a = 2,6 \text{ mA}$
Courant de grille-écran au point de fonctionnement	$I_{g2} = 0,4 \text{ mA}$	$I_{g2} = 1,0 \text{ mA}$
Coefficient d'amplification	$k = 900$	$k = 800$
Pente au point de fonctionnement	$S = 0,7 \text{ mA/V}$	$S = 0,8 \text{ mA/V}$
Résistance interne au point de fonctionnement ..	$R_i = 1,3 \text{ M}\Omega$	$R_i = 1,0 \text{ M}\Omega$
Tension de la grille de freinage	$V_{g3} = 0 \text{ V}$	$V_{g3} = 0 \text{ V}$

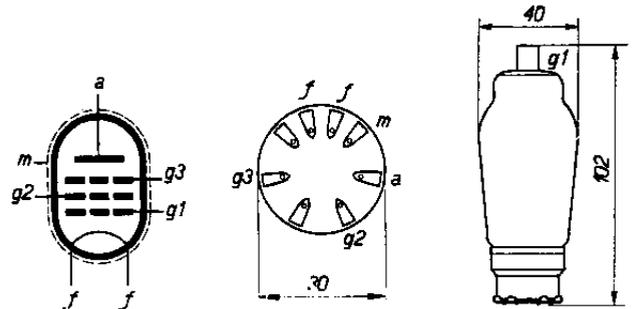
(La grille de freinage sera mise à la terre).

Enfin, les capacités d'entrée et de sortie ont été réduites au minimum ainsi qu'il résulte des caractéristiques. Une faible valeur des capacités d'entrée et de sortie est particulièrement précieuse sur ondes courtes, étant donné que les écarts absolus entre tubes s'en trouvent d'autant réduits, de même que le désaccord des circuits, par suite des tolérances. Pour les ondes longues et moyennes ces faibles écarts entre capacités sont importants également au point de vue du remplacement d'un tube par un autre.

Caractéristiques de chauffage

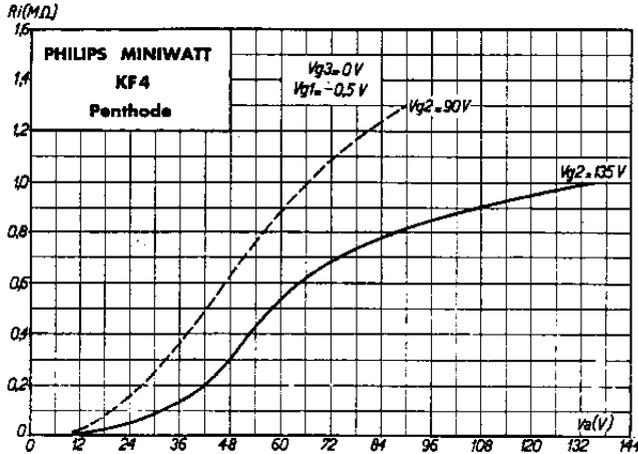
Chauffage direct par courant de batterie

Tension de chauffage $V_f = 2,0 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = 0,065 \text{ A}$



Disposition des électrodes, connexions du culot et encombrement du tube KF 4.

Fig. 4



Limites fixées pour les caractéristiques

$$\begin{aligned}
 V_{a \max} &= 150 \text{ V} & V_{g2 \max} &= 150 \text{ V} \\
 W_{a \max} &= 0,5 \text{ W} & W_{g2 \max} &= 0,25 \text{ W} \\
 I_{k \max} &= 5 \text{ mA} & R_{g1 \max} &= 1,5 \text{ M}\Omega \\
 V_{g1 \max} (I_{g1} = 0,3 \mu\text{A}) &= -0,2 \text{ V}
 \end{aligned}$$

Résistance interne du tube KF4 en fonction de la tension anodique pour $V_{g2} = 90 \text{ V}$ et $V_{g2} = 135 \text{ V}$. Dans les deux cas V_{g3} et V_{g1} sont respectivement de 0 et $-0,5 \text{ V}$.

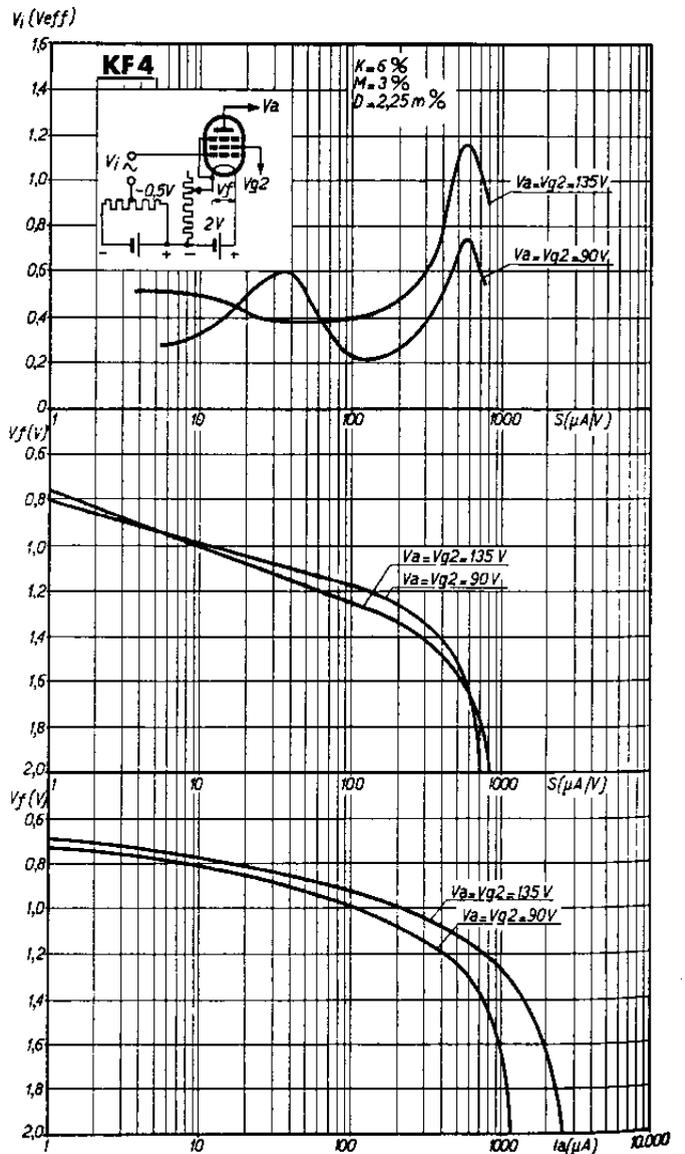
Fig. 5

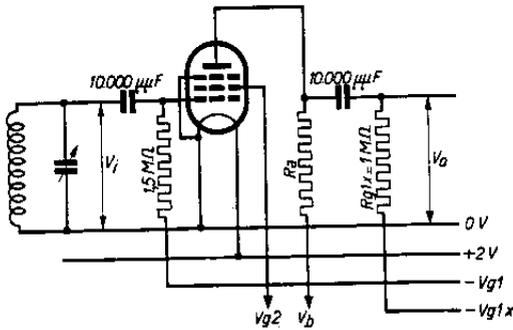
Utilisation

Pour ce qui concerne l'amplification en haute ou en moyenne fréquence, nous renvoyons le lecteur aux caractéristiques de cette lampe. La KF4 est métallisée, de sorte qu'il est superflu de prévoir un blindage spécial pour l'ampoule. La métallisation est réunie à un contact spécial sur le culot. Autant que possible, elle sera connectée au châssis. La grille de freinage g_3 est également réunie à un contact spécial, de sorte qu'il est possible de la connecter directement au châssis, ce qui est particulièrement intéressant, dans la gamme „ondes courtes” ainsi qu'on l'a déjà remarqué. Les précautions habituelles relatives au blindage des conducteurs devront être observées. Comme la grille-écran porte la même tension que l'anode, rien n'empêche, en général, de prendre la tension de grille-écran directement sur le positif haute tension de la batterie. Dans des cas isolés il peut être

Courbes d'en haut: Tension (V_i) alternative sur la grille pour une transmodulation de 6% (0,5% d'harmonique 3) en fonction de la pente variable, réglée par la tension de chauffage.
Courbes du milieu: Pente en fonction de la tension de chauffage.
Courbes d'en bas: Courant d'anode en fonction de la tension de chauffage.

Fig. 6





Montage du tube KF 4 comme détectrice plaque avec couplage par résistance.

Fig. 7

préférable d'assurer le découplage de cette tension à l'aide d'une petite résistance avec condensateur, afin d'éliminer la réaction sur d'autres étages.

Dans ce qui suit nous indiquons les caractéristiques de cette lampe employée comme détectrice plaque, détectrice par caractéristique grille ou comme amplificatrice B.F.

Au sujet de ces applications du tube KF 4, nous ferons encore remarquer que, grâce à un mode de support spécial du filament, l'effet microphonique a été réduit autant que possible. Toutefois, une sensibilité trop grande des étages suivants peut le faire réapparaître. On peut prendre comme directive générale que la sensibilité de la partie B.F. du poste ne doit pas dépasser 25 mV à la grille du tube KF 4. Dans des conditions déterminées, ce chiffre devrait cependant être augmenté, notamment lorsqu'on se trouve en présence de conditions particulièrement défavorables.

1) Détectrice plaque

Bien qu'on emploie relativement peu maintenant la détection plaque à cause de la sensibilité faible de ce montage et de l'impossibilité d'utiliser une réaction, nous faisons suivre ci-dessous et à titre documentaire un certain nombre de résultats de mesure. La figure 7 montre le principe du montage utilisé avec la lampe KF 4 comme détectrice plaque, le couplage à l'étage suivant se faisant par une résistance. Les résultats indiqués sont relatifs à une résistance de fuite du tube suivant de 1 mégohm. Cette valeur correspond à celle admise comme valeur maximum de la résistance de fuite sur la penthode de sortie KL 4.

TABLEAU I

La lampe KF 4 comme détectrice plaque (résistance de fuite de la grille de la lampe suivante = 1 MΩ).

Tension d'alimentation V_b (volts)	Résistance extérieure d'anode R_a (MΩ)	Courant d'anode i_a (mA)	Tension de la grille-écran V_{g2} (volts)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Tension négative de la grille V_{g1} (volts)	Amplification de la détectrice ($m = 0,3$) ¹⁾	Pour une tension alternative de sortie de $7 V_{eff}$ ($m = 0,3$) on a :		Pour une tension alternative de sortie de $10 V_{eff}$ ($m = 0,3$) on a :	
							Tension alternative de grille V_i (V_{eff})	Distorsion d (%)	Tension alternative de grille V_i (V_{eff})	Distorsion d (%)
135	0,32	0,22	135	0,12	-4,5	4,1×	0,87	1,2	la tension alternative de sortie maximum est de $7,5 V_{eff}$	
135	0,32	0,1	135	0,07	-5	3,9×	0,87	6	1,1	4,5
135	0,32	0,15	95	0,07	-3	4,4×	0,77	5,5	0,97	4
135	0,20	0,18	100	0,07	-3	3,9×	—	—	1,25	1,9
90	0,32	0,05	82	0,02	-3	3,9×	0,94	3,8	—	—
90	0,32	0,12	90	0,05	-3	4,3×	0,94 ²⁾	1,8	—	—
90	0,32	0,07	90	0,04	-3,3	4,1×	0,97	3	—	—

¹⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 2 V_{eff}$.

²⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 6,8 V_{eff}$.



2) Détectrice grille

Ce tube peut être employé comme détectrice grille couplée par une résistance à l'étage suivant, celui-ci comportant un tube KL 4 comme amplificateur de classe A ou bien deux tubes KL 4 en étage pushpull classe B. (Dans ce dernier cas le couplage sera à transformateur avec alimentation parallèle par une résistance). Malgré le rendement médiocre du couplage par résistance, il sera encore possible de moduler à fond la lampe KL 4 même pour les faibles profondeurs de modulation. Cette lampe n'exige qu'une tension alternative de grille de $3,5 V_{eff}$ pour une tension anodique de 135 volts.

Le tableau suivant donne quelques résultats de mesure pour une résistance extérieure d'anode de 0,32 mégohm.

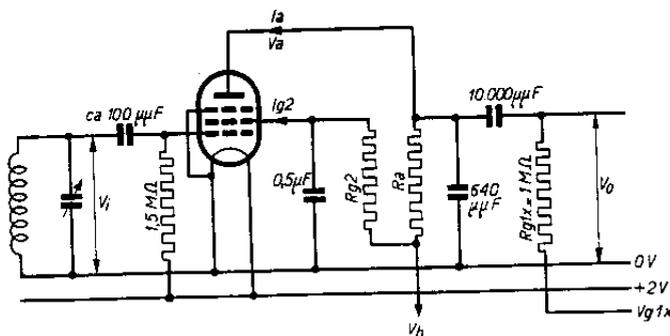
TABLEAU II

La lampe KF 4 comme détectrice grille à couplage par résistance (sans réaction).
(Résistance de fuite de la grille de la lampe suivante = $1 M\Omega$).

Tension d'anode V_b (volts)	Résistance extérieure d'anode R_a ($M\Omega$)	Courant d'anode I_a (mA)	Résistance de grille-écran R_{g2} ($M\Omega$)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Amplification de la détectrice (pour $m = 0,3$)		Tension alternative de sortie ($m = 0,3$)		
					Tension alternative de sortie V_o (V_{eff})	Amplification	Tension alternative de sortie V_o (V_{eff})	Tension alternative sur la grille V_i (V_{eff})	Distorsion d (%)
135	0,32	0,37	0,64	0,15	2	$6,6\times$	$4,8^1$	0,64	4,2
135	0,32	0,37	0,64	0,15	1	$5,2\times$	—	—	—
90	0,32	0,24	0,5	0,11	2	$4,8\times$	$2,6^2$	0,56	4,8
90	0,32	0,24	0,5	0,11	1	$4,9\times$	—	—	—

1) Pour une tension alternative d'entrée de $3,5 V_{eff}$ à $V_a = V_{g2} = 135 V$ la lampe KL 4 est modulée complètement.
2) Pour une tension alternative d'entrée de $2,0 V_{eff}$ à $V_a = V_{g2} = 90 V$ la lampe KL 4 est modulée complètement.

La grande valeur de la résistance extérieure d'anode entraîne une diminution de la consommation de courant d'anode, mais elle ne permet pas d'obtenir une réaction souple. Il faudrait pour cela une résistance extérieure d'anode plus réduite. Ci-dessous nous donnons quelques résultats de mesures relatifs au montage à réaction. Les chiffres qui figurent dans la dernière colonne et qui indiquent l'amplification B.F., peuvent éclairer l'opinion sur l'effet microphonique de ce tube dans le montage désiré.



Montage du tube KF 4 comme détectrice grille avec couplage par résistance sans réaction.

Fig. 8

Le montage détectrice grille à réaction avec la KF 4 est intéressant surtout pour les petits postes à batteries.

Dans toutes sortes de modèles de petits récepteurs à batteries à amplification directe ainsi que dans les récepteurs pour l'audition des émissions locales, la détectrice grille peut être utilisée. La penthode à couplage par résistance permet alors de faire usage du montage le plus simple nécessitant le moins de lampes et le minimum d'autres éléments de montage.



TABLEAU III

La lampe KF 4 comme détectrice-grille avec couplage par résistance (avec réaction).
(Résistance de fuite de la grille de la lampe suivante = 1 MΩ).

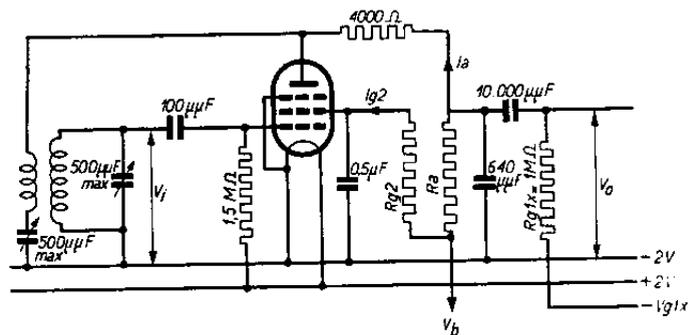
Tension d'alimentation V_b (volts)	Résistance extérieure d'anode R_a (MΩ)	Courant d'anode i_a (mA)	Résistance de grille-écran R_{g2} (MΩ)	Courant de grille-écran i_{g2} (mA)	Amplification de la détectrice ($m = 0,3$; $V_o = 2 V_{eff}$)	Profondeur de modulation $m = 0,3$			Profondeur de modulation $m = 0,1$			Amplification B.F.
						Tension alternative de grille V_i (V _{eff})	Tension alternative de sortie V_o (V _{eff})	Distorsion d (%)	Tension alternative de grille V_i (V _{eff})	Tension alternative de sortie V_o (V _{eff})	Distorsion d (%)	
135	0,10	1,05	0,5	0,16	7,3×	1,0	6,4 ¹⁾	5	1,1	2,3	1,6	45×
135	0,04	2,1	0,032	1,05	4,4×	1,6	5,2 ¹⁾	8,5	1,7	1,8	2,3	20×
90	0,10	0,71	0,10	0,41	4,9×	1,0	4,5 ²⁾	6	1,0	1,5	1,9	28×
90	0,04	1,5	0,016	0,75	3,9×	1,1	3,8 ²⁾	6	1,1	1,3	1,9	19×

¹⁾ Pour une tension alternative d'entrée de 3,5 V_{eff} à $V_a = V_{g2} = 135$ V la lampe KL 4 est modulée complètement.
²⁾ Pour une tension alternative d'entrée de 2,0 V_{eff} à $V_a = V_{g2} = 90$ V la lampe KL 4 est modulée complètement.

3) Amplificatrice basse fréquence avec couplage par résistance

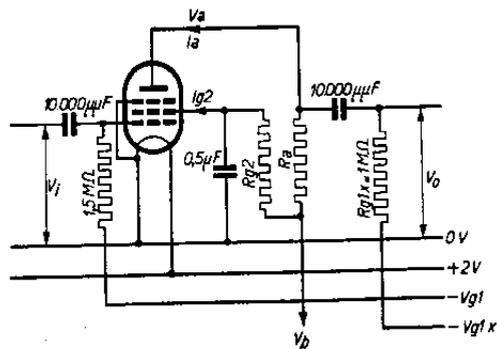
La lampe KF 4 peut être employée utilement dans le montage amplificateur basse fréquence à couplage par résistance, qui se trouve par exemple entre une duodiode et une penthode de sortie classe A. Cette lampe permet d'obtenir une amplification suffisante, tout en réduisant au minimum la distorsion, de sorte que la qualité de la reproduction est excellente. Malgré les précautions spéciales prises contre l'effet microphonique par la façon de supporter le filament, il n'est pas admissible que cette lampe soit exposée à une amplification basse fréquence trop poussée (remarquons que les haut-parleurs sensibles contribuent aussi à la production de l'effet microphonique). Cette lampe ne doit d'ailleurs être utilisée que dans un seul étage d'amplification B.F., c'est-à-dire qu'elle ne doit être utilisée qu'immédiatement devant l'étage de sortie. L'adjonction d'un autre étage basse fréquence n'est, pour cette raison, pas à conseiller. Cette lampe assure d'ailleurs une sensibilité suffisante pour la partie B.F. d'un poste, et elle permet de se servir de tout pick-up normal.

Le tableau suivant donne quelques renseignements au sujet des divers réglages de la lampe KF 4.



Montage du tube KF 4 comme détectrice grille avec couplage par résistance avec réaction.

Fig. 9



Montage du tube KF 4 comme penthode amplificatrice basse fréquence avec couplage par résistance.

Fig. 10



TABLEAU IV

La lampe KF 4 comme amplificatrice B.F. (résistance de fuite de la grille du tube suivant = 1 M Ω).

Tension d'alimentation V_b (volts)	Résistance extérieure d'anode R_a (M Ω)	Courant d'anode I_a (mA)	Résistance de grille écran R_{g2} (M Ω)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Polarisation négative de la grille V_{g1} (volts)	Pour une tension alternative de sortie de 10 V_{eff} , on obtient:		Pour une tension alternative de sortie de 14 V_{eff} , on obtient:	
						Amplification	Distorsion d (%)	Amplification	Distorsion d (%)
135	0,32	0,30	0,64	0,11	-1,5	72 \times	0,5	72 \times	0,7
90	0,32	0,18	0,4	0,10	-1,5	52 \times	1,5	52 \times	1,8
135	0,20	0,41	0,4	0,15	-1,5	62 \times	0,8	62 \times	1,0
90	0,20	0,24	0,25	0,10	-1,5	48 \times	1,2	48 \times	1,9
135	0,10	0,64	0,2	0,23	-1,5	47 \times	0,9	47 \times	1,6
90	0,10	0,50	0,05	0,20	-1,5	37 \times	0,9	37 \times	1,8

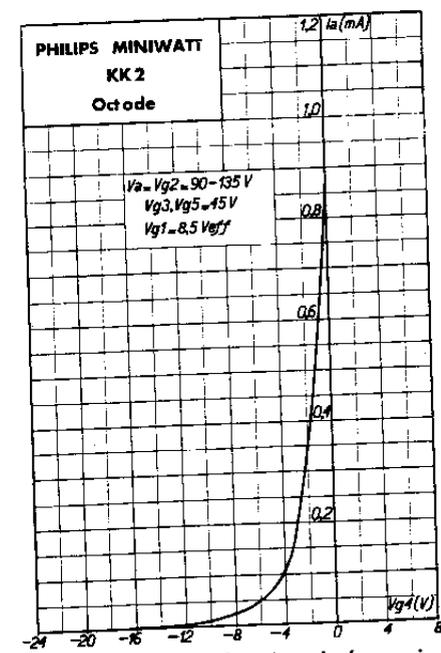


L'octode KK2



La KK 2, changeuse de fréquence octode de la nouvelle série pour alimentation par batteries.

Fig. 1



Courant d'anode en fonction de la tension négative de la grille 4 (échelle linéaire).

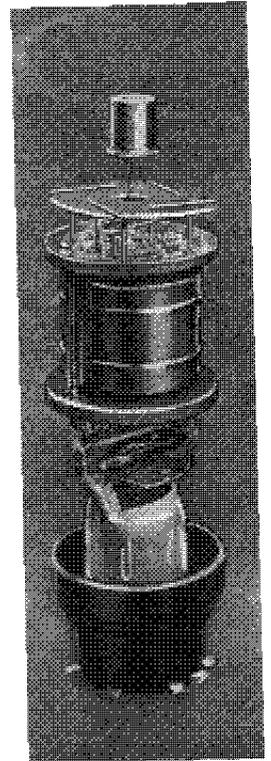
Fig. 3

L'octode KK 2 est une lampe changeuse de fréquence pour superhétérodynes à alimentation par batteries. Elle peut servir aussi bien sur ondes longues et moyennes que sur ondes courtes. La construction de cette octode ressemble à celle de l'octode pour postes à alimentation par le secteur. Le signal incident attaque la quatrième grille, le signal de l'oscillatrice la première grille.

Par suite de la combinaison d'une lampe génératrice d'oscillations locales avec une lampe modulatrice utilisant le même courant électronique et le même filament une économie de courant importante est obtenue sur l'alimentation. Pour un tube à batteries cette lampe présente une pente de conversion et une résistance interne élevées. Il en résulte aussi une amplification très forte. Sur les ondes longues et moyennes la pente de conversion de l'octode KK 2 est variable. Il en résulte que ce tube peut contribuer efficacement aussi à l'action du réglage automatique de l'intensité sonore. Pour réduire la pente de conversion du maximum jusqu'à une valeur $< 0,002 \text{ mA/V}$, il suffit d'une variation de la tension de la grille de -12 V seulement. D'une façon générale, sur ondes courtes, ce tube ne doit pas être soumis à un réglage étant donné que sur cette gamme il entraîne souvent le glissement de la fréquence.

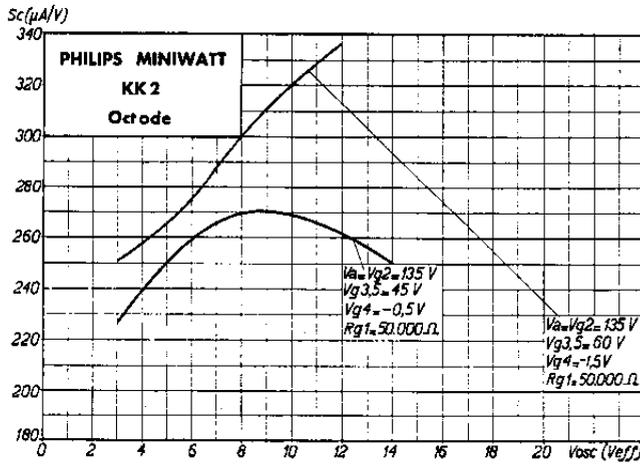
Les propriétés remarquables de ce tube, du point de vue de la transmodulation, se déduisent des courbes de la figure 7.

Comme une tension de la grille-écran réduite a comme conséquence une pente diminuée de la partie oscillatrice (économie de courant H.T.), le choix d'une tension plus élevée pour les grilles-écrans 3 et 5 permet d'arriver à une plus grande stabilité d'oscillation, sur la gamme „ondes courtes”. On arrive ainsi à un accrochage plus facile du tube sur cette gamme.



Construction intérieure de l'octode changeuse de fréquence KK 2.

Fig. 2



Pente de conversion en fonction de la tension oscillante sur la première grille.

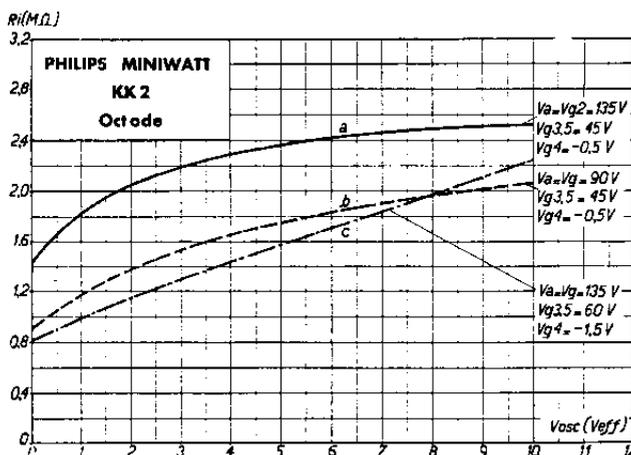
Fig. 4

consommation totale de courant de l'octode augmente par suite de la tension de grille-écran plus élevée, de sorte qu'il est à recommander de réduire cette dernière tension pour les ondes longues et moyennes, sur lesquelles le tube accroche plus facilement, afin de travailler dans des conditions plus favorables.

nes est d'environ 3,5 mA, tandis que sur ondes courtes il est de 4,3 mA. Le courant de chauffage n'est que de 0,13 A.

Ce tube a été étudié spécialement en vue de l'économie dans l'emploi. Le courant de chauffage ainsi que la consommation totale du courant de H.T. sont très faibles, surtout si l'on considère le grand rendement du tube. Ainsi, le courant total de H.T. du tube KK 2, dans le montage économiseur de courant pour ondes longues et moyennes est d'environ 3,5 mA, tandis que sur ondes courtes il est de 4,3 mA. Le courant de chauffage n'est que de 0,13 A.

D'une façon générale, on préférera faire précéder l'octode d'un tube amplificateur haute fréquence, puisque de cette manière on arrive à une meilleure sensibilité. Comme l'amplification à fournir est faible, cet étage haute fréquence pourra fonctionner sur un courant anodique très faible, grâce à une tension de grille-écran appropriée. Ce tube supplémentaire ne constitue donc guère aucun nouveau débit sur la batterie de haute tension. L'étage de haute fréquence donne en même temps une amélioration sensible en ce qui concerne le bruit de fond. D'autre part, il faudra éviter de choisir un degré d'amplification trop élevé avant l'étage changeur de fréquence, afin d'éviter des perturbations par sifflements. Les courbes de la figure 6 fournissent un aperçu sur les perturbations par le bruit de fond et par les sifflements, pour différentes tensions de l'oscillatrice. La courbe B représente la perturbation relative aux sifflements produits par l'harmonique 2 du signal d'entrée. Cette courbe donne le rapport entre l'intensité des sifflements et celle de la musique, mesuré après la deuxième détectrice, le taux de modulation étant de 30 %, le signal V_i sur la grille 4 de l'octode de 3 mV et la détection par la deuxième détectrice linéaire. Voir aussi le Bulletin Technique No. 14, page 10, où la formule (10) donne l'intensité relative du sifflement.



Résistance interne en fonction de la tension oscillante sur la première grille.

Fig. 5

La courbe A donne la perturbation relative par le bruit de fond en fonction de la tension oscillante, pour la même intensité de signal d'entrée et la même profondeur de modulation que précédemment, et pour une largeur équivalente de

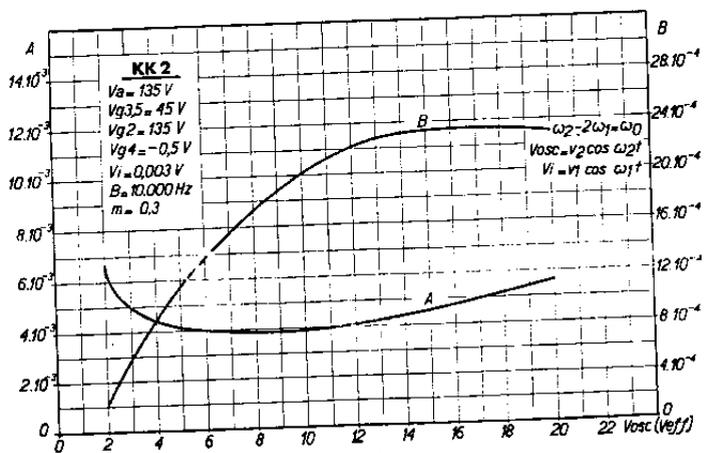


bande $B = 10.000$ périodes par seconde [voir aussi le Bulletin Technique No. 14, page 6, formule (6)]. La perturbation relative du bruit de fond, est le rapport entre le niveau de bruit et l'intensité de la musique, mesuré après la deuxième détectrice, en admettant également une détection linéaire. On peut la représenter par la formule:

$$\frac{\sqrt{I_a}}{S_c \cdot V_i \cdot m} \sqrt{\frac{B}{10.000}}$$

Comme les mesures ont été effectuées pour $B = 10.000$ périodes par seconde, cette formule se simplifie en $\frac{\sqrt{I_a}}{S_c \cdot V_i \cdot m}$ et c'est cette dernière valeur que représente la courbe A de la figure 6.

Sur la gamme „ondes courtes” il est nécessaire d'augmenter le courant total. La pente de conversion, dans la gamme „ondes courtes”, est égale à celle pour les ondes longues et moyennes mais l'amplification de conversion dans cette gamme est plus faible par suite de la qualité moins bonne des circuits accordés pour les fréquences élevées et du couplage électronique entre le circuit oscillant et le circuit d'entrée; la résistance parallèle d'amortissement de la grille 4, jusqu'à une longueur d'onde de 14 m environ, est encore assez élevée pour que la qualité du circuit qui précède n'en subisse guère d'influence défavorable. La figure 4 représente la pente de conversion en fonction de la tension oscillante. Il résulte de ces courbes que, même pour des tensions oscillantes basses, une pente de conversion relativement élevée subsiste. L'amplification de l'étage changeur de fréquence ne variera donc pas beaucoup par modification de la tension oscillante.



Courbe A: $\frac{\text{Intensité du bruit de fond}}{\text{Intensité du signal musical}}$ après la deuxième détectrice (détection linéaire) en fonction de la tension oscillante sur la première grille. Ce rapport peut être représenté par l'expression

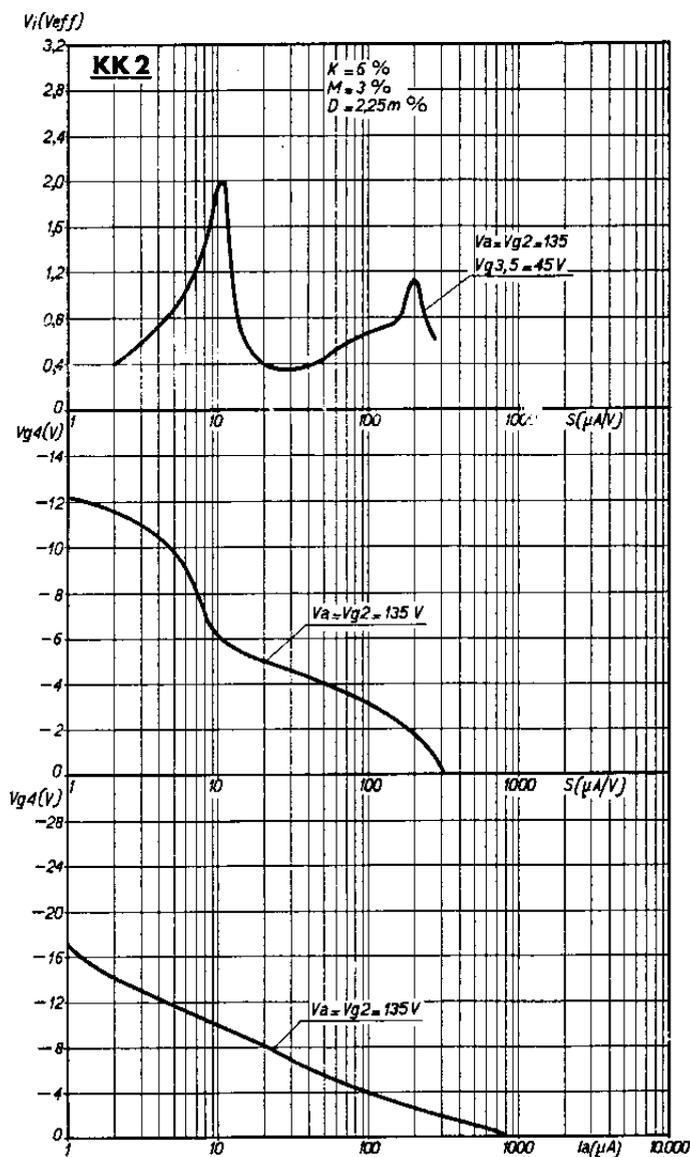
$$\frac{\sqrt{I_a}}{S_c \cdot V_i \cdot m} \quad (B = 10.000 \text{ cycles/seconde}, V_i = 0,003 V, m = 0,3)$$

Courbe B: $\frac{\text{Intensité des sifflements dus à l'harmonique 2 du signal d'entrée}}{\text{Intensité du signal musical}}$ après la deuxième détectrice (détection linéaire) en fonction de la tension oscillante sur la première grille.

Ce rapport peut être représenté par l'expression $\frac{f_2}{S_c \cdot m}$

$$(V_i = 0,003 V, m = 0,3).$$

Fig. 6



Courbe supérieure: tension alternative d'entrée en fonction de la pente de conversion modifiée par la polarisation négative de la grille 4, pour une transmodulation de 6% (échelle logarithmique de la pente).

Courbe moyenne: Pente de conversion (échelle logarithmique) en fonction de la polarisation négative de la grille 4.

Courbe inférieure: Courant d'anode (échelle logarithmique) en fonction de la polarisation négative de la grille 4.

Fig. 7

Caractéristiques de chauffage

Chauffage direct par courant de batterie

Tension de chauffage $V_f = 2,0 \text{ V}$
 Courant de chauffage $I_f = 0,13 \text{ A}$

Capacités

C_{g1}	=	6,6 $\mu\mu\text{F}$	C_{g1g4}	<	0,12 $\mu\mu\text{F}$
C_{g4}	=	9,1 $\mu\mu\text{F}$	C_{g2g4}	<	0,35 $\mu\mu\text{F}$
C_a	=	14,3 $\mu\mu\text{F}$	C_{ag4}	<	0,07 $\mu\mu\text{F}$
C_{g2}	=	8,7 $\mu\mu\text{F}$			



Caractéristiques de service

1. Utilisation sur ondes longues et moyennes

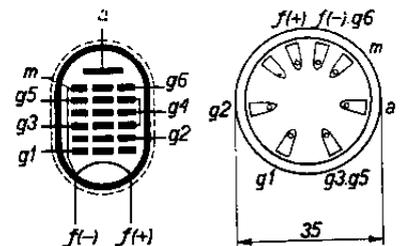
Tension d'anode	V_a	= 90 V	V_a	= 135 V
Tension d'anode auxiliaire	V_{g^2}	= 90 V	V_{g^2}	= 135 V
Tension des grilles-écrans	$V_{g^{3,5}}$	= 45 V	$V_{g^{3,5}}$	= 45 V
Polarisation négative de grille 1 (à l'état de non oscillation)				
	V_{g^1}	= 0 V	V_{g^1}	= 0 V
Tension oscillante sur la grille 1	V_{osc}	= 8,5 V_{eff}	V_{osc}	= 8,5 V_{eff}
Résistance de fuite de la grille 1	R_{g^1}	= 50.000 Ω	R_{g^1}	= 50.000 Ω
Polarisation négative de la grille 4	V_{g^4}	= -0,5 V	V_{g^4}	= -0,5 V
Cour. d'anode (pour $V_{g^4} = -0,5$ V).	I_a	= 0,7 mA	I_a	= 0,7 mA
Cour. d'anode (pour $V_{g^4} = -12$ V).	I_a	< 0,015 mA	I_a	< 0,015 mA
Courant d'anode auxiliaire	I_{g^2}	= 1,3 mA	I_{g^2}	= 2,1 mA
Courant de grille-écran	$I_{g^3} + I_{g^5}$	= 0,6 mA	$I_{g^3} + I_{g^5}$	= 0,7 mA
Pente de conversion (pour $V_{g^4} = -0,5$ V)				
	S_c	= 0,27 mA/V	S_c	= 0,27 mA/V
Pente de conversion (pour $V_{g^4} = -12$ V)				
	S_c	< 0,002 mA/V	S_c	< 0,002 mA/V
Résistance interne (pour $V_{g^4} = -0,5$ V)				
	R_i	= 2 M Ω	R_i	= 2,5 M Ω
Résistance interne (pour $V_{g^4} = -12$ V)				
	R_i	> 10 M Ω	R_i	> 10 M Ω

2. Utilisation sur ondes courtes

Tension d'anode	V_a	= 135 V
Tension d'anode auxiliaire	V_{g^2}	= 135 V
Tensions des grilles-écrans	$V_{g^{3,5}}$	= 60 V
Polarisation négative de la grille 1 (en l'absence d'oscillation)		
	V_{g^1}	= 0 V
Tension oscillante sur la grille 1	V_{osc}	= 6 V_{eff}
Résistance de fuite de la grille 1	R_{g^1}	= 50.000 Ω
Polarisation négative de la grille 4	V_{g^4}	= -1,5 V
Courant d'anode	I_a	= 1,0 mA
Courant d'anode auxiliaire	I_{g^2}	= 2,3 mA
Courant des grilles-écrans	$I_{g^3} + I_{g^5}$	= 1,0 mA
Pente de conversion	S_c	= 0,27 mA/V
Résistance interne	R_i	= 1,7 M Ω

Limites fixées pour les caractéristiques

V_a max	= 150 V	V_{g^4} max ($I_{g^4} = 0,3 \mu A$)	= -0,2 V
W_a max	= 0,5 W	V_{g^2} max	= 150 V
$V_{g^{3,5}}$ max	= 100 V	W_{g^2} max	= 0,6 W
$W_{g^{3,5}}$ max	= 0,4 W	R_{g^1} max	= 100.000 Ω
R_{g^4} max	= 2,5 M Ω	I_k max	= 11 mA

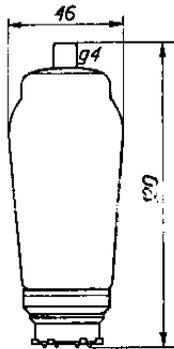


Disposition des électrodes et connexions sur le culot du tube KK2.
Fig. 8



Utilisation

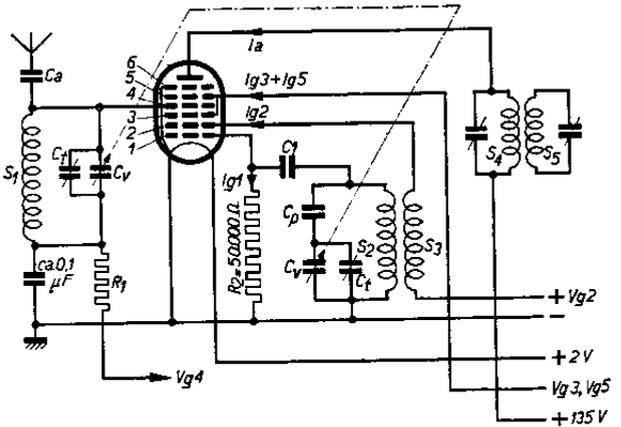
En ce qui concerne l'utilisation de ce tube, on pourra consulter la description de l'octode AK 2 dans un Bulletin précédent. Le montage de principe du tube est donné sur la figure 10. L'oscillation locale est engendrée dans la partie-triode, constituée par le filament et les grilles 1 et 2. Le circuit oscillant accordé est connecté à la grille de commande. Cette grille reçoit automatiquement une tension négative (détection grille) au moyen de la résistance de fuite R_2 de 50.000 ohms et du condensateur C_1 , dont la capacité est de 100 à 1000 $\mu\mu\text{F}$. La self de réaction S_3 fait partie du circuit de l'anode auxiliaire. La réaction devra être réglée de manière à avoir sur ondes longues et moyennes un courant de grille d'environ 100 μA parcourant la résistance de fuite R_2 . La tension oscillante sera alors d'environ 8,5 V_{eff} . Sur la gamme „ondes courtes”, le courant de grille sera d'environ 60 μA , en moyenne. Comme le courant de l'anode principale est commandé par la grille première, la pente de la grille 4, par rapport à l'anode, subira l'influence de la tension oscillante, de sorte que le courant d'anode dans la partie penthode, soumis à l'action de la grille 4, sera modulé par cette tension oscillante. La partie penthode



Encombrement du tube KK2.
Fig. 9

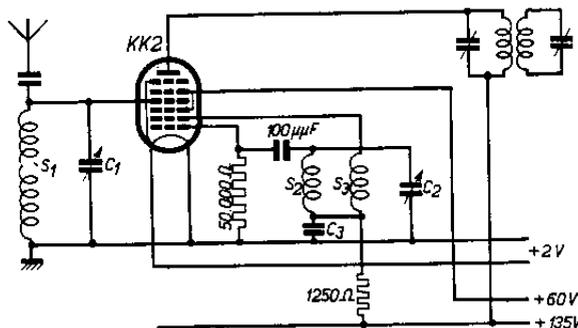
comporte la cathode virtuelle entre les grilles 3 et 4, la grille de commande 4, la grille-écran 5, la grille de freinage 6 et l'anode. Cette double influence subie par le courant anodique principal a pour conséquence une tension de moyenne fréquence, aux bornes du transformateur moyenne fréquence dans le circuit d'anode, dont la fréquence est égale à la différence de celles de l'oscillatrice et du signal d'entrée.

Au sujet du circuit oscillant, on peut encore remarquer que la réaction doit être plus forte que pour l'octode AK 2, la pente de la partie triode étant plus faible, par suite



Montage de principe de l'octode à alimentation par batteries KK2 pour ondes longues et moyennes.

Fig. 10



Montage de principe de l'octode KK 2 pour l'utilisation sur „ondes courtes”.

Fig. 11

des plus faibles dimensions de la cathode.

Sur la gamme „ondes courtes” la bobine de réaction qu'on utilise d'habitude avec l'octode AK 2 comporte un nombre de spires, tel qu'en augmentant ce nombre on pourrait s'attendre à des difficultés, telles que blocage sur certains accords, etc. C'est pour cette raison que nous recommandons d'utiliser un circuit que nous représentons figure 11. Dans ce circuit la réaction inductive normale par la self de réaction S_3 est aidée par une réaction capacitive au moyen du condensateur C_3 dont la valeur



est de $2500 \mu\mu\text{F}$. Les bobines et les autres éléments de ce montage ont des valeurs normales. Le condensateur C_3 sera du type à diélectrique de mica de très bonne qualité.

Dans certains cas, il sera possible d'obtenir sur la gamme „ondes courtes” de meilleurs résultats, en choisissant la fréquence d'entrée supérieure à la fréquence de l'oscillation locale ($\omega_o = \omega_i - \omega_h$, où $\omega_o =$ moyenne fréquence, ω_i la fréquence du signal incident et ω_h la fréquence de l'oscillation locale au lieu de $\omega_o = \omega_h - \omega_i$, comme d'habitude).

Sur ondes longues et moyennes, il est possible de réduire encore légèrement la consommation totale de courant de H.T. de ce tube, en utilisant une tension inférieure à 135 V sur l'anode auxiliaire. Toutefois, pour un fonctionnement sûr du tube, cette tension ne devra pas descendre au-dessous de 90 V. Pour les tensions réduites, il faut augmenter le nombre de spires de la self de réaction.

La pente de la grille 4 de ce tube est variable. Dans le montage pour ondes longues et moyennes cette grille peut être soumise à l'influence de la tension régulatrice d'une diode pour la compensation automatique du fading. Sur ondes courtes, la polarisation de la grille 4 ne devra pas être variable, afin d'éviter le glissement de la fréquence. Le cas échéant, on pourra prendre des mesures spéciales, pour éviter cet inconvénient. Pour les ondes courtes, la polarisation négative fixe de la grille 4 sera de $-1,5$ V.



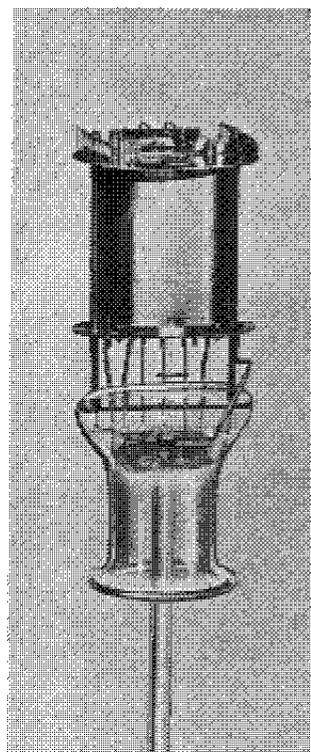
La penthode de sortie KL4



La nouvelle penthode de sortie KL 4 pour postes à alimentation par batteries.

Fig. 1

La KL 4 est une lampe de sortie penthode pour récepteurs à batteries. Toujours pour économiser sur le courant de chauffage et sur le courant d'anode on a cherché à obtenir un rendement très élevé pour une dissipation anodique moyenne. C'est ainsi qu'on a réalisé une lampe de sortie dont le courant de chauffage est égal à 140 mA pour une tension de chauffage de 2 volts et dont le courant anodique se monte à 7 mA seulement pour une tension plaque de 135 volts. Il est évident qu'une si faible dissipation anodique demande un sacrifice sur le maximum de puissance modulée. Toutefois, grâce au rendement élevé, cette lampe permet encore d'atteindre une puissance utile de 0,44 watts pour une distorsion de 10%, d'où il résulte un rendement de 47% environ.



Construction interne du tube KL 4.

Fig. 2

Cette valeur de la puissance utile permet d'obtenir des auditions tout à fait satisfaisantes, particulièrement si l'on tient compte des exigences que l'on pose aux récepteurs batteries et, surtout, si l'on utilise des haut-parleurs dynamiques à grande sensibilité.

La dépense réduite de cette lampe sur la batterie de haute tension est très intéressante et elle en garantit une longue vie. La KL 4 donnera des résultats encore bien plus satisfaisants en l'utilisant dans un étage pushpull classe B. La puissance utile d'un tel étage sera alors de 0,81 watt pour une distorsion de 8% environ, elle est de 0,5 watt pour 2% de distorsion seulement. L'utilisation d'un étage classe B dans un poste à batteries est très intéressante. Le débit de la batterie H.T. se règle en effet suivant l'intensité du signal sur les grilles, d'où il résulte une économie de courant encore plus grande et, par conséquent, une vie plus longue de cette batterie, la puissance utile étant en même temps plus importante. Pendant les silences, l'étage de sortie ne consommera que 3 mA seulement, cette consommation augmente jusqu'à 9,8 mA pour la puissance maximum. Le débit

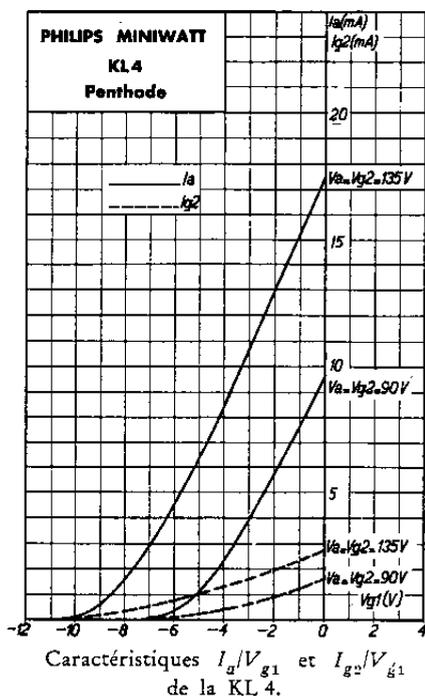
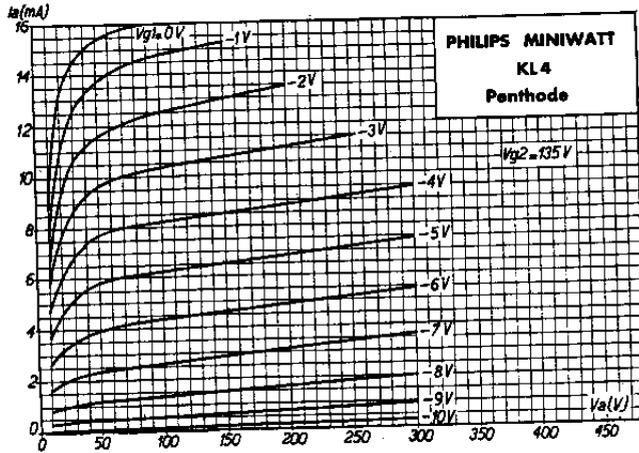


Fig. 12



Caractéristiques I_a/V_a de la KL 4 pour $V_{g2} = 135$ V.

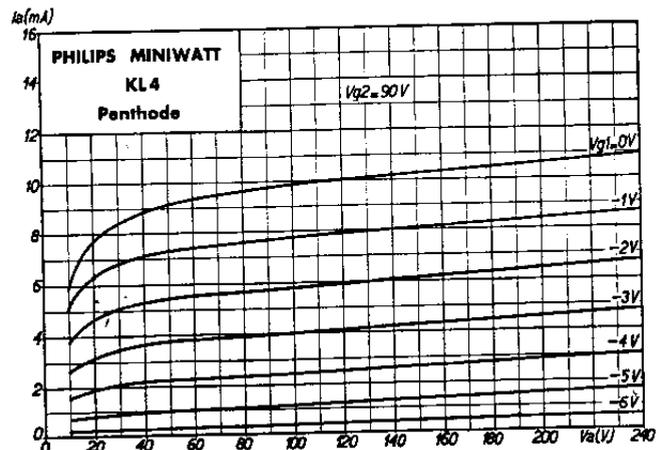
Fig. 4

moyen de la batterie se maintiendra donc le plus souvent très en-dessous de ces 9,8 mA. Supposons que les *forte* de la musique reproduite soient 10 fois plus forts que les passages de volume moyen et que l'étage de sortie soit juste modulé complètement par les *forte*, condition sine qua non si l'on veut éviter une distorsion excessive, l'étage de sortie ne prendra en moyenne qu'un courant de 4 mA environ. Ce chiffre est très intéressant si on le compare avec le débit continu de 7 mA d'une seule lampe en classe A. De plus, l'auditeur aura le moyen d'épargner davantage sa batterie en réglant son appareil sur un volume plus modique. Naturellement il faut alors encore tenir compte du courant de chauffage et du courant de grille-écran. Mais même en considérant ces facteurs, l'étage classe B à deux penthodes KL 4 présente des avantages essentiels.

Un autre point très intéressant à relever est la grande sensibilité de la KL 4. Elle n'a besoin que d'un signal de 0,9 volt_{eff} pour obtenir une puissance modulée de 50 mW. Elle contribue donc efficacement à la sensibilité totale de l'appareil sur lequel elle est montée. Pour la moduler jusqu'à 10% de distorsion il faut seulement un signal de 3,3 volts_{eff}, valeur très réduite, qui permettrait de la connecter, le cas échéant, directement après une détectrice diode sans introduire des phénomènes de distorsion excessive dans la lampe M.F. précédente. Cependant on ne pourra pas, dans ce cas faire de réglage automatique au moyen de la lampe M.F., parce que, pour des pentes plus faibles, résultant du réglage, on pourrait introduire des phénomènes de distorsion.

Caractéristiques I_a/V_a de la KL 4 pour $V_{g2} = 90$ V.

Fig. 5





Caractéristiques de chauffage

Chauffage direct par courant batterie.

Tension de chauffage	$V_f = 2,0 \text{ V}$
Courant de chauffage	$I_f = \text{env. } 0,14 \text{ A}$

Caractéristiques de service, amplification classe A (une seule lampe)

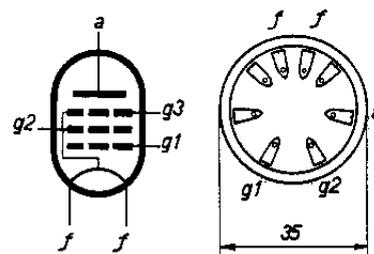
Tension d'anode	$V_a = 90 \text{ V}$	$V_a = 135 \text{ V}$
Tension de grille-écran	$V_{g2} = 90 \text{ V}$	$V_{g2} = 135 \text{ V}$
Polarisation négative de la grille	$V_{g1} = -2,6 \text{ V}$	$V_{g1} = -4,7 \text{ V}$
Courant d'anode au point de fonctionnement	$I_a = 4,7 \text{ mA}$	$I_a = 7 \text{ mA}$
Courant de grille-écran au point de fonctionnement	$I_{g2} = 0,7 \text{ mA}$	$I_{g2} = 1 \text{ mA}$
Pente au point de fonctionnement	$S = 1,8 \text{ mA/V}$	$S = 2,1 \text{ mA/V}$
Résistance interne au point de fonctionnement	$R_i = 170.000 \ \Omega$	$R_i = 150.000 \ \Omega$
Impédance de charge optimum	$R_a = 19.000 \ \Omega$	$R_a = 19.000 \ \Omega$
Puissance modulée pour 10% de distorsion	$W_o = 0,16 \text{ W}$	$W_o = 0,44 \text{ W}$
Tension alternative de grille pour 10% de distorsion	$V_i = 2,0 \text{ V}_{eff}$	$V_i = 3,3 \text{ V}_{eff}$
Tension alternative de grille pour 50 mW de puissance de sortie (sensibilité)	$V_{i(50 \text{ mW})} = 1,0 \text{ V}_{eff}$	$V_{i(50 \text{ mW})} = 0,9 \text{ V}_{eff}$

Caractéristiques de service, amplification classe B (deux lampes)

Tension d'anode	$V_a = 90 \text{ V}$	$V_a = 135 \text{ V}$
Tension de grille-écran	$V_{g2} = 90 \text{ V}$	$V_{g2} = 135 \text{ V}$
Polarisation négative de la grille	$V_{g1} = -5,2 \text{ V}$	$V_{g1} = -8 \text{ V}$
Courant d'anode au repos	$I_{ao} = 2 \times 1,0 \text{ mA}$	$I_{ao} = 2 \times 1,5 \text{ mA}$
Courant d'anode, modulation à fond	$I_{amax} = 2 \times 2,7 \text{ mA}$	$I_{amax} = 2 \times 4,9 \text{ mA}$
Impédance de charge optimum d'une anode à l'autre	$R_a = 40.000 \ \Omega$	$R_a = 35.000 \ \Omega$
Puissance de sortie maximum	$W_{omax} = 0,27 \text{ W}$	$W_{omax} = 0,81 \text{ W}$
Distorsion totale pour la puissance de sortie max.	$d_{tot} = 6,4\%$	$d_{tot} = 8\%$

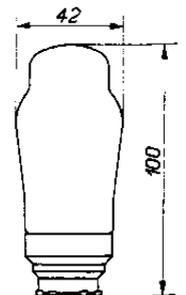
Limites fixées pour les caractéristiques

$V_a \text{ max}$	$= 150 \text{ V}$
$W_a \text{ max}$	$= 1 \text{ W}$
$I_k \text{ max}$	$= 10 \text{ mA}$
$V_{g2} \text{ max}$	$= 150 \text{ V}$
$W_{g2} \text{ max}$	$= 0,25 \text{ W}$
$V_{g1} \text{ max}$ ($I_{g1} = 0,3 \ \mu\text{A}$)	$= -0,2 \text{ V}$
$R_{g1a} \text{ max}$	$= 1,5 \text{ M}\Omega$
$R_{g1f} \text{ max}$	$= 1,0 \text{ M}\Omega$



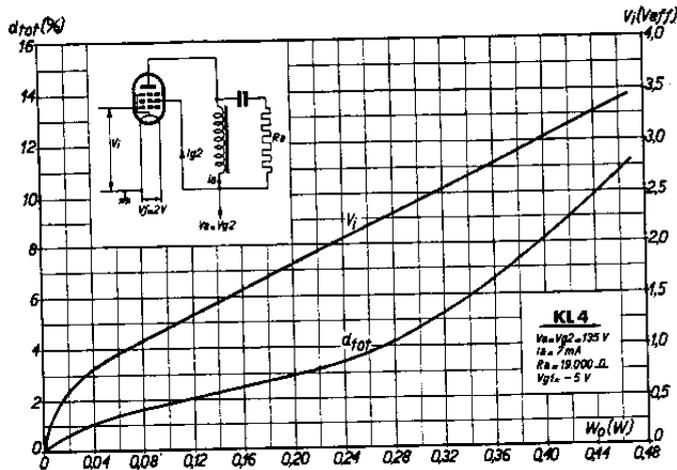
Disposition des électrodes et connexions du culot de la KL 4.

Fig. 6



Encombrement de la KL 4.

Fig. 7

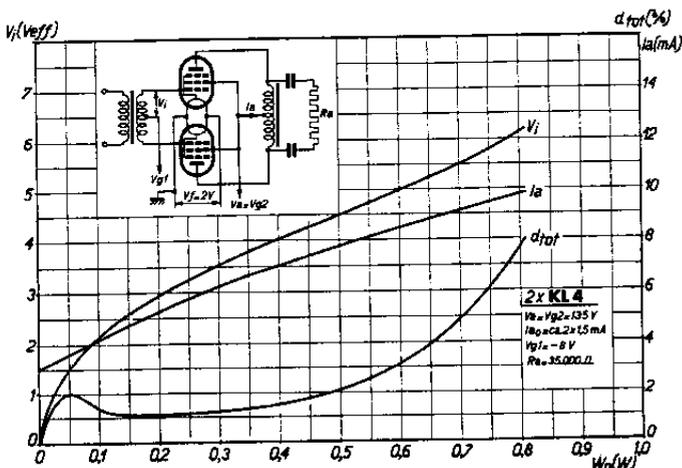
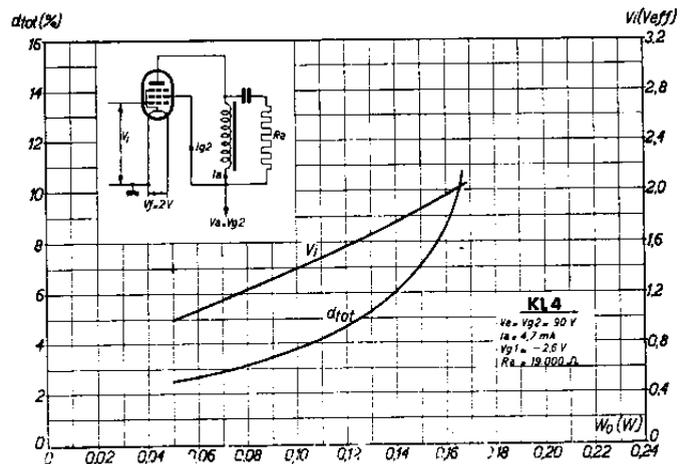


Tension alternative de grille et distorsion totale de la KL 4 en fonction de la puissance modulée, utilisation en classe A avec une tension $V_a = V_{g2} = 135 \text{ V}$.

Fig. 8

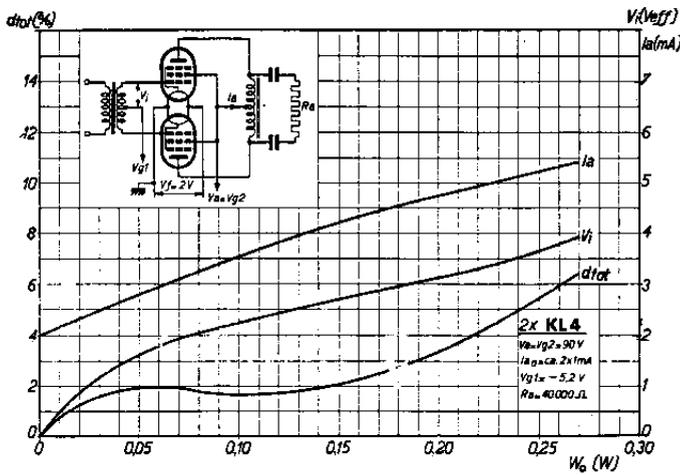
Tension alternative de grille et distorsion totale de la KL 4 en fonction de la puissance modulée, utilisation en classe A avec une tension $V_a = V_{g2} = 90 \text{ V}$.

Fig. 9



Tension alternative de grille, distorsion totale et courant d'anode de deux lampes KL 4 en fonction de la puissance modulée, utilisation en classe B avec une tension $V_a = V_{g2} = 135 \text{ V}$.

Fig. 10



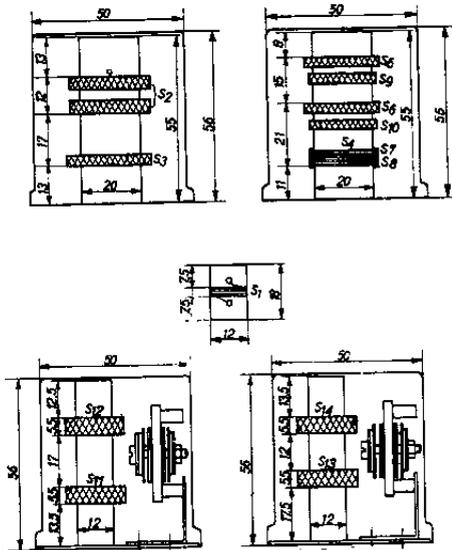
Tension alternative de grille, distorsion totale et courant d'anode de deux lampes KL 4 en fonction de la puissance modulée, utilisation en classe B avec une tension $V_a = V_{g2} = 90 \text{ V}$.

Fig. 11

Utilisation

Pour utiliser cette lampe il faut observer les règles habituelles. Il faut établir l'appareil de telle manière que les valeurs maxima pour les courants et tensions indiquées ci-dessus ne soient jamais dépassées. Il faudra tenir compte de la valeur maximum de la résistance de fuite de la grille de commande, sans quoi la vie du tube risquerait d'être abrégée.

Il faut aussi prendre les précautions nécessaires pour empêcher que l'anode reste sans tension si l'on déconnecte le haut-parleur, sans quoi la grille-écran serait surchargée.



Selfs H.F. pour ondes longues, ondes moyennes et ondes courtes, selfs de l'oscillatrice et selfs M.F.

Fig. 2

Tableau des selfs

Selfs	Nombre de spires	Self-induction	Mode d'enroulement	Diamètre du noyau	Diamètre du fil	Genre de fil
S1	22	8,8 μ H	cylindrique	12 mm	0,1 mm	émaillé
S2	2 x 47	160 μ H	nid d'abeilles	20 mm	15 x 0,05	litz
S3	225	S2+S3 = 2150 μ H	nid d'abeilles	20 mm	0,1 mm	émaillé
S4	6	1,3 μ H	cylindrique	20 mm	0,5 mm	émaillé
S5	62	S4+S5 = 128 μ H	nid d'abeilles	20 mm	0,1 mm	émaillé
S6	159	S4+S5+S6 = 987 μ H	nid d'abeilles	20 mm	0,1 mm	émaillé
S7	3 prise	—	cylindrique	24 mm	0,1 mm	émaillé
S8	3 médiane	—	—	—	—	—
S9	45	—	nid d'abeilles	20 mm	0,1 mm	émaillé
S10	65	—	nid d'abeilles	20 mm	0,1 mm	émaillé
S11, S12, S13 et S14	1080	$\pm 17,5$ mH	nid d'abeilles	12 mm	0,1 mm	émaillé

Courants et tensions

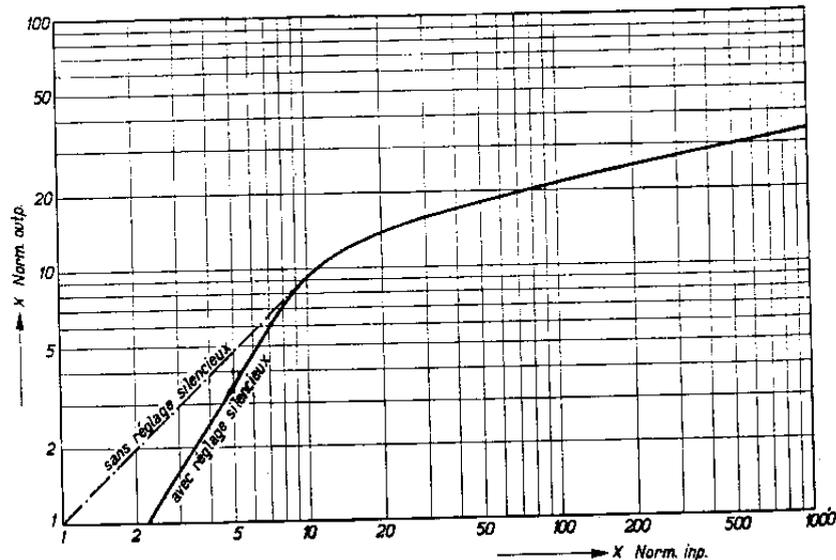
Les courants et tensions qui se présentent aux divers points du montage et dont la connaissance est nécessaire pour la mise au point de l'appareil sont indiqués sur le schéma de principe, figure 1. Les tensions et courants ont été mesurés sur les appareils réalisés, sans signal sur la borne d'antenne. De plus, toutes les tensions sont indiquées par rapport au châssis.

Sensibilité

- Signal M.F. sur la diode pour 50 mW de puissance modulée = 0,36 V
 - Signal M.F. sur la grille de la lampe M.F. pour 50 mW de puissance modulée .. = 2,5 mV
 - Signal H.F. sur la grille 4 de l'octode pour 50 mW de puissance modulée = 17 μ V
- } amplification M.F. = 144 x
} amplification de conversion = 147 x
- Signal d'antenne pour 50 mW de puissance modulée sur 225 m = 3 μ V
 - Amplification dans le filtre de bande H.F. sur 225 m = 5,7 x
 - Signal d'antenne pour 50 mW de puissance modulée sur 500 m = 10 μ V
 - Amplification dans le filtre de bande H.F. sur 500 m = 1,7 x
 - Signal d'antenne pour 50 mW de puissance modulée sur 900 m = 3,8 μ V
 - Amplification dans le filtre de bande H.F. sur 900 m = 4,5 x
 - Signal d'antenne pour 50 mW de puissance modulée sur 2000 m = 13 μ V
 - Amplification dans le filtre de bande H.F. sur 2000 m = 1,3 x

Sélectivité

- Pour un désaccord de ± 4 kc/s l'atténuation est de 1 : 10
- Pour un désaccord de ± 9 kc/s l'atténuation est de 1 : 100
- Pour un désaccord de ± 16 kc/s l'atténuation est de 1 : 1000



Courbe caractéristique du réglage automatique avec et sans réglage silencieux.

Fig. 3