

PHILIPS RADIO

“MINIWATT”

1935-1936





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. 20-22

MARS-AVRIL-MAI 1935

LAMPES
RECEPTRICES
"MINIWATT"

TUBES AMPLI-
FICATEURS

TUBES
REDRESSEURS

TUBES
REGULATEURS

CONDENSATEURS
ELECTROLYTIQUES

TRANSFOR-
MATEURS B.F.

MOTEURS DE
HAUT-PARLEUR

Le programme des nouveaux tubes pour la saison 1935/1936

L'évolution rapide des récepteurs de T.S.F. ainsi que l'extension des gammes de réception sur des bandes de longueurs d'ondes toujours plus courtes nous ont amenés à abandonner l'ancienne série des tubes 4 volts à courant alternatif pour la remplacer par une série 4 volts entièrement nouvelle ayant des qualités remarquables en ce qui concerne les caractéristiques (même dans la gamme „ondes courtes”), la stabilité de fonctionnement, la durée de chauffage des cathodes, l'encombrement réduit, etc.

Cette nouvelle série se caractérise par l'application de nouveaux principes de construction, ce qui a permis non seulement de réduire l'encombrement des tubes, mais aussi d'éliminer encore davantage les perturbations souvent engendrées dans les tubes mêmes, telles que crachements, effet microphonique, charges négatives des parois de l'ampoule et des supports en verre ou en mica etc.

L'emploi de la cathode à chauffage rapide a permis de réduire le temps nécessaire au chauffage de la cathode après la mise en circuit de l'appareil à environ 15 secondes, tandis que pour les anciennes lampes il fallait 55 secondes environ.

L'encombrement réduit de la majorité des nouveaux tubes a encore été accentué par l'emploi du nouveau culot standard P pour tous les tubes. Puisque la nouvelle construction permettait aussi d'amener la sortie des grilles de commande au sommet de l'ampoule, ces tubes sont tout à fait identiques aux tubes de la série tous courants et il en résulte un avantage capital, celui de pouvoir construire des modèles d'appareils tout à fait semblables dans les deux séries. Les éléments essentiels des châssis pour l'alimentation en alternatif seulement ou en alternatif et continu restent ainsi les mêmes, d'où il résulte une grande simplification dans la fabrication. On n'aura plus besoin de prévoir les connexions des selfs aux grilles de commande tantôt en-dessous du châssis, tantôt au-dessus, ni de prévoir des supports différents. L'encombrement des tubes étant, le même, leur arrangement et celui des autres pièces sur le châssis pourra être rigoureusement identique. La seule différence sera toujours le circuit des filaments ainsi que la partie alimentation plaque. Cette nouvelle série de tubes 4 volts à courant alternatif comprend une changeuse de fréquence perfectionnée pour la réception des ondes courtes, une penthode à pente variable dont les propriétés ont été spécialement étudiées au point de vue de la transmodulation, une penthode à pente fixe pouvant servir comme amplificatrice B.F., une duodiode simplifiée, une duodiode-triode pour la détection, une triode pour l'amplification B.F., deux penthodes de sortie à pente normale, l'une à chauffage direct et l'autre à chauffage indirect, une penthode de sortie à très forte pente et à chauffage indirect ainsi qu'une redresseuse biplaque à chauffage direct.

Pour avoir des séries de lampes identiques en 4 volts alternatif et en tous courants, il a fallu compléter la série existante des tubes tous courants par quelques nouveaux types, tels que la penthode à pente variable à caractéristique étendue, la duodiode simplifiée, la duodiode-triode, et la triode B.F.

Imprimé en
Hollande



La série des tubes pour autos à 13 volts sera de nouveau composée cette année par les tubes à filament de 13 volts de la série tous courants, complétée par la penthode de sortie CL 1 de l'année dernière, qui donne 8 watts de puissance anodique et la redresseuse biplaque existante FZ 1. La série existante des tubes pour autos à 6,3 volts sera complétée seulement par une triode.

Chacun des nouveaux types a été créé après des considérations techniques approfondies, aussi chaque type ne devra-t-il remplir, dans l'appareil, que la fonction pour laquelle il a été étudié et seulement celle-là. En employant un seul tube pour plusieurs fonctions on diminue la sécurité de fonctionnement de l'appareil.

Quoique les tubes multiples n'aient pas été lancés parce que leur sécurité de fonctionnement n'est pas suffisante, on a cependant créé pour des considérations d'ordre pratique, dans les deux séries, une duodiode-triode. Par suite de la grande amplification des étages changeur de fréquence et moyenne fréquence dans les superhétérodynes modernes et à cause de la détection linéaire généralement exigée, il était nécessaire de prévoir une triode dans la série tous courants. De plus, comme les superhétérodynes modernes comportent un assez grand nombre de lampes, il était indispensable de ne pas augmenter la chute de tension dans le circuit filament des appareils tous courants. C'est pour cette raison que l'on a créé une duodiode-triode dans cette série.

Pour avoir une série identique pour courant alternatif, le même type de lampe à été adopté pour cette dernière.

Il faut encore remarquer que la combinaison d'une duodiode, avec une triode n'a conduit ni à une diminution du coefficient de sûreté ni à un amoindrissement du rendement individuel des tubes.

Ci-dessous, nous donnons un tableau synoptique des nouveaux tubes de la prochaine saison:

Ces nouveaux tubes sont:

Série 4 V à courant alternatif

1) AK 2	Octode	Etage changeur de fréquence
2) AF 3	Penthode-Sélectode	Etage moyenne fréquence ou haute fréquence
3) AB 2	Duodiode	Etage de détection
4) AF 7	Penthode H.F.	Etage amplificateur B.F., H.F. ou de détection
5) AC 2	Triode	Oscillatrice ou amplificatrice B.F.
6) ABC 1	Duodiode-triode	Déetectrice et amplificatrice B.F.
7) AL 1	Penthode de sortie (à chauffage direct)	Etage de sortie
8) AL 2	Penthode de sortie (chauffage indirect)	Etage de sortie
9) AL 3	Penthode de sortie à pente élevée (chauffage indirect)	Etage de sortie
10) AZ 1	Tube redresseur biplaque (à chauffage direct)	Alimentation plaque

Série CC/CA 200 mA

1) CF 3	Penthode-Sélectode	Etage moyenne fréquence ou haute fréquence
2) CB 2	Duodiode	Etage de détection
3) CF 7	Penthode H.F.	Etage amplificateur B.F., H.F. ou de détection
4) CC 2	Triode	Oscillatrice ou amplificatrice B.F.
5) CBC 1	Duodiode-triode	Déetectrice et amplificatrice B.F.



Série pour auto 13 V

Les mêmes tubes que les types 13 V de la série ci-dessus pour CC/CA.

Série pour auto 6,3 V

1) **EC 2** Triode

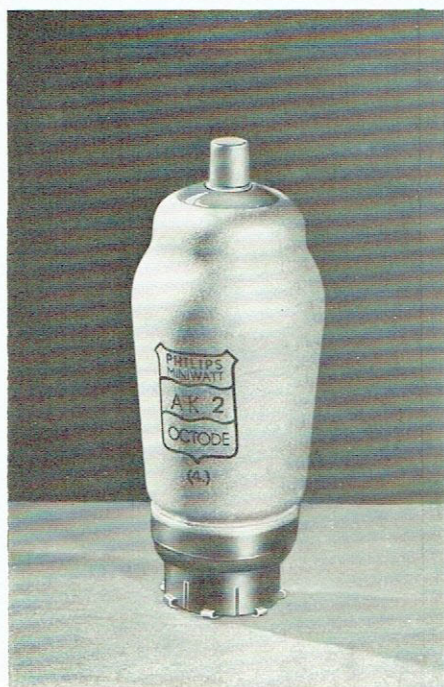
Oscillatrice ou amplificatrice B.F.

Dans les articles suivants nous donnons les caractéristiques détaillées de tous les nouveaux tubes.



Nouvelles lampes à courant alternatif 4 V.

AK 2 Octode



La nouvelle changeuse de fréquence AK 2 avec cathode à chauffage rapide de la série courant alternatif 4 volts.

Fig. 1

La nouvelle octode, comme d'ailleurs déjà indiqué, de la cathode à durée de chauffage réduite et du culot P standard permettant de réduire considérablement ses dimensions.

Les grands avantages de l'octode ont déjà été traités en détail dans les divers Bulletins Techniques de la saison passée et nous ne croyons pas nécessaire d'y revenir. La grande résistance interne et les amortissements réduits garantissent la plus grande amplification de conversion possible et les récepteurs équipés avec la AK 2 se distinguent par leur très grande sensibilité. Les caractéristiques de cette lampe sont à peu près les mêmes que celles de l'octode AK 1.

Caractéristiques de chauffage

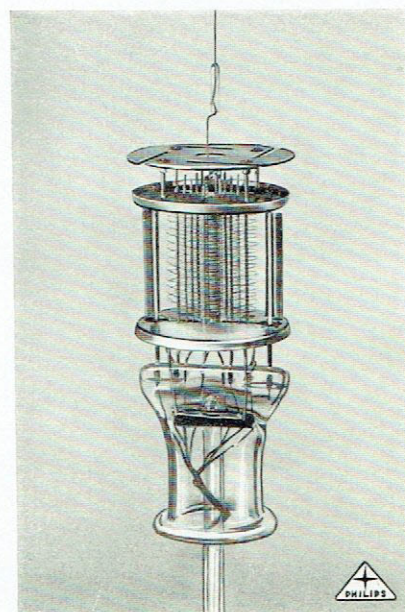
Chauffage: indirect par courant alternatif

Tension de chauffage $V_f = 4$ volts

Courant de chauffage $I_f = 0,65$ A env.

L'octode AK 2 est la changeuse de fréquence de la nouvelle série des lampes à courant alternatif 4 volts qui peut être employée avec grand avantage dans les récepteurs superhétérodynes à trois gammes de longueurs d'onde: grandes ondes, petites ondes et ondes extra-courtes.

La possibilité d'utilisation de ce tube dans la bande ondes extra-courtes caractérise spécialement ce type de lampe. Un nombre toujours croissant de récepteurs, même dans la catégorie bon marché, est pourvu actuellement de la bande ondes courtes et, bien que les conditions de réception de celle-ci soient encore loin d'être idéales, le public manifeste déjà un intérêt très vif pour ces émissions. Le fonctionnement impeccable de l'octode en ondes courtes devient particulièrement intéressant pour des récepteurs spécialement construits pour cette bande. Considérant la grande importance de la gamme „ondes courtes” nous avons apporté quelques petites modifications à la construction de l'octode AK 1, permettant d'améliorer encore considérablement la réception des ondes courtes. En même temps on a muni la



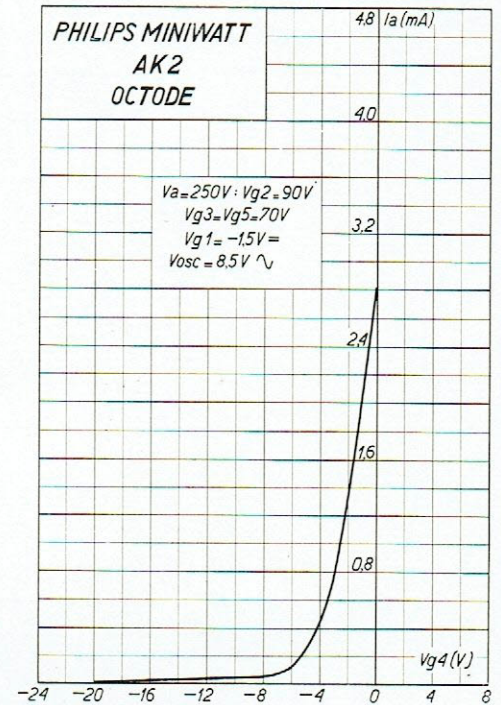
Construction intérieure de l'octode AK 2. L'anode a été enlevée permettant ainsi d'avoir une impression du système complexe des 6 grilles.

Fig. 2



Capacités

C_{g_1}	=	9,1	$\mu\mu\text{F}$
C_{g_4}	=	8,7	$\mu\mu\text{F}$
C_a	=	12,5	$\mu\mu\text{F}$
C_{g_2}	=	6,0	$\mu\mu\text{F}$
$C_{g_1g_4}$	<	0,35	$\mu\mu\text{F}$
$C_{g_2g_4}$	<	0,25	$\mu\mu\text{F}$
C_{ag_4}	<	0,06	$\mu\mu\text{F}$



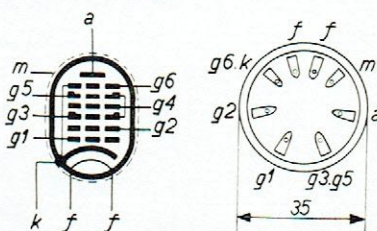
Caractéristique I_a/V_{g_4} de l'octode AK 2

Fig. 3

Caractéristiques de service¹⁾

Tension anodique	V_a	=	250 volts
Tension de l'anode auxiliaire	V_{g_2}	=	90 volts
Tensions de grille-écran	$V_{g_{3,5}}$	=	70 volts
Polarisation négative de la grille (à l'état de non-oscillation)	V_{g_1}	=	-1,5 volt
Courant anodique (pour $V_{g_4} = \text{env. } -1,5$ volt)	I_a	=	1,6 mA
Courant anodique (pour $V_{g_4} = -25$ volts)	I_a	<	0,015 mA
Pente de conversion (pour $I_a = 1,6$ mA)	S_c	=	0,6 mA/V
Pente de conversion (pour $V_{g_4} = -25$ volts)	S_c	<	0,002 mA/V
Résistance interne (pour $I_a = 1,6$ mA)	R_i	=	1,6 mégohm
Résistance interne (pour $V_{g_4} = -25$ volts)	R_i	=	10 mégohms
Tension oscillatrice	V_{osc}	=	8,5 volts <i>eff</i> env.

Limites fixées pour les caractéristiques



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

Fig. 4

$V_{a_0 \text{ max}}$	=	550 V	$V_{g_{20 \text{ max}}}$	=	300 V
$V_{AR \text{ max}}$	=	250 V	$V_{g_2 \text{ max}}$	=	90 V
$W_a \text{ max}$	=	0,5 W	I_{g_2}	=	2 mA
$V_{g_{3,50 \text{ max}}}$	=	400 V	$I_{g_2 \text{ min}}$	=	1,3 mA
$V_{g_{3,5 \text{ max}}}$	=	70 V	$I_{g_2 \text{ max}}$	=	3 mA
$I_{g_{3,5}}$	=	3,8 mA	$W_{g_2 \text{ max}}$	=	0,3 W
$I_{g_{3,5 \text{ min}}}$	=	2,3 mA	$R_{g_4 \text{ max}}$	=	0,1 M Ω
$I_{g_{3,5 \text{ max}}}$	=	5,2 mA	$I_{k \text{ max}}$	=	10 mA
$W_{g_{3,5 \text{ max}}}$	=	0,5 W	$R_{fk \text{ max}}$	=	5000 Ω^2)
$R_{g_4 \text{ max}}$	=	2,5 M Ω	$V_{fk \text{ max}}$	=	50 V
$V_{g_4} (I_{g_4} = 0,3 \mu\text{A})$	<	-1,3 V			

¹⁾ Les valeurs des courants ne tiennent compte que de l'état d'oscillation de la lampe.

²⁾ Pour une résistance cathodique inférieure à 1000 ohms, le condensateur de découplage doit être de 0,1 μF au moins et pour une résistance plus élevée, de 1 μF au moins.

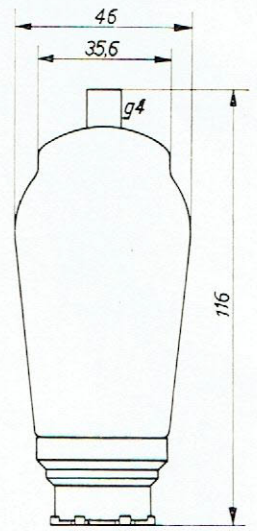


Utilisation

En ce qui concerne l'utilisation de cette lampe nous prions le lecteur de se reporter aux Bulletins Techniques Nos. 10 et 14. Le schéma de principe est cependant de nouveau représenté: figure 8. La figure 4 donne la disposition des électrodes ainsi que le culottage, qui correspond d'ailleurs à celui de l'octode CK 1.

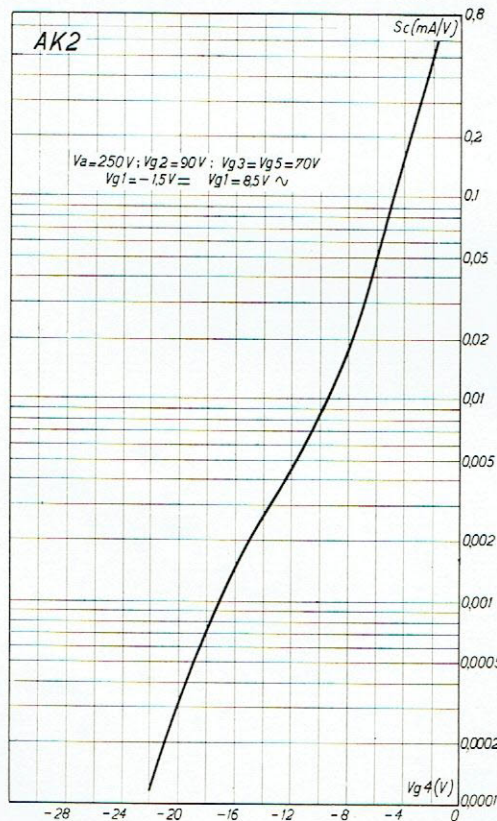
Si pour les gammes normales de radiodiffusion, le montage ne demande pas de précautions spéciales, on doit par contre en prendre un certain nombre, lorsqu'il s'agit de la gamme ondes courtes. Dans ce cas les tolérances doivent être fixées dans des limites beaucoup plus étroites. C'est ainsi que dans le cas d'une longueur d'onde de 15 m, par exemple, on trouvera une variation de fréquence considérable pour une différence de capacité de 0,1 μF seulement. De plus, certains effets secondaires ont tendance à se manifester plus intensivement, de sorte que leur élimination est d'une importance capitale pour le fonctionnement impeccable du tube. On trouvera d'ailleurs par la suite divers conseils pour l'utilisation de cette Miniwatt en ondes courtes, ainsi que l'explication des phénomènes qui se présentent, tels que variation de fréquence, blocage des oscillations, accrochage difficile, etc....

En ce qui concerne la variation de la fréquence en ondes courtes



Encombrement du tube AK 2.

Fig. 5



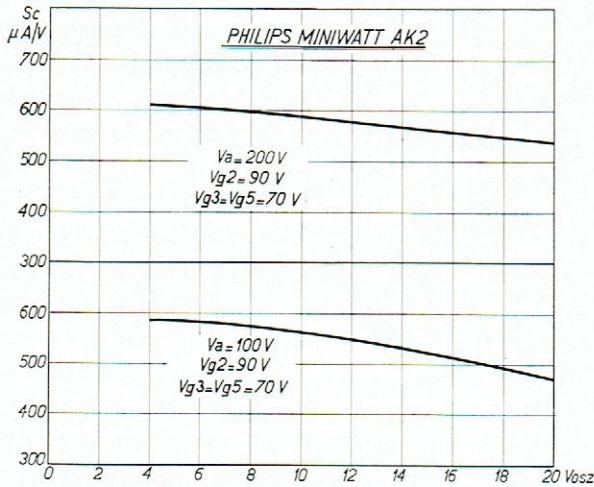
Courbe indiquant la pente de conversion en fonction de la tension de la grille 4 (grille de commande).

Fig. 6

on remarque expérimentalement que souvent cette variation est moindre si on alimente 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 la variation de la fréquence. Elle est valable aussi bien pour la variation de la fréquence à cause de la variation de la tension du secteur qu'à cause du réglage de la pente. Cela explique pourquoi nous n'avons pas employé, dans nombre d'exemples de schémas, un système potentiométrique, quoique nous recommandions de le faire. Il est vrai que l'emploi d'une résistance série augmente la possibilité de divergences dans les caractéristiques du tube.

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

- une oscillation plus forte et plus stable.
- une variation de fréquence plus petite,
- une plus grande amplification sur les ondes les plus courtes.



Courbe de la pente de conversion en fonction de la tension oscillatrice pour $R_{g1} = 50.000$ ohms et pour $V_a = 200$ et 100 volts.

Fig. 7

c) La plus grande amplification résulte de l'élimination de certains phénomènes, sur lesquels nous aurons l'occasion de revenir une autre fois.

Le seul désavantage résultant de ce mode de fonctionnement est que l'amplification pour les ondes les plus grandes de la bande sera seulement la moitié de l'amplification qu'on pourrait obtenir en se servant de l'onde fondamentale de l'oscillatrice. Cependant l'amplification est souvent meilleure dans cette partie de la bande à cause de la meilleure qualité des circuits, d'où un effet de compensation.

Une extension de cette application consiste à utiliser le troisième harmonique de l'oscillatrice pour le changement de fréquence. P. ex. si le signal d'entrée a une longueur d'onde de 15 m nous aurons pour l'oscillatrice une longueur d'onde d'environ 45 m. Cependant cette application n'offre actuellement aucun avantage tangible sur celui du deuxième harmonique, mais a par contre le désavantage d'une amplification encore plus petite dans la partie des ondes les plus longues de la bande en question. En employant le deuxième harmonique de l'oscillatrice nous recommandons de choisir la double fréquence oscillatrice au-dessus de la fréquence du signal d'entrée.

Comme déjà indiqué une modification a été apportée à la construction de l'octode ce qui lui assure un fonctionnement encore meilleur en ondes courtes: l'anode en grillage a été remplacée par une anode pleine.

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

a) L'oscillation plus forte et plus stable par l'emploi d'un harmonique de la tension oscillatrice s'explique par la meilleure qualité de la self qui 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) La variation de la fréquence plus petite est due à la plus grande stabilité de l'oscillation; des mesures nous ont indiqué qu'en employant l'onde fondamentale pour les ondes les plus petites (environ 15 m) 10% de variation de la tension du secteur peut causer une variation de fréquence de 20 kilocycles; en employant le deuxième harmonique et avec 10% de variation de la tension du secteur nous avons trouvé une variation de fréquence de 3 à 5 kc/s.

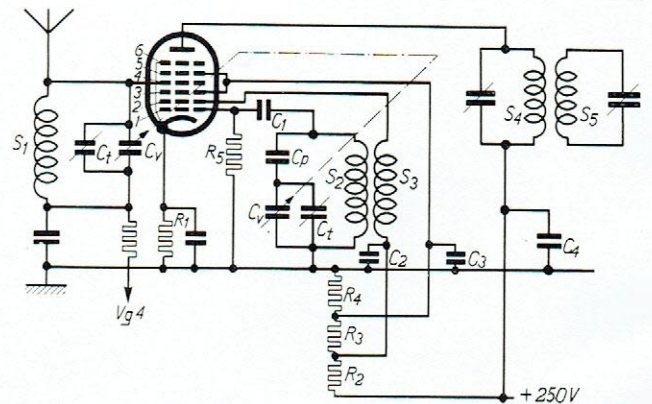
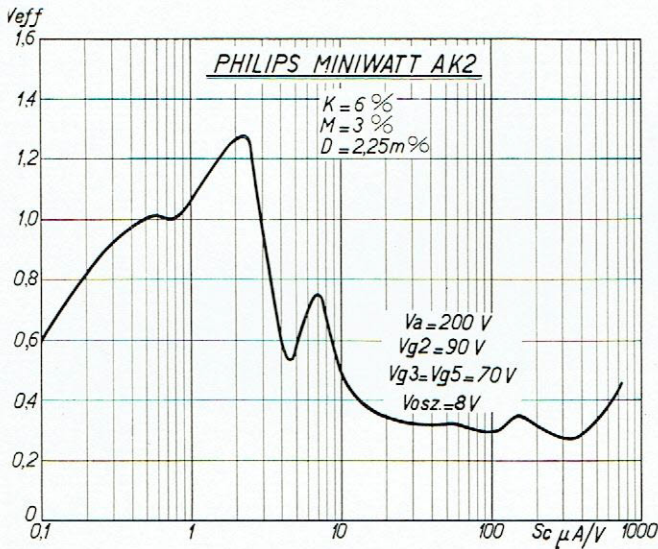


Schéma de principe de l'octode AK 2

Fig. 8



Courbes de transmodulation de l'octode AK 2. Elles représentent la tension alternative de grille efficace en fonction de la pente de conversion pour 6% de transmodulation ou 2,25 m% de distorsion H.F.

Fig. 9

fluence favorable de cette anode s'explique par le fait qu'en employant une anode en grillage les ouvertures de celle-ci donnaient un parcours plus long pour nombre d'électrons permettant ainsi une trajectoire plus longue.

Les propriétés remarquables de l'octode rendent possible la construction de récepteurs très sensibles et de grande musicalité pour les trois gammes de longueurs d'onde actuellement utilisées presque universellement (2000—900, 600—200 et 50—12 m.). Nous aurons l'occasion de donner dans le Bulletin prochain un schéma détaillé de l'octode avec une description des selfs, ce schéma étant étudié spécialement pour éliminer tous les effets décrits ci-dessus.

dans le tube varie peu le long de la trajectoire des électrons. Par contre pour une fréquence élevée et pour des trajectoires plus longues la répartition des potentiels varie pendant le mouvement des électrons et il existe la possibilité qu'un électron arrive à un endroit où il ne pourrait jamais arriver avec une répartition constante des potentiels.

Ainsi des électrons peuvent p.ex. atteindre la grille de commande négative; il y aura par conséquent un courant de grille pouvant avoir une valeur d'environ 5 μ A (pour une longueur d'onde de 15 m) susceptible de déranger le système de réglage automatique de volume sonore. En munissant l'octode AK 2 d'une anode pleine ce courant de grille a été réduit à 1 μ A ce qui élimine donc davantage l'influence perturbatrice sur le système de C.A.V. L'in-



AF 3 penthode haute fréquence sélectode

La penthode haute fréquence sélectode AF 3 a été étudiée en cherchant à réduire le plus possible le coefficient de transmodulation. 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 aussi petit que possible. Une transmodulation aussi petite que possible, implique une caractéristique de courbure relativement peu prononcée qui règle donc moins que celle de la lampe AF 2 par exemple. Si l'on considère les caractéristiques logarithmiques de la pente de la lampe AF 3, nous trouvons que chaque courbe se caractérise par 3 parties qu'on peut considérer comme approximativement droites. Comme nous aurons l'occasion de l'expliquer plus tard, la pente de cette partie droite donne une notion de la grandeur de la transmodulation, c.à.d. que plus la pente observée de la caractéristique logarithmique de la pente est petite, plus réduite est la transmodulation au point considéré. Si l'on veut trouver, dans toute la plage de réglage, un coefficient de transmodulation constant et favorable, comme c'est p.ex. le cas entre la pente de 500 et de $30 \mu A/V$, on devrait prolonger en haut et en bas cette partie droite de la



La nouvelle penthode-sélectode AF 3.
Fig. 1

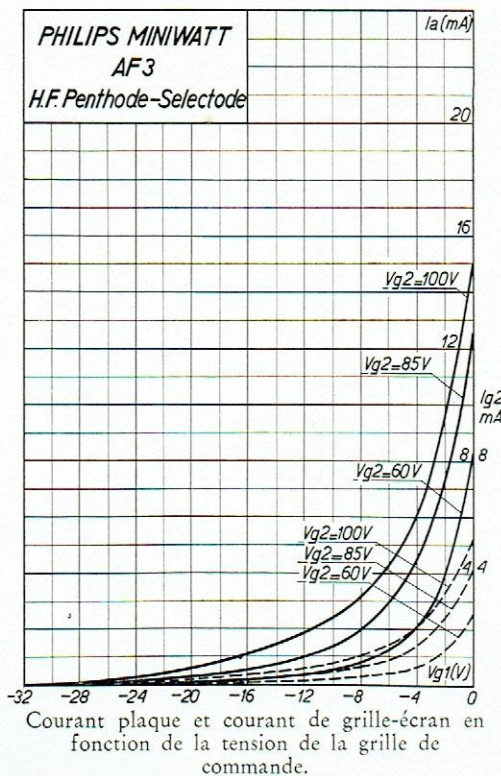


Fig. 2

caractéristique et on constate que, d'un côté, la pente maximum est trop petite et que de l'autre côté la plage de réglage est beaucoup trop étendue.

La lampe AF 3 a été étudiée de façon à pouvoir faire varier la plage de réglage au moyen de la tension de grille-écran. Il est évident qu'en réduisant la plage de réglage, le coefficient de transmodulation augmente. Ainsi il résulte de la figure 3 que la pente est réduite à $0,001 \mu A/V$ au moyen d'une tension de 40 V si la tension de grille-écran est 100 V, tandis que pour une tension de grille-écran de 60, on n'a besoin que de 25 V.

Puisque la lampe offre ainsi la possibilité d'obtenir différentes caractéristiques de réglage, il est important de faire remarquer que la variation de cette caractéristique peut avoir 3 conséquences. De ces 3 conséquences on tire la même conclusion, c.à.d. que pour des lampes à plage de réglage étendue on a moins de distorsion haute fréquence et de transmodulation. Ceci est particulièrement intéressant pour les appareils possédant 2 lampes commandées par la tension négative du dispositif de réglage automatique.

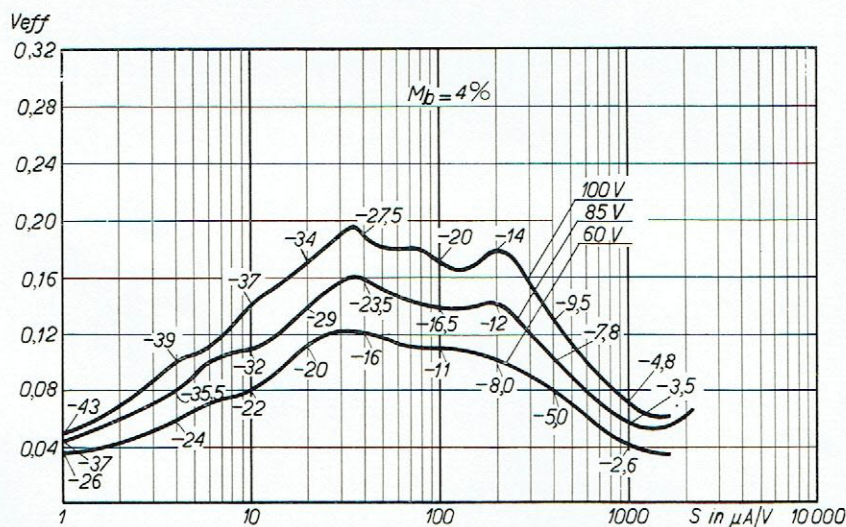
Si l'on choisit, pour la deuxième lampe (p.ex. la lampe moyenne fréquence), une caractéristique



étendue, en remplaçant, par exemple, une AF 2 par une AF 3 avec tension de grille-écran de 100 V, cet étage devient tout d'abord, comme déjà indiqué, moins sensible à la transmodulation et à la distorsion haute fréquence. Cependant, en choisissant une caractéristique plus longue, le réglage automatique sera moins efficace. Si nous supposons un signal d'antenne déterminé et relativement puissant, ce signal sera également plus puissant sur la détectrice que dans le cas d'une lampe à caractéristique à réglage rapide. La tension automatique de réglage augmente donc également.

La deuxième conséquence du choix d'une caractéristique à réglage moins rapide est donc un réglage plus énergique de la première lampe pour la même intensité du signal que dans le cas d'une caractéristique à réglage plus rapide de la deuxième lampe. Ceci est avantageux, principalement dans le cas où l'on se trouve encore du côté droit de la courbe de transmodulation de la première lampe. Ce ne sera peut-être pas toujours le cas; mais les signaux sur la grille de la première lampe ont rarement une puissance suffisante pour que l'on soit obligé de tenir compte de la partie gauche. La troisième conséquence du choix d'une caractéristique à réglage moins rapide, est aussi un résultat de l'augmentation de la polarisation automatique de réglage. Puisque la première lampe est réglée plus énergiquement, le signal sur la grille de la deuxième lampe sera plus faible que dans le cas d'une caractéristique plus raccourcie de celle-ci. Par conséquent, la deuxième lampe fonctionne, non seulement dans une région avec coefficient de transmodulation meilleur, produisant une distorsion déjà bien inférieure du présent signal, que dans le cas d'une caractéristique rapide, mais, en même temps, ce signal est plus faible, d'où distorsion encore moindre.

On obtient donc, de deux façons par le choix d'une caractéristique moins incurvée, une réduction de la distorsion haute fréquence dans la deuxième lampe. L'inverse se produit naturellement de même. On en déduit que dans de telles circonstances (2 lampes réglées automatiquement), une variation de la caractéristique de la deuxième lampe a une plus grande influence que celle à laquelle on s'attendrait par l'amélioration simple de la courbe de transmodulation. Il est donc tout indiqué d'utiliser, à l'étage moyenne fréquence, une lampe à caractéristique étendue. La AF 3 est spécialement recommandée pour cet étage, comme il résulte également d'ailleurs de



Courbes indiquant la tension alternative de grille maximum en fonction de la pente pour 4% de ronflement de modulation avec 3 différentes tensions de grille-écran. 4% de ronflement correspond à 1% d'harmoniques 2.

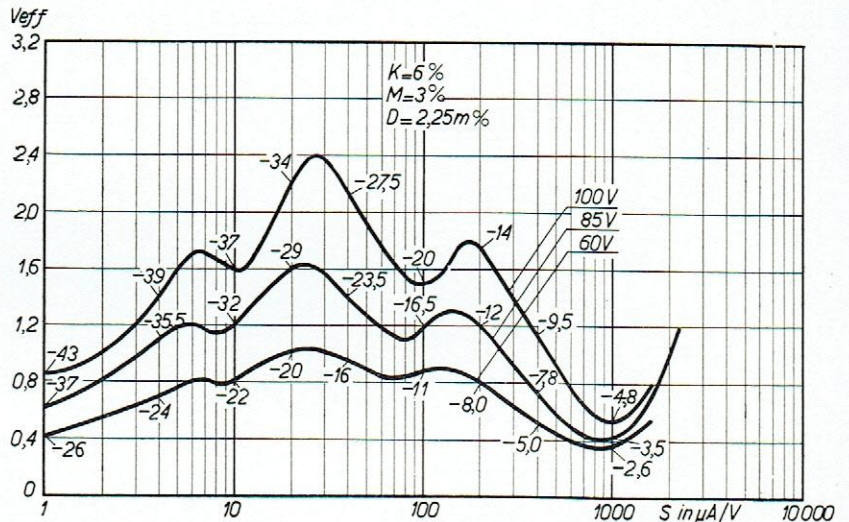
Fig. 3

l'article traitant des courbes de transmodulation que l'on trouvera plus loin. Cet article montre aussi l'importance d'un coefficient favorable de transmodulation pour l'étage moyenne fréquence. Dans de nombreux cas pour l'étage haute fréquence, l'emploi de la courbe favorable de transmodulation de la lampe AF 3 est également tout indiqué. Le même coefficient de transmodulation offre le moyen de remplacer le filtre de bande habituel précé-



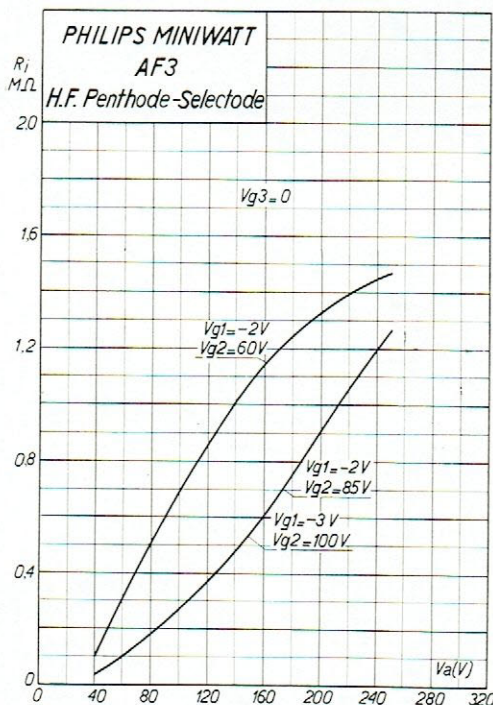
tant la lampe haute fréquence par un circuit accordé simple. En procédant ainsi, on peut de nouveau faire le même raisonnement pour étudier l'influence de la variation de la caractéristique de la première lampe sur la distorsion de la deuxième.

La AF 3 se distingue par ses capacités réduites et sa résistance interne élevée. Elle permet d'obtenir dans la gamme ondes courtes des résultats remarquables. Quoiqu'il ne soit possible de construire que des circuits de médiocre qualité, les propriétés particulièrement intéressantes de la lampe AF 3 permettent de réaliser une amplification



Courbes indiquant la tension alternative de grille maximum en fonction de la pente pour 6% de transmodulation avec 3 différentes tensions de grille-écran. 6% de transmodulation correspondent à 3% d'augmentation de modulation et 2,25 m% de distorsion de modulation ainsi que 0,5% d'harmoniques 3.

Fig. 4



Résistance interne en fonction de la tension plaque pour différentes tensions de grille-écran et polarisations de la grille de commande (pour $V_{g2} = 100$ volts la polarisation doit être de -3 volts pour éviter la surcharge de la plaque).

Fig. 5

haute haute fréquence remarquable dans la gamme ondes courtes. Des mesures nous ont montré qu'avec la longueur d'onde de 12 m, la pente dynamique est encore égale à la pente statique et puisque les résistances, en haute fréquence de la grille et de l'anode, sont négligeables à côté des impédances des circuits pratiquement réalisables et utilisables (p. ex. de 20.000 ohms) on peut toujours considérer, pour cette bande, l'amplification comme étant égale au produit de la pente par la résistance externe.

Nous indiquons ci-dessous les caractéristiques de la lampe:

Caractéristiques de chauffage:

Chauffage indirect par courant alternatif

Tension de chauffage $V_f = 4$ volts

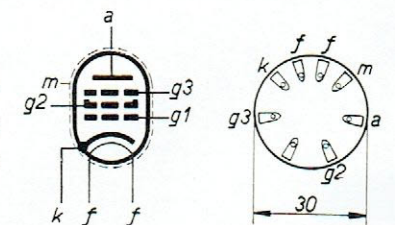
Courant de chauffage $I_f = 0,65$ A env.

Capacités

$C_{ag1} < 0,003 \mu\mu F$

$C_{g1} = 6,4 \mu\mu F$

$C_a = 7,6 \mu\mu F$



Disposition des électrodes et connexions du culot.

Fig. 6



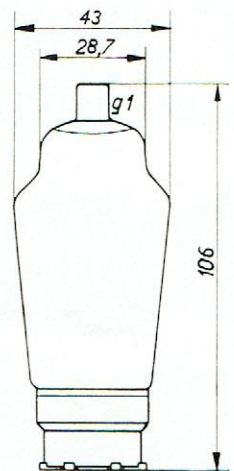
Caractéristiques de service comme amplificatrice haute fréquence ou moyenne fréquence

Tension anodique .. V_a	= 250 V	V_a	= 250 V
Tension de grille-écran V_{g_2}	= 100 V	V_{g_2}	= 85 V
Courant anodique .. I_a ($V_{g_1} = -3$ V env.)	= 8 mA	I_a ($V_{g_1} = -2$ V env.)	= 7,5 mA
Courant anodique .. I_a ($V_{g_1} = -55$ V)	< 0,015 mA	I_a ($V_{g_1} = -45$ V)	< 0,015 mA
Courant de grille-écran I_{g_2} ($I_a = 8$ mA)	= 2,6 mA	I_{g_2} ($I_a = 7,5$ mA)	= 2,3 mA
Cour. de grille-écran maximum $I_{g_2 \max}$	= 3,3 mA	$I_{g_2 \max}$	= 2,9 mA
Cour. de grille-écran minimum $I_{g_2 \min}$	= 1,9 mA	$I_{g_2 \min}$	= 1,7 mA
Pente maximum .. S_{\max}	= 2,8 mA/V		
Pente normale S_{norm} ($I_a = 8$ mA)	= 1,8 mA/V	S_{norm} ($I_a = 7,5$ mA)	= 2,1 mA
Pente S ($V_{g_1} = -55$ V)	< 0,002 mA/V	S ($V_{g_1} = -45$ V)	< 0,002 mA/V
Coeff. d'amplif. .. $g(k)$	= 2200		
Résistance interne .. R_i ($I_a = 8$ mA)	= 1,2 M Ω	R_i ($I_a = 7,5$ mA)	= 1,2 M Ω
Résistance interne .. R_i ($V_{g_1} = -55$ V)	> 10 M Ω	R_i ($V_{g_1} = -45$ V)	> 10 M Ω
Tension de la grille de freinage V_{g_3}	= 0 V	V_{g_3}	= 0 V

Tension anodique V_a	= 250 V
Tension de grille-écran .. V_{g_2}	= 60 V
Courant anodique I_a ($V_{g_1} = -2$ V env.)	= 4 mA
Courant anodique I_a ($V_{g_1} = -35$ V)	< 0,015 mA
Courant de grille-écran .. I_{g_2} ($I_a = 4$ mA)	= 1,3 mA
Courant de grille-écran maximum $I_{g_2 \max}$	= 1,6 mA
Courant de grille-écran minimum $I_{g_2 \min}$	= 1,0 mA
Pente normale S_{norm} ($I_a = 4$ mA)	= 1,5 mA/V
Pente S ($V_{g_1} = -35$ V)	< 0,002 mA/V
Résistance interne R_i ($I_a = 4$ mA)	= 1,4 M Ω
Résistance interne R_i ($V_{g_1} = -35$ V)	> 10 M Ω
Tension de la grille de freinage V_{g_3}	= 0 V

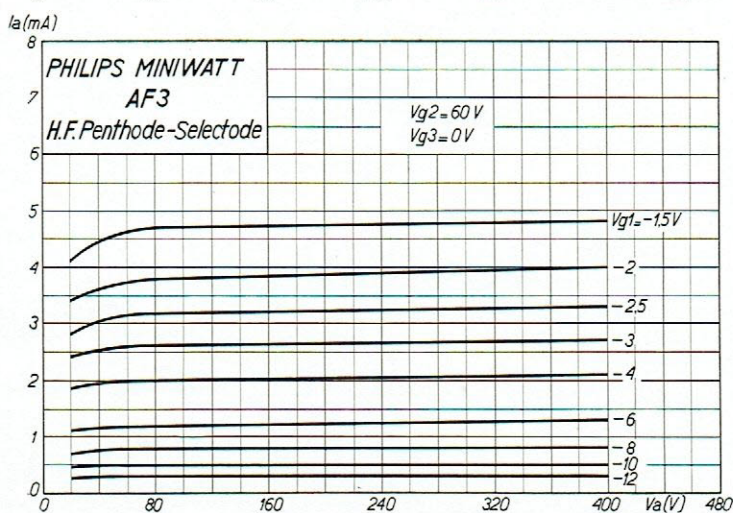
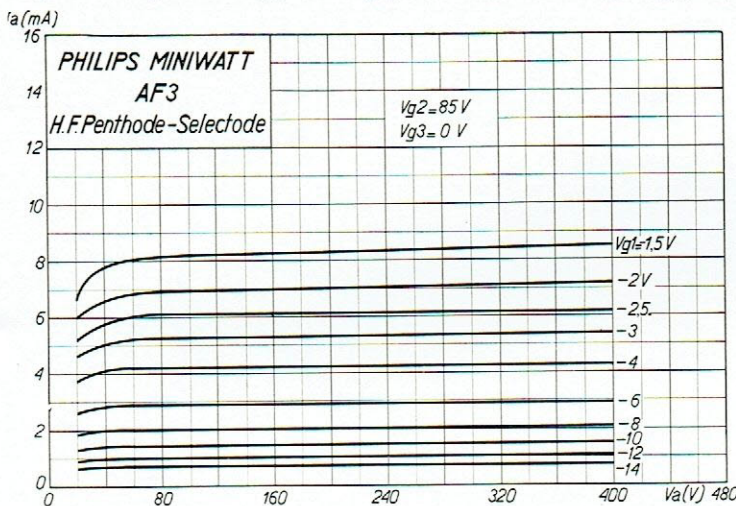
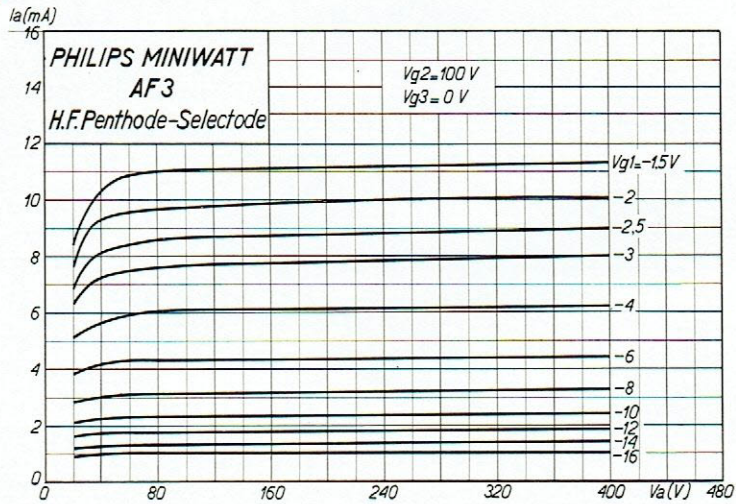
Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{a_0 \max}$	= 550 V	$V_{g_{20} \max}$	= 400 V
$V_{a_R \max}$	= 250 V	$V_{g_2 \max}$	= 125 V
$V_{a_L \max}$	= 200 V	$W_{g_2 \max}$	= 0,4 W
$W_{a \max}$	= 2 W	$R_{g_{1a} \max}$	= 2,5 M Ω
$I_{k \max}$	= 15 mA	$V_{fk \max}$	= 80 V
V_{g_1} ($I_{g_1} = 0,3 \mu A$)	< -1,3 V	$R_{fk \max}$	= 20.000 Ω
V_{g_3}	= -30 V (pas de tension positive)		



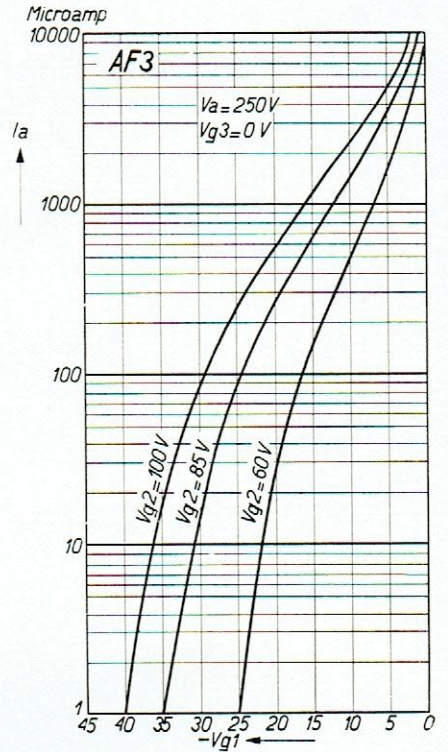
Encombrement du tube AF 3.

Fig. 7

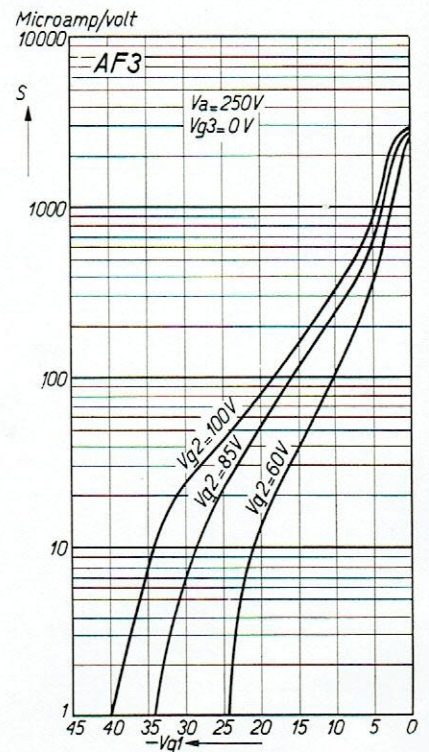


Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations négatives de la grille de commande et pour différentes tensions de grille-écran.

Fig. 8



Courbes logarithmiques I_a/V_{g1}
Fig. 9



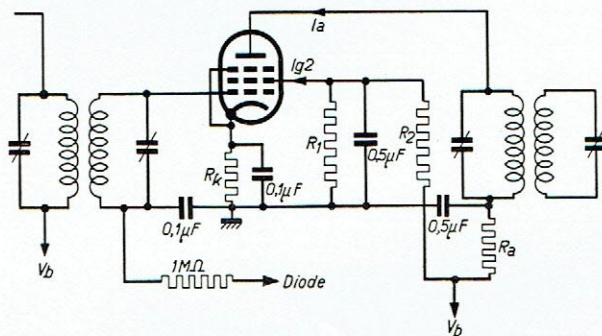
Courbes logarithmiques S/V_{g1}
Fig. 10



Utilisation

Comme indiqué, l'utilisation de la lampe AF 3 est limitée à l'amplification haute et moyenne fréquence à cause de sa caractéristique à pente variable. On peut s'en servir comme amplificatrice haute fréquence ou moyenne fréquence à réglage automatique ou bien comme amplificatrice H.F. à réglage manuel.

La figure 11 indique le schéma de principe d'utilisation de cette lampe en amplificatrice M.F. avec réglage automatique du volume sonore. On doit se servir, de préférence, pour la grille-écran, d'un système potentiométrique, afin d'éliminer l'influence contraire de la diminution du courant de grille-écran sur le fonctionnement du réglage automatique. Comme nous l'avons déjà indiqué, on peut obtenir, au moyen de différents ajustages de la tension de grille-écran, un réglage plus ou moins rapide du volume sonore.



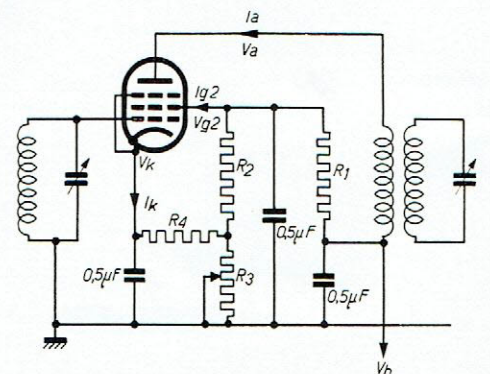
Montage de la AF 3 comme amplificatrice M.F. avec réglage automatique de la pente.

Fig. 11

Les valeurs du système potentiométrique d'alimentation de la figure 12 sont les suivantes:

V_a volts	V_{g_2} volts	I_a mA	I_{g_2} mA	I_k mA	V_k volts	V_{a^1} volts*	$V_{g_2^1}$ volts**	$V_{g_1^1}$ volts*	R_1 ohms	R_2 ohms	R_3 ohms	R_4 ohms
250	100	8	2,6	10,6	+3	194	112	-56	25.000	30.000	16.000	250

Les connexions du culot et la disposition des électrodes sont représentées à la figure 6, tandis que les dimensions de la lampe sont indiquées à la figure 7.



Montage du tube AF 3 comme amplificateur H.F. avec réglage du volume sonore manuel.

Fig. 12

*) Tensions pour la position minimum des potentiomètre.



AB 2 duo-diode



Duodiode simplifiée avec cathode à chauffage rapide et encombrement extrêmement réduit.

Fig. 1

La duo-diode AB 2 est une réalisation simplifiée de la AB 1 déjà connue. L'anode de détection est connectée au culot au lieu de l'être au sommet de l'ampoule. La AB 2 utilise la cathode à chauffage rapide et le culot V à 5 contacts latéraux.

La connexion de l'anode de détection au culot permet de supprimer le conducteur blindé jusqu'au sommet de l'ampoule et le capot de blindage.

La lampe AB 2 peut servir de détectrice précédant une lampe amplificatrice basse fréquence, p. ex. une triode AC 2 ou une penthode AF 7 ou attaquer directement la lampe finale. En général la liaison directe duo-diode, lampe finale offre l'avantage d'une détection purement linéaire, même pour des signaux faibles. Cependant dans ce cas la diode doit pouvoir supporter des signaux considérables sans provoquer de distorsion.

La duo-diode AB 2 permet la réception de signaux pouvant atteindre une tension de crête de 200 volts et un courant diode de 0,8 mA maximum. Les conditions de fonctionnement sont donc très larges et conviennent à tous les cas se présentant dans la construction des appareils récepteurs.

La deuxième diode peut servir pour le réglage automatique différé ou pour le réglage silencieux. On peut se servir également des deux diodes pour la détection du signal (schéma push-pull de la figure 3).

Les deux systèmes de détection: 1 alternance ou 2 alternances (push-pull) peuvent être comparés au point de vue avantages et résultats.

1.) Sensibilité

Soit e_o (valeur de crête) la tension alternative haute fréquence ou moyenne fréquence disponible. Comme on le sait, la tension continue redressée par une détectrice normale, puisqu'il s'agit ici d'un redresseur pratiquement sans charge, est environ égale à e_o . Dans le circuit de la figure 1 on a seulement une tension $\frac{e_o}{2}$ par diode et le signal redressé est donc deux fois plus faible. (Voir aussi l'article sur les redresseurs dans le Bulletin Technique No. 19). Le système push-pull est donc deux fois moins sensible.

2.) Amortissement

Dans le Bulletin Technique No. 15 nous avons trouvé que la résistance d'amortissement d'un circuit diode à 1 alternance était $R_d = \frac{1}{2} R$ (redressement linéaire).

Si l'on considère la puissance du courant alternatif absorbé du circuit égale à la puissance du courant continu absorbé par la résistance R , dans le cas du circuit push-pull, nous obtenons:

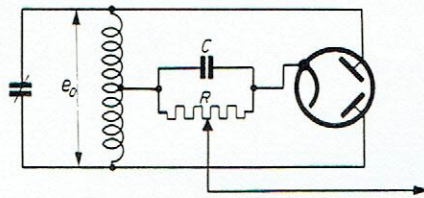
$$W = \frac{\frac{1}{2} e_o^2}{R_d} = \frac{(\frac{1}{2} e_o)^2}{R}, \text{ donc : } R_d = 2 R.$$

La résistance d'amortissement équivalente, en parallèle sur le circuit, est donc dans ce



Construction intérieure de la double diode AB 2.

Fig. 2



Principe du montage de la double diode comme détectrice à deux alternances (push-pull).

Fig. 3

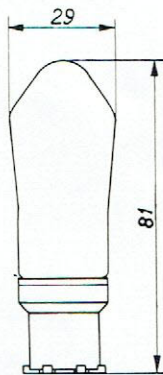
haute fréquence ou moyenne fréquence est compensée dans la partie basse fréquence. Au lieu de cette oscillation on trouve bien la fréquence double de l'oscillation haute ou moyenne fréquence, mais celle-ci étant beaucoup plus faible, peut être beaucoup mieux filtrée.

L'absence de l'onde porteuse dans la partie basse fréquence dépend cependant de l'exactitude, avec laquelle on arrive à réaliser la prise médiane et là est la grande difficulté. D'ailleurs, pour les superhétérodynes la question se pose de savoir si le doublage de la fréquence n'est pas beaucoup plus dangereux. En effet une moyenne fréquence amplifiée par la partie basse fréquence ne peut réagir sur les circuits haute fréquence, ceux-ci n'étant jamais accordés sur la moyenne fréquence. Cependant il est bien possible que le circuit d'antenne soit accordé sur le double de la moyenne fréquence. Il peut donc se produire alors une réaction sur le circuit push-pull. Si les harmoniques de la moyenne fréquence pénètrent dans la partie basse fréquence, ils réagiront après amplification sur le circuit d'antenne. Ce phénomène est d'ailleurs bien connu.

En résumé, on arrive à la conclusion que le circuit push-pull avec les doubles diodes n'a pas d'intérêt pour la détection. L'avantage indiqué dans l'alinéa 2, (amortissement plus faible) est également possible avec une diode simple connectée à une prise médiane de la self.

Si on n'a pas besoin de la deuxième diode pour le réglage automatique ou le réglage silencieux, on peut brancher les deux diodes en parallèle.

En étudiant cette lampe on a surtout eu en vue l'obtention d'une capacité aussi petite que possible entre les deux anodes-diodes. Ceci est assez important pour l'utilisation de la deuxième diode pour le réglage automatique différé. Comme nous l'avons déjà indiqué, il est avantageux dans ce cas de connecter la deuxième diode au sommet de l'enroulement primaire du transformateur moyenne fréquence. L'amortissement par la diode se trouve réparti sur les deux enroulements, et la sélectivité apparente est augmentée. La capacité entre les deux anodes constitue également avec le câblage une capacité de couplage entre primaire et secondaire du transformateur moyenne fréquence et comme nous l'avons indiqué dans le Bulletin Technique No. 17, page 3, une très petite capacité suffit déjà pour obtenir le couplage critique. Il est vrai que nous avons calculé pour l'exemple donné une capacité de $4,3 \mu\mu\text{F}$ et que dans le câblage on trouve facilement des capacités de l'ordre de 1 à $2 \mu\mu\text{F}$. Quoiqu'il en soit la capacité entre les deux anodes de la diode a une valeur inférieure à $0,5 \mu\mu\text{F}$. Par rapport aux autres capacités parasites elle est donc négligeable. Dans le cas du réglage automatique différé avec connexion de la diode de réglage à l'enroulement primaire du transformateur M.F., la capacité entre les diodes peut donc être négligée par rapport à celle qu'on trouve habituellement dans le câblage.



Encombrement du tube AB 2.

Fig. 4



Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif

Tension de chauffage $V_f = 4,0$ volts

Courant de chauffage $I_f = 0,65$ A env.

Capacités

$$Cd_1d_2 < 0,5 \mu\mu F$$

$$Ckd_1 = 4,0 \mu\mu F$$

$$Ckd_2 = 4,0 \mu\mu F$$

Limites fixées pour les caractéristiques

Tension maximum admissible du signal (valeur de crête) $Vd_{max} = 200$ V
 $Id_{max} = 0,8$ mA

Courant diode maximum admissible (par diode) ..

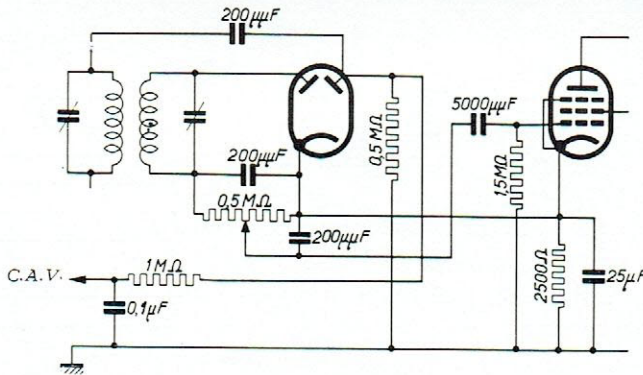
Tens. maximum admissible entre filament et cathode. $Vfk_{max} = 50$ V.

Résistance maximum admissible entre filament et cathode $Rfk_{max} = 20.000$ ohms

Utilisation

La duo-diode AB 2 est spécialement destinée à la détection dans les récepteurs à amplification directe et superhétérodynes. L'anode de la diode désignée par d_2 qui se trouve au-dessus de l'autre, d_1 , doit de préférence servir pour la détection, tandis que l'autre anode (d_1) peut servir pour le réglage automatique ou le réglage silencieux.

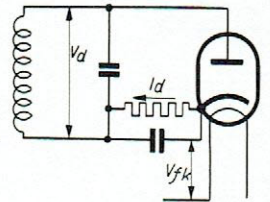
Pour le réglage automatique, nous vous référons aux Bulletins Techniques No. 11 et 12, dans lesquels des schémas ont été traités d'une façon approfondie. La fig. 6 indique les connexions des électrodes du culot et la fig. 4 donne les dimensions de cette lampe. L'ampoule est métallisée, de sorte qu'un blindage spécial de l'ampoule est superflu. Les connexions au support de lampe doivent être faites avec beaucoup de soin pour éviter le ronflement et il faut surtout



Principe du montage de la duodiode AB 2 comme détectrice suivie par une amplification B.F. et avec réglage automatique différé.

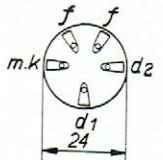
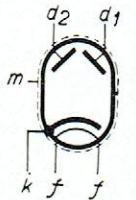
Fig. 7

éviter des capacités parasites entre les diodes et le filament. La figure 7 indique le schéma de principe du montage de la duodiode avec réglage automatique différé branché derrière un circuit moyenne fréquence isolé de la masse. Comme amplificatrice basse fréquence après cette duodiode on peut utiliser la penthode AF 7 ou la triode AC 2.



Principe du montage de la diode sur lequel sont basées les valeurs de Vd_{max} et Id_{max}

Fig. 5

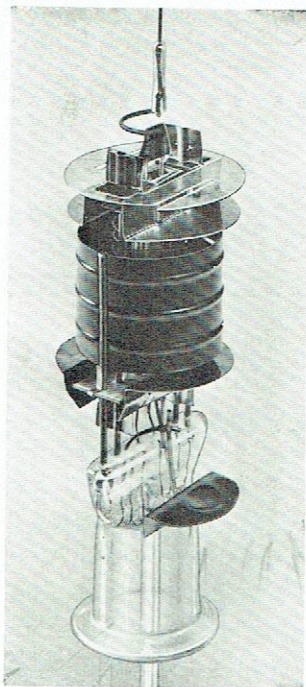


Connexions des électrodes de la lampe AB 2.

Fig. 6



AF7 penthode haute fréquence



Construction intérieure des tubes AF3 et AF7.
Fig. 1

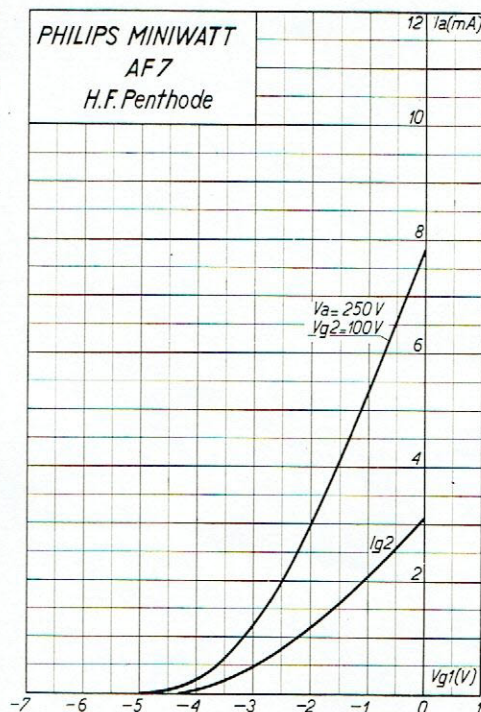
la qualité du circuit accordé.

Il en résulte que la pente de la lampe joue un rôle important dans la gamme „ondes courtes”. Pour la lampe AF 7 celle-ci a une valeur de 2,1 mA/V au point de fonctionnement, d'où amplification haute fréquence déjà importante.

Les capacités entre les électrodes de la AF 7 étant des plus réduites la rendent particulièrement intéressante pour la gamme „ondes courtes”.

La lampe AF 7 est une penthode haute fréquence à pente fixe, de la série des nouveaux tubes à courant alternatif 4 volts. Elle convient aussi bien à l'amplification haute ou moyenne fréquence (si aucun réglage du volume sonore par variation de la polarisation de grille n'est effectué par elle) qu'à la détection grille ou plaque et à l'amplification basse fréquence. Comme amplificatrice basse fréquence elle peut moduler une des lampes de sortie de cette série, soit par exemple la AL 1, la AL 2 ou la AL 3, en combinaison avec par exemple la détectrice diode AB 2. Comme détectrice grille à réaction elle offre un gros intérêt pour les récepteurs destinés à l'écoute des stations locales.

Sur la gamme „ondes courtes” cette lampe donne également des résultats remarquables. C'est ainsi que des mesures ont montré, que la pente dynamique à 12 m de longueur d'onde est sensiblement égale à la pente statique (pente de la courbe I_a/V_g) dans les limites de la précision des mesures. Puisque dans la gamme de 12 à 60 m la résistance H.F. de l'anode est aussi très grande par rapport aux valeurs de l'impédance extérieure qu'on peut pratiquement atteindre, on peut obtenir avec cette lampe des amplifications égales au produit de la pente par l'impédance extérieure. Ces amplifications dépendent donc seulement de la



Courant plaque et courant de grille-écran en fonction de la tension à la grille de commande pour $V_a = 250$ volts et $V_{g2} = 100$ volts.

Fig. 2



Ci-dessous nous donnons les caractéristiques et les courbes de cette lampe:

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif.

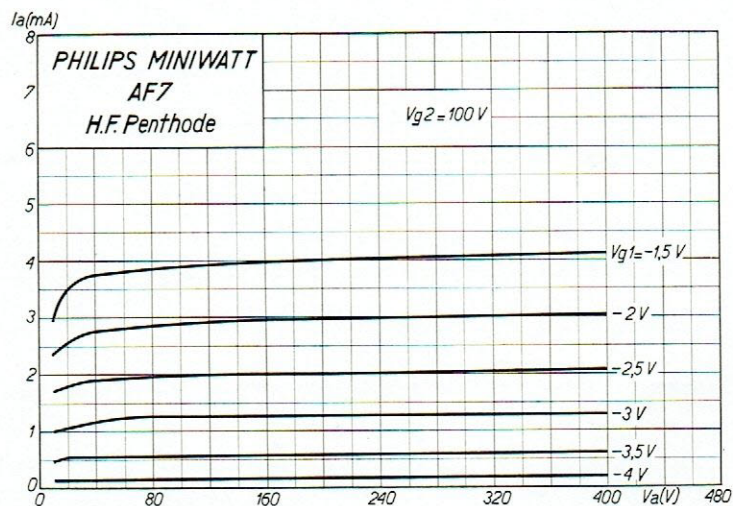
Tension de chauffage $V_f = 4,0$ volts
 Courant de chauffage $I_f = 0,65$ A env.

Capacités

$C_{ag_1} < 0,003 \mu\mu F$
 $C_{g_1} = 6,4 \mu\mu F$
 $C_a = 7,6 \mu\mu F$

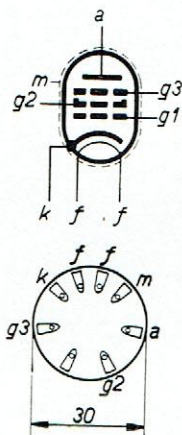
Caractéristiques de service

Tension anodique $V_a = 250$ volts
 Tension de grille-écran $V_{g_2} = 100$ volts
 Courant anodique $I_a = 3$ mA
 Polarisation négative de grille $V_{g_1} = -2$ volts env.
 Courant de grille-écran (pour $I_a = 3$ mA) $I_{g_2} = 1,1$ mA
 Courant de grille-écran maximum $I_{g_2 \max} = 1,4$ mA
 Courant de grille-écran minimum $I_{g_2 \min} = 0,8$ mA
 Coefficient d'amplification $g(k) = 4000$
 Pente maximum $S_{\max} = 2,4$ mA/V
 Pente normale (pour $I_a = 3$ mA) $S_{\text{norm}} = 2,1$ mA/V
 Résistance interne normale (pour $I_a = 3$ mA) $Ri_{\text{norm}} = 2,0$ mégohms
 Tension de la grille de freinage $V_{g_3} = 0$ V



Courant plaque en fonction de la tension plaque pour $V_{g_2} = 100$ volts et différentes tensions négatives de la grille de commande.

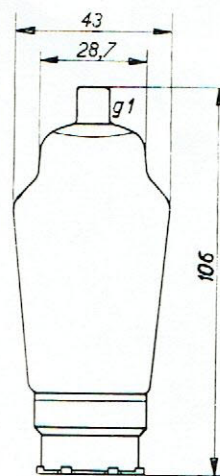
Fig. 3



Disposition des électrodes et connexions du culot.
Fig. 4

Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{a_0 \max}$	=	550 volts
$V_{a_R \max}$	=	250 volts
$V_{a_L \max}$	=	200 volts
$W_{a \max}$	=	1 watt
$I_{k \max}$	=	6 mA
V_{g_1} ($I_{g_1} = 0,3 \mu A$)	<	-1,3 volt
$V_{g_{20} \max}$	=	400 volts
$V_{g_2 \max}$	=	125 volts
$W_{g_2 \max}$	=	0,3 watt
$R_{g_{1a} \max}$	=	1,5 mégohm
$R_{g_{1f} \max}$	=	1,0 mégohm
$V_{fk \max}$	=	50 volts
$R_{fk \max}$	=	20.000 ohms ¹⁾

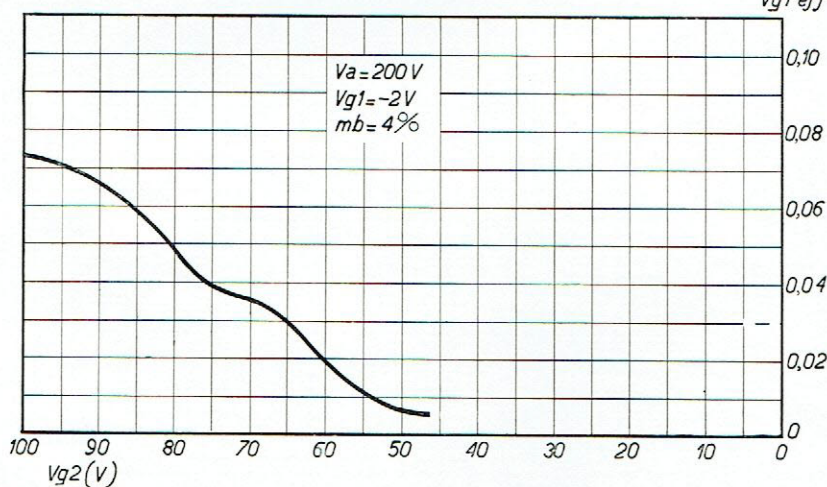


Encombrement du tube AF 7.
Fig. 5

Utilisation

Comme déjà indiqué dans l'introduction, cette lampe peut être employée avec avantage comme amplificatrice haute ou moyenne fréquence, aussi bien pour petites et grandes ondes que pour ondes très courtes. Pour ces applications on trouvera suffisamment de données dans les caractéristiques et courbes ci-jointes.

La figure 4 indique les connexions du culot et la figure 5 l'encombrement. 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 dans des montages spéciaux, la cathode possède une tension négative élevée par rapport au châssis on devra connecter la métallisation à la cathode.



Tensions alternatives maxima sur la grille de commande (efficaces) en fonction de la tension de grille-écran de la lampe AF 7 pour 4% de ronflement de modulation, ce qui correspond à 1% d'harmonique 2.

Fig. 6

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

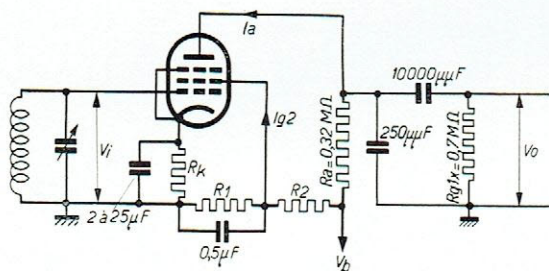
1) Détectrice plaque

Quoique actuellement on emploie presque exclusivement, dans les récepteurs modernes, la détection par diode suivie d'une



amplificatrice basse fréquence, l'utilisation de la lampe AF 7, comme détectrice plaque a encore une grande importance pour les récepteurs bon marché du type à amplification directe ou à changement de fréquence. Pour les appareils destinés à la réception des émissions locales ce mode de détection est moins indiqué, car il est moins sensible que la détection grille et ne permet pas l'obtention d'une réaction satisfaisante.

La figure 8 indique le schéma de principe du montage de cette lampe en détection plaque et le tableau I donne une série de résultats de mesures effectuées avec une résistance de fuite de 0,7 mégohm pour la grille de la lampe de sortie suivante.



Montage de la lampe AF 7 comme détectrice plaque
Fig. 8

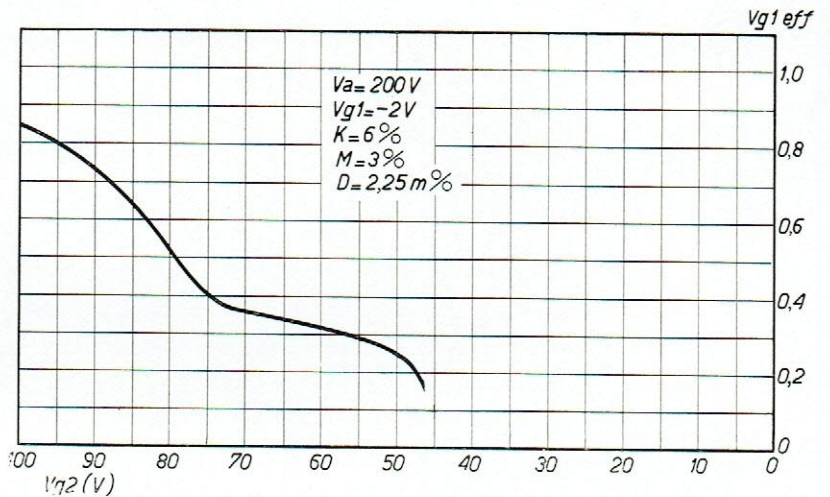
d'un système potentiométrique assez largement calculé.

2.) Détectrice grille avec couplage par résistance

On peut employer avantageusement la lampe AF 7 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 la détection plaque et l'utilisation d'une réaction est possible. Cette lampe est également très intéressante pour les superhétérodynes à trois lampes avec réaction fixe. La tension maximum de sortie est seulement plus petite.

Pour l'utilisation en détectrice grille il est

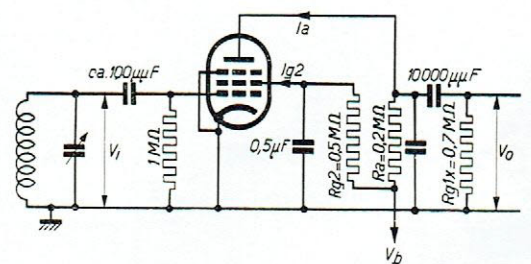


Tensions alternatives maxima sur la grille de commande (efficaces) en fonction de la tension de grille-écran de la lampe AF 7 pour 6% de transmodulation et 2,25 m% de distorsion de modulation. 6% de transmodulation correspondent à 0,5% d'harmonique 3.

Fig. 7

des lampes AL 1 et AL 2 avec polarisation automatique de la grille et réduit d'environ 30% le maximum d'amplification possible avec une résistance plaque de 0,32 mégohm.

Ce tableau donne la distorsion pour une tension alternative de sortie $V_o = 14$ volts et pour des profondeurs de modulation de 30 et 10% et l'amplification de la détectrice avec différentes tensions plaques et résistances cathodiques. Les tensions de la grille-écran indiquées sur le tableau I doivent être obtenues au moyen



Montage de la lampe AF 7 comme détectrice grille avec couplage par résistance.

Fig. 9

TABLEAU I
La AF 7 comme détectrice plaque avec couplage par résistance

Tension plaque V_b (volts)	Résistance cathodique R_k (ohms)	Tension de grille-écran V_{g2} (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Amplif. de la détectrice ($m = 0,3$) ¹⁾	Profondeur de la modulation $m = 0,3$		Profondeur de la modulation $m = 0,1$	
						V_o (volts e_{ff}) ²⁾	Distorsion $d\%$	V_o (volts e_{ff}) ³⁾	Distorsion $d\%$
250	10.000	100	0,30	0,11	8,4	14	5,6	14	2,6
	16.000	125	0,23	0,09	7,8	14	8,1	14	4,3
	20.000	125	0,20	0,07	7,6	14	9,4	14	5,2
200	10.000	80	0,26	0,10	8,1	14	6,2	14	3,1
	16.000	100	0,20	0,07	7,6	14	8,4	14	4,5
	20.000	100	0,17	0,06	6,7	14	8,8	14	5,6
150	10.000	70	0,25	0,10	8,2	14	6,2	14	2,5
	16.000	80	0,18	0,07	7,4	14	8	14	5
	20.000	80	0,15	0,06	7,2	14	10,6	14	6,4
100	16.000	60	0,15	0,06	8,0	14	10,6	14	3,8
	20.000	60	0,14	0,05	8,0	14	11,3	14	6,5

¹⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 2$ volts e_{ff} .

²⁾ Les tensions de sortie B.F. maxima sont toutes supérieures à 30 volts e_{ff} .

³⁾ Les tensions de sortie B.F. maxima sont plus grandes que 30 volts e_{ff} à l'exception du cas où la tension plaque est égale à 100 volts. La tension de sortie a dans ce cas pour $m = 0,1$ et pour $R_k = 16.000$ ou 20.000 ohms une valeur d'environ 17 volts e_{ff} .





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.

La figure 9 indique le schéma de montage de la lampe AF 7 comme détectrice grille avec couplage par résistance. On a également choisi dans cette figure, pour la résistance de fuite de la lampe de sortie AL 2 suivante, la valeur maximum de 0,7 mégohm. La grille-écran est alimentée par une résistance série de 0,5 mégohm. Le tableau II ci-dessous indique quelques résultats de mesures de l'amplification de la détectrice, la tension alternative de sortie maximum V_o et la distorsion pour des profondeurs de modulation de 30 et 10% et pour différentes tensions plaques avec une résistance de couplage de 0,2 mégohm.

TABLEAU II
La AF7 comme détectrice grille avec couplage par résistance

Résistance extérieure plaque $R_a = 0,2$ mégohm, résistance de grille-écran $R_{g_2} = 0,5$ mégohm							
Tension plaque V_b (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Courant de grille-écran I_{g_2} (mA)	Amplif. de la détectrice ($m = 0,3$) ¹⁾	Profondeur de la modulation $m = 0,3$		Profondeur de la modulation $m = 0,1$	
				$V_{o\max}$ (volts $_{eff}$)	Distorsion d %	$V_{o\max}$ (volts $_{eff}$)	Distorsion d %
250	1,00	0,40	21	15	9%	5	1,8
200	0,79	0,32	19	11	8%	4	2,5
150	0,57	0,24	17	8	9%	2,6	3
100	0,36	0,14	15	4,3	10%	1,5	4

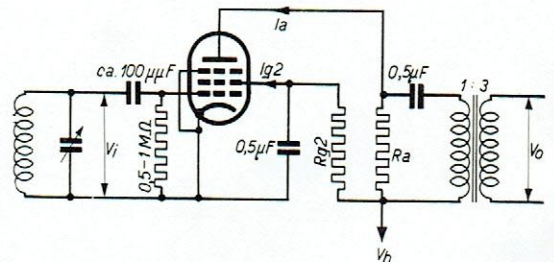
¹⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 2$ volts $_{eff}$.

Il résulte de ce tableau que l'utilisation comme détectrice n'est réellement intéressante que pour des tensions plaques élevées, puisque, dans le cas contraire, les tensions maxima de sortie, se trouvant appliquées à la grille de la lampe finale, ne suffiront plus pour moduler cette dernière à fond, particulièrement pour des profondeurs de modulation très petites.

3.) Détectrice grille avec couplage par transformateur

Si le montage de la lampe AF 7 comme détectrice grille avec couplage par résistance est assez sensible il présente le désavantage, pour des tensions plaques réduites de ne donner qu'une faible tension alternative de sortie ne permettant pas de moduler à fond la lampe finale. Dans ce cas, on a avantage à utiliser un couplage par transformateur avec alimentation en parallèle au moyen d'une résistance de 10.000 ou 20.000 ohms par exemple, le transformateur pouvant avoir un rapport de transformation de 1 : 3. La figure 10 en indique le schéma. Comme indiqué dans celle-ci il faut également se servir, dans ce cas, d'une résistance série pour l'alimentation de la grille-écran.

Le tableau III indique des résultats des mesures effectuées pour différentes tensions anodiques et différentes résistances-shunt du transformateur.



Montage de la lampe AF 7 comme détectrice grille avec couplage par transformateur 1 : 3 shunté par une résistance R_a .

Fig. 10



TABLEAU III

La AF7 comme détectrice grille avec couplage par transformateur

Transformateur 1 : 3 avec alimentation par résistance-shunt R_a									
Résistance shunt du transformateur R_a (ohms)	Tension plaque V_b (volts)	Résistance de grille-écran R_{g2} (M Ω)	Courant plaque I_a (mA)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Amplif. de la détectrice ($m = 0,3$) ¹⁾	Profondeur de la modulation $m = 0,3$		Profondeur de la modulation $m = 0,1$	
						V_o (volts)	Distorsion d %	V_o (volts)	Distorsion d %
10.000	250	125.000	3,5	1,6	11,4	10	5,5	4,2	4,5
	200	80.000	3,5	1,6	11,2	10	6	4	4,5
	150	40.000	3,5	1,6	11,1	10	7	4	4,5
	100	10.000	3,5	1,6	10,7	9,6	8	3,3	5
20.000	250	125.000	3,5	1,6	16,1	14	4	7,8	5
	200	80.000	3,5	1,6	15,3	14	4	7,5	5
	150	40.000	3,5	1,6	15,1	14	4	7,0	5
	100	10.000	3,5	1,6	13,7	14	4	5,4	6,5

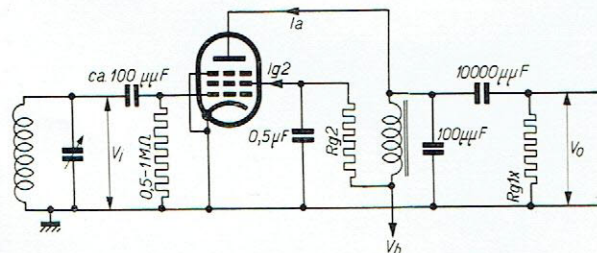
¹⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 2$ volts *eff.*

La valeur de la résistance shunt R_a du transformateur 1 : 3 est déterminée par l'amplification nécessaire et par la reproduction des notes basses désirées. Pour la qualité de reproduction une résistance à valeur réduite est avantageuse, tandis que pour la sensibilité, une valeur élevée est meilleure.

4.) Détectrice grille avec couplage par self de choc

Le couplage par self de choc présente l'avantage d'être moins cher que le couplage par transformateur. Pour des tensions anodiques réduites, les tensions alternatives de sortie suffisent généralement pour moduler à fond une lampe de sortie.

La figure 11 indique le schéma de montage de la lampe AF 7 pour cette utilisation. La résistance de fuite de la grille de la lampe de sortie (R_{g1x}) doit être relativement réduite de façon à obtenir une bonne qualité de reproduction. Le choix de cette résistance est donc déterminé par la sensibilité et la tension de sortie désirées. La self de choc utilisée pour les mesures effectuées et portées dans le tableau ci-dessous possède une selfinduction d'environ 335 Henry pour un courant de 2 mA et une selfinduction de 540 Henry pour un courant de 1 mA. La figure 12 indique les courbes de la reproduction des différentes fréquences pour les deux valeurs de résistance de fuite de la lampe de sortie $R_{g1x} = 0,1$ ou 0,3 mégohm.



Montage de la lampe AF 7 comme détectrice grille avec couplage par self de choc.

Fig. 11

Pour une valeur de 0,3 mégohm on a évidemment une sensibilité et une tension de sortie plus grandes, mais la reproduction des notes basses est moins bonne.

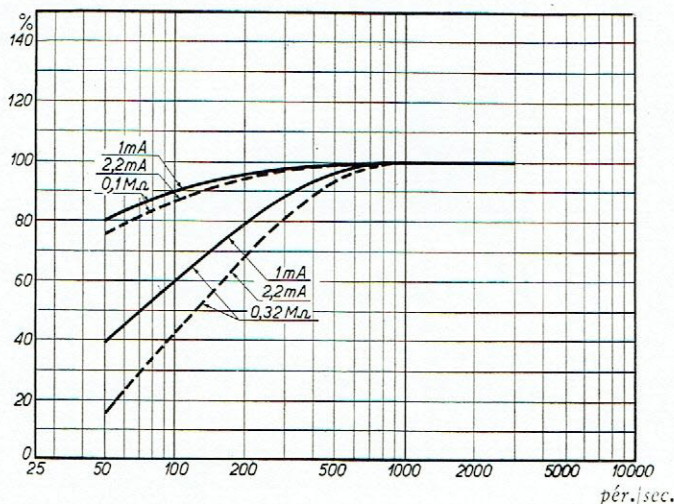
On a également représenté, dans la figure 12, l'influence de la valeur du courant dans la self de choc sur la reproduction des notes basses.



TABLEAU IV
La AF7 comme détectrice grille avec couplage par self de choc

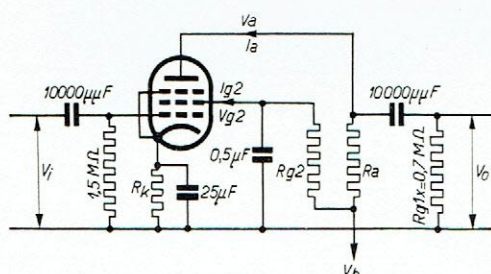
Tension plaque V_b (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Résistance de grille-écran R_{g2} (M Ω)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Ampl. de la détectrice ($m = 0,3$) 1)	Profondeur de la modulation $m = 0,3$			Profondeur de la modulation $m = 0,1$		
					V_o (volts)	Distorsion $d\%$	V_i (volts)	V_o (volts) max	Distorsion $d\%$	V_i (volts)
Selfinduction de la self de choc pour 1 mA: 540 Henry; résistance de fuite de la lampe finale $R_{g1 \times} = 0,32 \text{ M}\Omega$.										
250	0,98	0,64	0,35	32 \times	14	<1,5	0,22	10	4,5	0,56
200	1,0	0,5	0,35	32 \times	14	<1,5	0,24	8,0	4,5	0,54
150	0,97	0,32	0,35	32 \times	14	<1,5	0,27	7,9	4,5	0,53
100	0,98	0,16	0,36	31 \times	14	<1,5	0,27	7,9	4,5	0,53
Selfinduction de la self de choc pour 1 mA: 540 Henry, résistance de fuite de la lampe finale $R_{g1 \times} = 0,2 \text{ M}\Omega$.										
250	0,98	0,64	0,35	28,5 \times	14	1,9	0,33	7,1	4,5	0,56
200	1,0	0,5	0,35	28,5 \times	14	1,9	0,33	6,2	4,5	0,54
150	0,97	0,32	0,35	28,3 \times	14	2,3	0,34	6,2	4,5	0,53
100	0,98	0,16	0,36	28,0 \times	14	2,3	0,34	6,0	4,5	0,53
Selfinduction de la self de choc pour 1 mA: 540 Henry, résistance de fuite de la lampe finale $R_{g1 \times} = 0,1 \text{ M}\Omega$.										
250	0,98	0,64	0,35	17,2 \times	9,5	6,5	0,44	3,5	4,5	0,56
200	1,0	0,5	0,35	17,2 \times	9,0	7,2	0,44	3,2	4,5	0,54
150	0,97	0,32	0,35	17,0 \times	8,8	7,5	0,46	3,2	4,5	0,53
100	0,98	0,16	0,36	16,6 \times	8,8	8,0	0,48	3,0	4,5	0,53
Selfinduction de la self de choc pour 2 mA: 335 Henry, résistance de fuite de la lampe finale $R_{g1 \times} = 0,32 \text{ M}\Omega$.										
250	2,0	0,25	0,75	36 \times	14	1,9	0,20	19	3,5	0,77
200	1,95	0,2	0,72	36 \times	14	2,7	0,20	17,5	3,5	0,77
150	1,95	0,12	0,75	35 \times	14	3	0,23	17,0	3,5	0,77
100	1,9	0,05	0,78	33 \times	14	5	0,25	15,5	3,5	0,77
Selfinduction de la self de choc pour 2 mA: 335 Henry, résistance de fuite de la lampe finale $R_{g1 \times} = 0,2 \text{ M}\Omega$.										
250	2,0	0,25	0,75	32 \times	14	1,8	0,24	15	3,5	0,77
200	1,95	0,2	0,72	32 \times	14	1,8	0,25	13,5	3,5	0,77
150	1,95	0,12	0,75	30,5 \times	14	2,0	0,27	13,2	3,5	0,77
100	1,9	0,05	0,78	28,5 \times	14	3,5	0,30	11,9	3,5	0,77
Selfinduction de la self de choc pour 2 mA: 335 Henry, résistance de fuite de la lampe finale $R_{g1 \times} = 0,1 \text{ M}\Omega$.										
250	2,0	0,25	0,75	20,6 \times	14	1,5	0,47	7,9	3,5	0,77
200	1,95	0,2	0,72	20,0 \times	14	2,0	0,48	7,2	3,5	0,77
150	1,95	0,12	0,75	19,2 \times	14	2,0	0,50	6,0	3,5	0,77
100	1,9	0,05	0,78	18,5 \times	14	8	0,50	6,0	3,5	0,77

¹⁾ Pour une tension alternative de sortie $V_o = 2 \text{ volts}_{eff}$



Amplification de différentes fréquences avec la self de choc utilisée dans le tableau IV pour différents ajustages du courant plaque et pour différentes résistances de fuite de la lampe suivante.

Fig. 12



Montage de la lampe AF 7 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance.

Fig. 13

La grille-écran doit être alimentée de préférence au moyen d'une résistance série dont la valeur est indiquée dans ce tableau.

Dans le tableau IV nous indiquons, pour différentes tensions d'alimentation V_b et résistances de grille R_{g1} avec différents réglages du courant plaque, l'amplification de la détectrice et la distorsion que nous avons mesurées.

Il faut également pour cette utilisation alimenter la grille-écran au moyen d'une résistance série.

5.) Amplificatrice basse fréquence avec couplage par résistance

Comme amplificatrice basse fréquence la lampe AF 7 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 musicaux. La tension alternative de sortie, qu'elle permet d'obtenir suffit pour moduler à fond n'importe quelle lampe de sortie normale.

La figure 13 indique le schéma de montage de la lampe AF 7 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance et le tableau ci-dessous donne des résultats des mesures de la distorsion et de l'amplification pour différentes tensions anodiques, résistances cathodiques et anodiques.

La grille-écran doit être alimentée de préférence au moyen d'une résistance série dont la valeur est indiquée dans ce tableau.

TABLEAU V

La AF7 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance

Tension plaque V_b (volts)	Résistance plaque R_a (MΩ)	Courant plaque I_a (mA)	Résistance de grille-écran R_{g2} (MΩ)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Résistance cathodique R_k (ohm.s)	Amplification	Distorsion pour $V_o = 14$ volts _{eff} d (%)
250	0,32	0,52	0,8	0,2	4000	157×	1,9
200	0,32	0,41	0,8	0,16	4000	157×	2,0
250	0,2	0,9	0,4	0,38	2500	135×	1,5
200	0,2	0,7	0,4	0,30	2500	135×	1,6
250	0,1	1,4	0,25	0,55	1600	90×	<1,5
200	0,1	1,1	0,25	0,44	1600	85×	<1,5



AC 2 Triode

La lampe AC 2 est une triode étudiée pour différentes applications dans la série de tubes alternatif 4 volts. Elle peut servir comme lampe oscillatrice en combinaison avec une penthode modulatrice ou comme amplificatrice B.F., par exemple derrière la duodiode AB 2. On peut l'utiliser également comme amplificatrice pour le réglage automatique de volume sonore. Cette lampe est munie comme les autres lampes de cette série d'une cathode à chauffage rapide et du culot P standard.



AC 2, la triode de la nouvelle série de tubes alternatif 4 volts.

Fig. 1

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif

Tension de chauffage $V_f = 4,0$ volts
 Courant de chauffage $I_f = 0,65$ A env.

Capacités

$C_{ag} = 1,7 \mu\mu\text{F}$
 $C_{ak} = 4,5 \mu\mu\text{F}$
 $C_{gk} = 4,9 \mu\mu\text{F}$

Caractéristiques de service

Tension plaque $V_a = 250$ volts
 Courant plaque $I_a = 6$ mA
 Polarisation négative de la grille $V_g = -5,5$ volts
 Coefficient d'amplification $g(k) = 30$
 Pente maximum $S_{\max} = 3,5$ mA/V
 Pente normale ($I_a = 6$ mA) $S_{\text{norm}} = 2,5$ mA/V
 Résistance interne ($I_a = 6$ mA) $R_{i_{\text{norm}}} = 12.000$ ohms

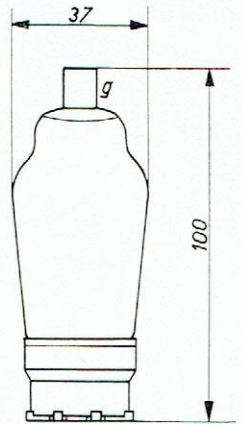


Disposition des électrodes et connexions du culot du tube AC 2.

Fig. 2

Limites fixées pour les caractéristiques

- $V_{a_0 \text{ max}} = 550 \text{ volts}$
- $V_{aR \text{ max}} = 250 \text{ volts}$
- $V_{aL \text{ max}} = 200 \text{ volts}$
- $W_{a \text{ max}} = 2 \text{ watts}$
- $I_{k \text{ max}} = 10 \text{ mA}$
- $V_g (I_g = 0,3 \mu\text{A}) < -1,3 \text{ volt}$
- $R_{g_a \text{ max}} = 1,5 \text{ mégohm}$
- $R_{g_f \text{ max}} = 1,0 \text{ mégohm}$
- $V_{fk \text{ max}} = 50 \text{ volts}$
- $R_{fk \text{ max}} = 20.000 \text{ ohms}^1)$



Encombrement du tube AC 2.

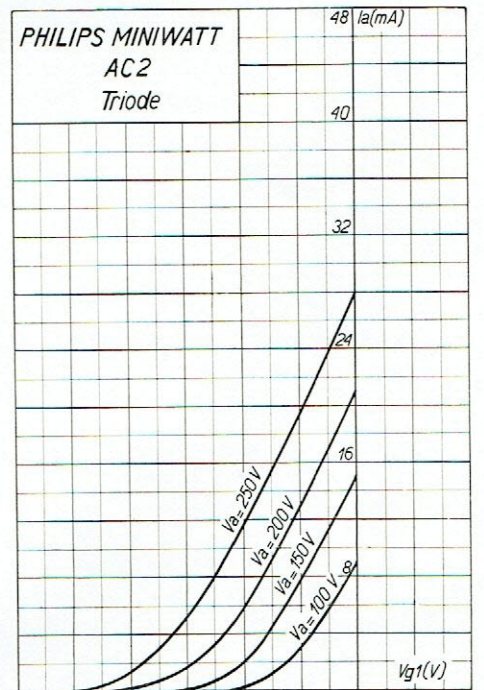
Fig. 3

Utilisation

La AC2 sera employée comme oscillatrice dans les superhétérodynes et comme amplificatrice B.F.

Elle est particulièrement intéressante en B.F. Elle permet en effet d'obtenir une sensibilité suffisante pour la plupart des récepteurs modernes superhétérodynes avec amplification haute et moyenne fréquence. Elle présente l'avantage sur la penthode d'obtenir grâce à son amplification moins poussée une détection linéaire avec la diode précédente même pour les signaux faibles. Le tableau suivant donne quelques résultats de mesures pour cette lampe avec différentes valeurs de tension plaque, résistance plaque et résistance cathodique. De ce tableau il résulte que la lampe fournit une tension de sortie suffisante pour moduler à fond toutes les lampes de sortie normales, même pour des tensions plaques réduites.

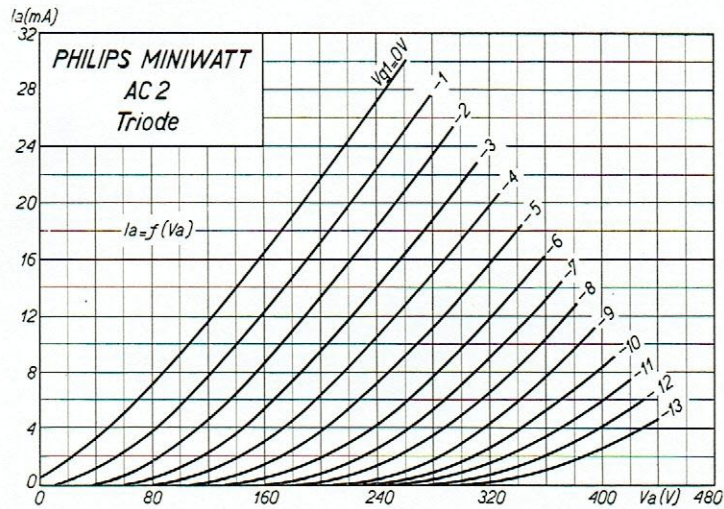
Dans le cas d'amplification pour le réglage automatique du volume sonore, on doit particulièrement tenir compte de la tension maximum admissible entre cathode et filament, qui doit être limitée à 50 volts. Egalement la résistance entre la cathode et le filament ne devra jamais dépasser 20.000 ohms.



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

Fig. 4

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



Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations négatives de la grille.

Fig. 5

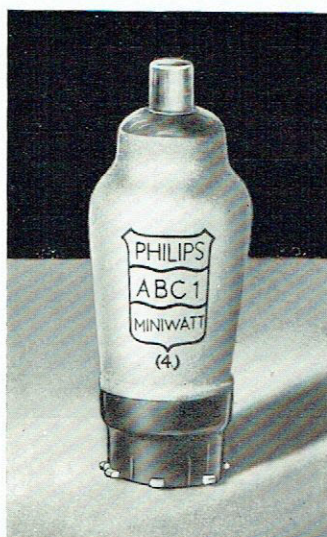
TABLEAU.

La AC 2 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance

Tension plaque V_b (volts)	Résistance plaque R_a (M Ω)	Courant plaque I_a (mA)	Résistance cathodique R_k (ohms)	Tension alt. de sortie V_o (volts _{eff})	Amplification	Distorsion d (%)
250	0,32	0,48	8.000	14	18,5 \times	<1,5
200		0,35	10.000	14	17,8 \times	1,5
150		0,21	16.000	14	16,3 \times	2,4
100		0,145	16.000	10 (max)	15,0 \times	3,0
250	0,2	0,72	5.000	14	18,5 \times	1,5
200		0,48	5.000	14	17,0 \times	1,8
150		0,32	10.000	14	16,0 \times	3
100		0,17	16.000	14	15,2 \times	5
100		0,17	16.000	10	15,0 \times	4,2
250	0,1	1,25	3.200	14	18,5 \times	1,5
200		0,90	4.000	14	17,0 \times	1,9
150		0,52	6.400	14	15,9 \times	3,3
100		0,32	6.400	10	15,0 \times	4,4



ABC 1 duodiode-triode



La ABC1, nouvelle détectrice et amplificatrice B.F.
Fig. 1

connectée, en parallèle avec la première, ou servir pour des montages spéciaux au réglage automatique différé et au réglage silencieux. Comme indiqué pour la duodiode AB 2, le schéma push-pull ne présente aucun avantage.



Construction intérieure de la lampe ABC 1.

Fig. 2

Cette lampe a été créée afin qu'il existe des types identiques dans la série des tubes à courant alternatif 4 volts et dans la série des tubes tous courants. Dans cette dernière série ce type de lampe était utile de façon à diminuer la chute de tension dans le circuit des filaments. Cette lampe est utilisée comme détectrice diode combinée avec un premier étage d'amplification basse fréquence. Par suite de la plus grande amplification obtenue avec les „Miniwatt" modernes aux étages changeur de fréquence et moyenne fréquence, une amplification basse fréquence moindre que celle possible avec une penthode est déjà suffisante. Celle qu'on obtient avec la partie triode de la lampe ABC 1 est environ égale à 20 ce qui suffit dans la plupart des cas. L'amplification basse fréquence plus petite présente en même temps l'avantage d'une détection s'effectuant toujours dans la partie droite de la caractéristique de détection, de sorte que même les signaux faibles sont retransmis pratiquement sans distorsion. Les deux diodes sont raccordées à deux contacts du culot, et la grille de commande au sommet de l'ampoule. La diode désignée d_2 dans le schéma du culot (fig. 3) doit de préférence servir pour la détection. L'autre diode peut alors être

La partie duodiode combinée avec la partie amplificatrice triode dans la même ampoule est parfaitement identique et équivalente à la duodiode simple AB 2.

Pour éviter la réaction de la partie basse fréquence sur la partie détectrice, un blindage connecté à la cathode a été placé entre ces deux systèmes. L'ampoule de la lampe étant métallisée il est superflu de prévoir un blindage spécial. La métallisation connectée à un contact séparé du culot doit de préférence, être reliée au châssis. La lampe ABC 1 est pourvue d'une cathode à chauffage rapide et du nouveau culot standard P.

Ses caractéristiques sont les suivantes:

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif.
Tension de chauffage $V_f = 4$ volts
Courant de chauffage $I_f = 0,65$ A env.



Capacités

Partie triode: $C_{ag} = 1,7 \mu\mu\text{F}$
 $C_{gk} = 4,3 \mu\mu\text{F}$
 $C_{ak} = 3,1 \mu\mu\text{F}$

Partie diode: $C_{kd_1} = 2,3 \mu\mu\text{F}$
 $C_{kd_2} = 3,0 \mu\mu\text{F}$
 $C_{d_1d_2} < 0,5 \mu\mu\text{F}$
 $C_{gd_1} < 0,003 \mu\mu\text{F}$
 $C_{gd_2} < 0,003 \mu\mu\text{F}$

Caractéristiques de service

Partie triode:

Tension plaque $V_a = 250$ volts
 Courant plaque $I_a = 4$ mA
 Polarisation négative de la grille $V_{g_1} = -7$ volts env.
 Coefficient d'amplification $g(k) = 27$
 Pente maximum $S_{\max} = 3,6$ mA/V
 Pente normale $S_{\text{norm}} = 2,0$ mA/V
 Résistance interne (pour $I_a = 4$ mA) $R_i = 13.500$ ohms

Limites fixées pour les caractéristiques

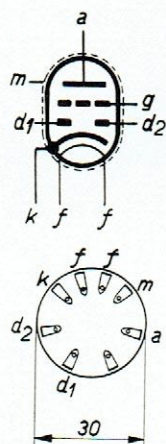
Partie triode:

$V_{a_o \max} = 550$ volts
 $V_{a_R \max} = 250$ volts
 $V_{a_L \max} = 200$ volts
 $W_{a \max} = 1,5$ watts
 $I_{k \max} = 10$ mA
 $V_{g_1} (I_{g_1} = 0,3 \mu\text{A}) < -1,3$ volt
 $R_{g_1a \max} = 1,5$ mégohms
 $R_{g_1f \max} = 1,0$ mégohms
 $V_{fk \max} = 50$ volts
 $R_{fk \max} = 20.000$ ohms

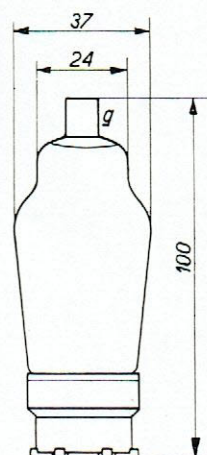
Partie diode:

(voir fig. 5).

$V_{d \max} = 200$ volts (tension de crête)
 $I_{d \max} = 0,8$ mA (par anode)



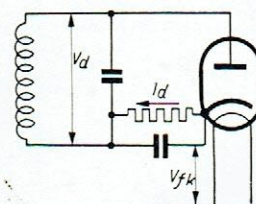
Disposition des électrodes et connexions du culot.
 Fig. 3



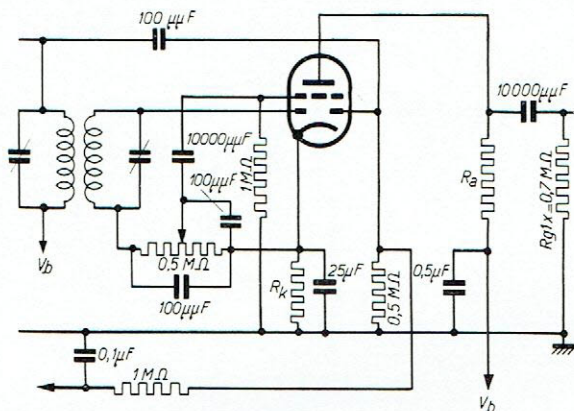
Encombrement du tube ABC 1.
 Fig. 4

Utilisation

Par suite de la combinaison des deux systèmes déjà décrits dans une seule ampoule, l'emploi de cette lampe se limite à la détection du signal haute ou moyenne fréquence par une des deux diodes et à l'amplification basse fréquence par le système triode. Pour des montages spéciaux on pourrait dans certaines circonstances se servir d'une diode avec la partie triode pour le réglage silencieux. On doit cependant observer que la tension entre la cathode et le filament ne dépasse jamais 50 V et que la résistance, se trouvant dans un circuit quelconque entre ces deux électrodes, ne soit jamais supérieure à 20.000 ohms. Si, dans des



Définition de $V_{d \max}$ et $I_{d \max}$.
 Fig. 5

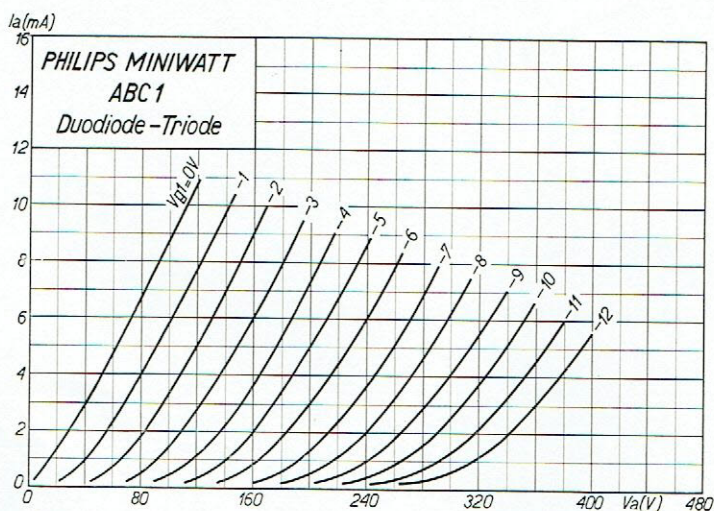


Montage de la lampe ABC 1 comme détectrice diode avec amplification B.F. La deuxième diode sert au réglage automatique de volume sonore

Fig. 6

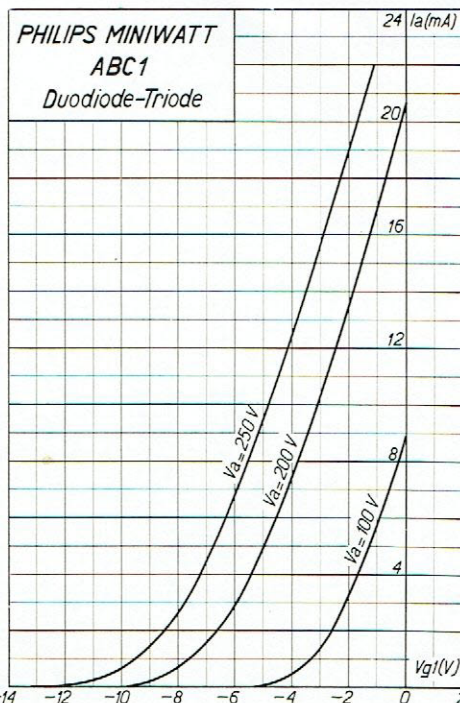
montages spéciaux, la cathode est considérablement négative par rapport au châssis, la métallisation ne devra pas être connectée au châssis, mais à la cathode. On doit de plus s'efforcer de réaliser une séparation efficace de la partie B.F. et de la partie diode. Les connexions de la grille de commande et du potentiomètre de la diode doivent être blindées et le contact mobile du potentiomètre isolé de son axe.

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. La fig. 6 indique le schéma de montage du réglage automatique différé. La tension positive de la cathode peut être obtenue au moyen d'un système potentiométrique. Dans le cas, où un très grand retard est nécessaire on peut connecter la grille de commande de la partie triode à une prise de la résistance cathodique, en prévoyant un condensateur de découplage pour obtenir la polarisa-



Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations négatives de la grille.

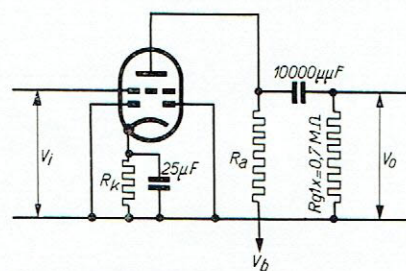
Fig. 8



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

Fig. 7

tion. 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. La fig. 6 indique le schéma de montage du réglage automatique différé. La tension positive de la cathode peut être obtenue au moyen d'un système potentiométrique. Dans le cas, où un très grand retard est nécessaire on peut connecter la grille de commande de la partie triode à une prise de la résistance cathodique, en prévoyant un condensateur de découplage pour obtenir la polarisa-



Montage de principe employé pour les mesures indiquées dans le tableau.

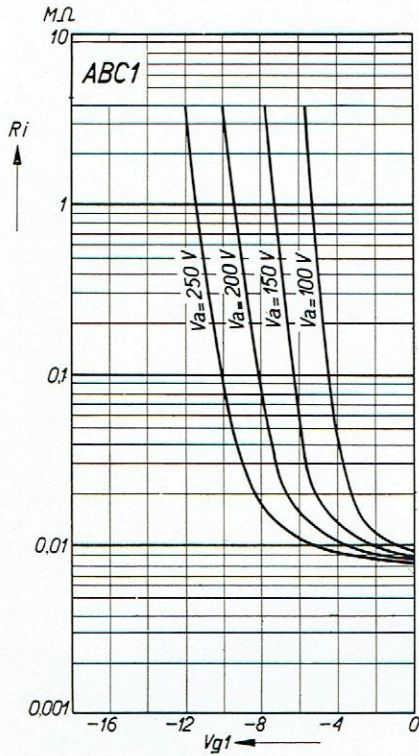
Fig. 9



TABLEAU

La ABC 1 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance

Tension plaque V_b (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Résistance plaque R_a ($M\Omega$)	Résistance cathodique R_k (ohms)	Tension alt. d'entrée V_i (volts $_{eff}$)	Tension alt. de sortie V_o (volts)	Distorsion d (%)	Amplification
100	0,15	0,32	16000	-2,4	10	2,0	18×
100	0,15	0,32	16000	-2,4	14	2,9	18×
150	0,28	0,32	10000	-2,8	14	1,6	19×
200	0,42	0,32	6400	-2,7	14	< 1,4	20×
250	0,57	0,32	5000	-2,8	14	< 1,4	21×
100	0,17	0,20	16000	-2,7	10	3,0	17×
100	0,17	0,20	16000	-2,7	14	4,0	17×
100	0,20	0,20	12500	-2,5	10	2,3	17×
100	0,20	0,20	12500	-2,5	14	3,1	17×
150	0,37	0,20	8000	-3,0	14	1,8	19×
200	0,58	0,20	5000	-2,9	14	< 1,4	20×
250	0,79	0,20	4000	-3,15	14	< 1,4	21×
250	—	0,20	3200	-2,8	14	< 1,4	21×
100	0,33	0,10	8000	-2,6	10	2,8	14×
100	0,33	0,10	8000	-2,6	14	4,2	14×
150	0,68	0,10	4000	-2,7	14	1,7	19×
150	0,61	0,10	5000	-3,0	14	2,0	18×
200	1,10	0,10	2500	-2,75	14	< 1,4	19×
200	1,00	0,10	3200	-3,1	14	< 1,4	19×
250	1,5	0,10	2000	-3,0	14	< 1,4	19×
250	1,35	0,10	2500	-3,4	14	< 1,4	19×



Résistance interne en fonction de la polarisation négative de la grille pour différentes tensions plaques.

Fig. 10

tion négative correcte de la triode. Dans tous les cas, la cathode doit être découplée par rapport au châssis au moyen d'un condensateur d'au moins $2 \mu\text{F}$. Pour une meilleure reproduction des notes basses on emploiera un condensateur électrolytique de $25 \mu\text{F}$ environ.

En ce qui concerne l'amplification basse fréquence de la partie triode, nous donnons dans le tableau de la page 33 quelques résultats de mesures effectuées avec le schéma de la figure 9. On trouvera, pour différentes tensions anodiques et résistances plaques avec résistances cathodiques correspondantes, la tension de sortie, la tension d'entrée, la distorsion et l'amplification.



AL 1 penthode de sortie

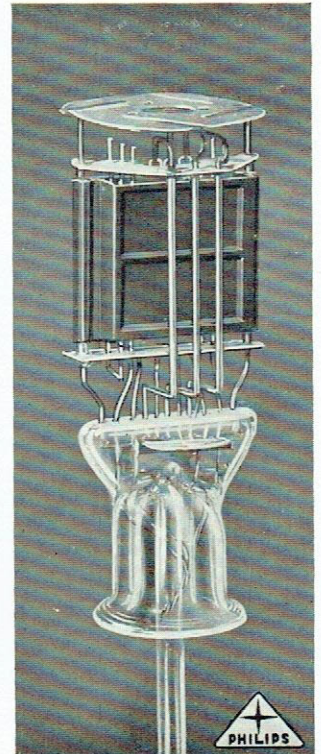


La penthode de sortie à chauffage direct de la nouvelle série de tubes alternatif 4 volts.

Fig. 1

à chauffage direct

La lampe AL 1 est une penthode de sortie à chauffage direct par alternatif 4 volts. Elle est munie du nouveau culot standard P. La puissance anodique maximum de cette lampe est égale à 9 watts et pour 6% de distorsion elle donne une puissance de sortie d'environ 3,1 watts. Cette puissance est plus que suffisante pour la majorité des récepteurs. La tension plaque et la tension de grille-écran sont les mêmes et relativement basses, de sorte que généralement on n'aura besoin, dans l'appareil, que d'une seule tension pour les lampes amplificatrices et la lampe de sortie. La AL 1 a une bonne sensibilité, elle ne nécessite qu'une tension alternative de 0,96 volt sur la grille pour obtenir la puissance de sortie normale de 50 milliwatts.



Construction interne de la penthode AL 1.

Fig. 2

Caractéristiques de chauffage

Chauffage direct par courant alternatif

Tension de chauffage	$V_f = 4,0$ volts
Courant de chauffage	$I_f = 1,1$ A. env.

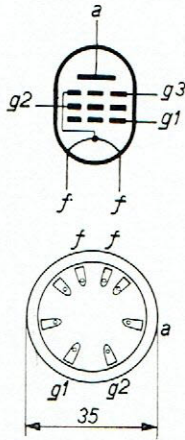
Caractéristiques de service

Tension plaque	$V_a = 250$ volts
Tension de grille-écran	$V_{g_2} = 250$ volts
Courant plaque	$I_a = 36$ mA
Polarisation négative de la grille	$V_{g_1} = -15$ volts env.
Pente normale	$S_{norm} = 2,8$ mA/V
Courant de grille-écran	$I_{g_2} = 6,8$ mA
Courant de grille-écran maximum	$I_{g_2max} = 9$ mA
Courant de grille-écran minimum	$I_{g_2min} = 4,5$ mA
Résistance interne normale	$Ri_{norm} = 43.000$ ohms



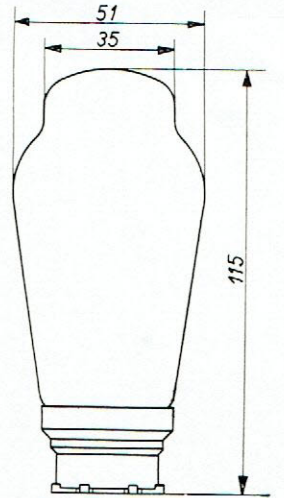
Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{a0 \text{ max}}$	= 550 volts
$V_{aL \text{ max}}$	= 300 volts
$W_a \text{ max}$	= 9 watts
$I_k \text{ max}$	= 50 mA
$V_{g20 \text{ max}}$	= 550 volts
$V_{g2 \text{ max}}$	= 250 volts
$W_{g2 \text{ max}}$	= 2,5 watts
$V_{g1} (I_{g1} = 0,3 \mu A)$	< -2 volts
$R_{g1f \text{ max}}$	= 0,3 mégohms
$R_{g1a \text{ max}}$	= 0,8 mégohms



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

Fig. 3

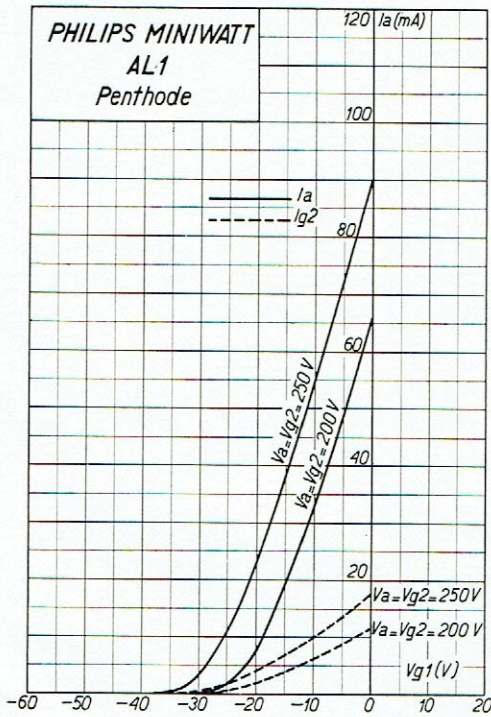


Encombrement du tube AL 1.
Fig. 4

Pour $V_a = V_{g2} = 250$ volts, $I_a = 36$ mA et $R_a = 7000 \Omega$.

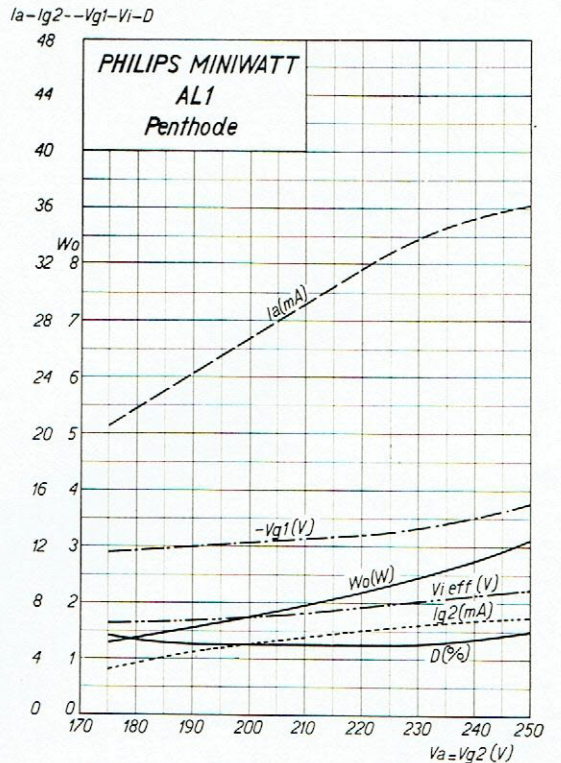
Puissance de sortie pour 5% de distorsion $W_o (5\%) = 2,8$ watts

Puissance de sortie pour 10% de distorsion $W_o (10\%) = 3,1$ watts



Caractéristiques I_a/V_{g1} de la pentode AL 1.

Fig. 5



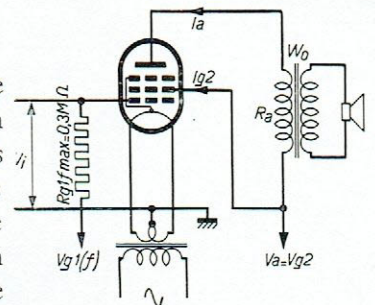
$I_a, I_{g2}, V_{g1}, W_o, V_{i \text{ eff}},$ distorsion D et puissance de sortie W_o en fonction de $V_a = V_{g2}$. La courbe pour I_{g2} s'applique lorsqu'il n'y a pas de signal.

Fig. 6



Application

Cette penthode sera utilisée comme lampe de sortie classe A dans la majorité des récepteurs sur alternatif. La polarisation de la grille (figure 4) peut être obtenue par chute de tension dans la résistance ou dans la self qui se trouve dans le retour négatif des anodes ou dans une résistance intercalée entre la masse et la prise médiane du transformateur de chauffage avec découplage au moyen d'un condensateur. Le condensateur de découplage entre la cathode et le châssis doit avoir une valeur d'au moins $2 \mu\text{F}$. De préférence il sera choisi égal à $25 \mu\text{F}$ afin d'obtenir une meilleure reproduction des notes basses. Pour ce condensateur de $25 \mu\text{F}$ on pourra se servir d'un petit condensateur électrolytique. L'impédance de charge optimum est de 7000 ohms pour $V_a = V_{g_2} = 250$ volts.



Montage du tube AL 1 comme lampe de sortie.

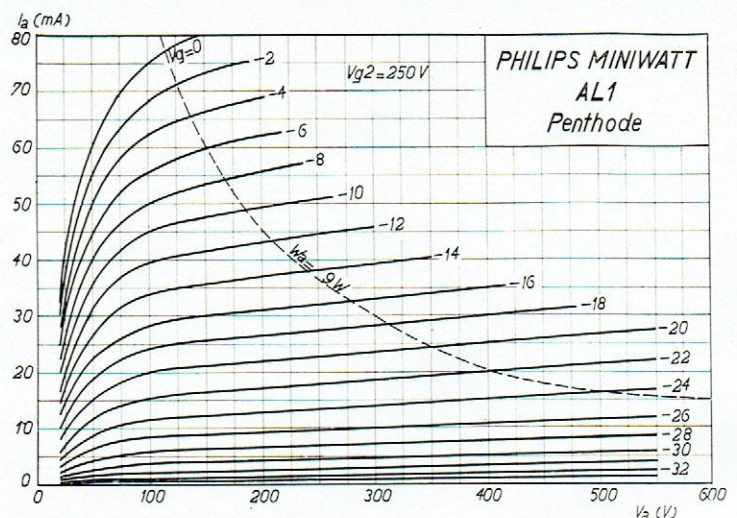
Fig. 7

TABLEAU

AL 1, puissance de sortie en fonction de la tension plaque

Tension plaque et de grille-écran $V_a = V_{g_2}$ (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Polarisation nég. de la grille V_{g_1} (volts)	Impédance de charge R_a (ohms)	Jusqu'au point de naissance du courant de grille			Jusqu'à 5% de distorsion		Tension alt. d'entrée pour $W_o = 50 \text{ mW}$ (sensibilité) (volts _{eff})
				Puissance de sortie W_o (watts)	Distorsion d (%)	Tension alt. d'entrée V_i (volts _{eff})	Puissance de sortie W_e (watts)	Tension alt. d'entrée V_i (volts _{eff})	
250	36	-15,7	7000	3,1	6	9,8	2,8	8,4	0,96
225	32,5	-13,8	7000	2,3	5	8,0	2,3	8,0	0,90
200	26,5	-13,0	7500	1,75	5	7,0	1,75	7,0	1,1
175	20,5	-11,5	8500	1,3	5,7	6,4	1,23	6,0	1,13

Dans le tableau ci-dessus nous donnons les impédances de charge pour différentes tensions plaques. Nous y indiquons, en même temps, la puissance de sortie et la distorsion ainsi que la sensibilité de l'étage de sortie (pour une puissance de sortie de 50 milliwatts).

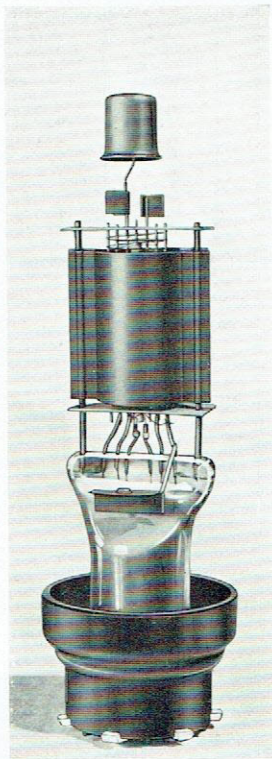


Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations de la grille de commande.

Fig. 6



AL 2, la nouvelle penthode de sortie à chauffage indirect.
Fig. 1



Construction intérieure de la nouvelle penthode de sortie.
Fig. 2

AL 2 penthode de sortie à chauffage indirect

La lampe AL 2 est une penthode de sortie à chauffage indirect de la série 4 volts pour courant alternatif. Elle est munie du nouveau culot P standard. Le chauffage indirect de la cathode offre l'avantage de permettre la polarisation négative de grille au moyen d'une simple résistance insérée dans le circuit cathodique et l'élimination de tout ronflement. Cette exemption de ronflement est encore accentuée par le fait que la connexion de la grille de commande est placée au sommet de l'ampoule. En résumé, cette lampe est très semblable à la CL 2 de la série tous courants et l'on peut construire des appareils identiques pour les 2 séries de lampes.

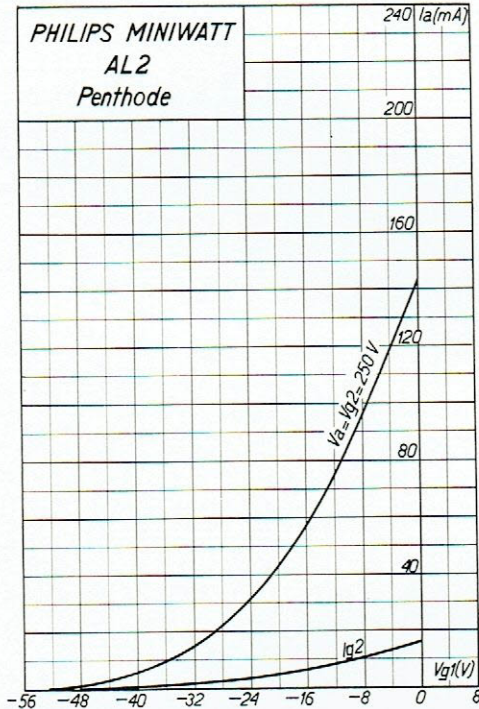
La AL 2 permet d'obtenir une puissance de sortie maximum de 4,5 watts pour une distorsion de 12%. Normalement, la puissance modulée est quelque peu inférieure: 3,8 watts pour 10% de distorsion. Cette puissance est largement suffisante pour les récepteurs normaux. La tension anodique est normalement de 250 volts ainsi que la tension de grille-écran. La tension de 250 volts est avantageuse, puisqu'elle permet de n'avoir qu'une seule tension pour les lampes pré-amplificatrices et la lampe de sortie. La sensibilité de la lampe AL 2 est assez grande. Elle est égale à environ 1 volt pour 50 mW de puissance de sortie avec une tension plaque de 250 volts. La puissance de chauffage de la cathode est assez réduite, ce qui est un autre avantage de cette lampe.

Les caractéristiques de la AL 2 sont mentionnées ci-dessous:

Caractéristiques de chauffage

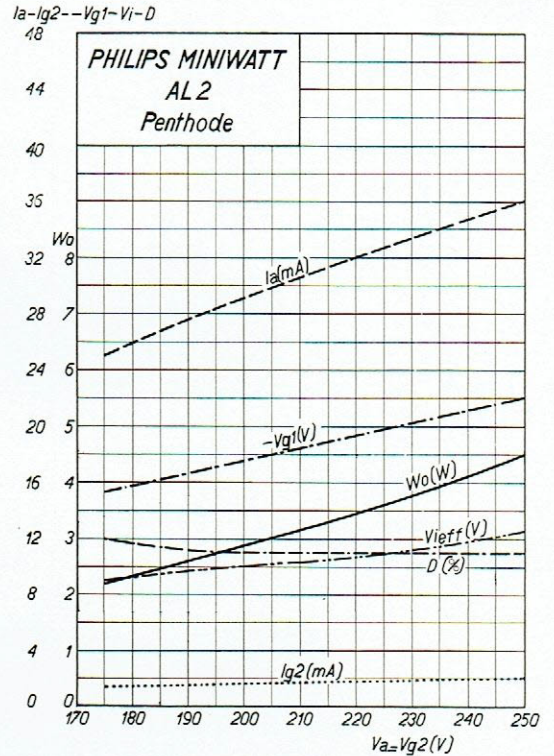
Chauffage indirect par courant alternatif

Tension de chauffage $V_f = 4,0$ volts
 Courant de chauffage $I_f = 1,0$ A.



Courants d'anode et de grille-écran en fonction de la polarisation négative de grille.

Fig. 3

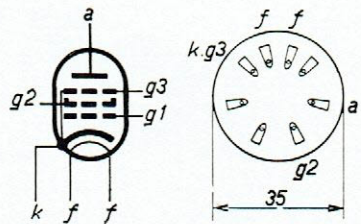


Courants d'anode et de grille-écran, tension négative de grille, puissance modulée, distorsion et tension d'entrée en fonction des tensions d'anode et de grille-écran.

Fig. 4

Caractéristiques de service

Tension plaque	V_a	= 250 volts
Tension de grille-écran	V_{g_2}	= 250 volts
Courant plaque	I_a	= 36 mA
Polarisation négative de grille	V_{g_1}	= -25 volts
Courant de grille-écran	I_{g_2}	= 5 mA
Pente normale	S_{norm}	= 2,6 mA/V
(à $I_a = 36$ mA)		
Résistance interne	R_i	= 60.000 ohms
(à $I_a = 36$ mA)		

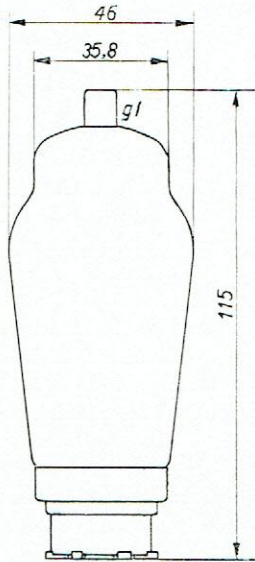


Disposition des électrodes et connexions du culot de la penthode finale AL2.

Fig. 5

Limites fixées pour les caractéristiques

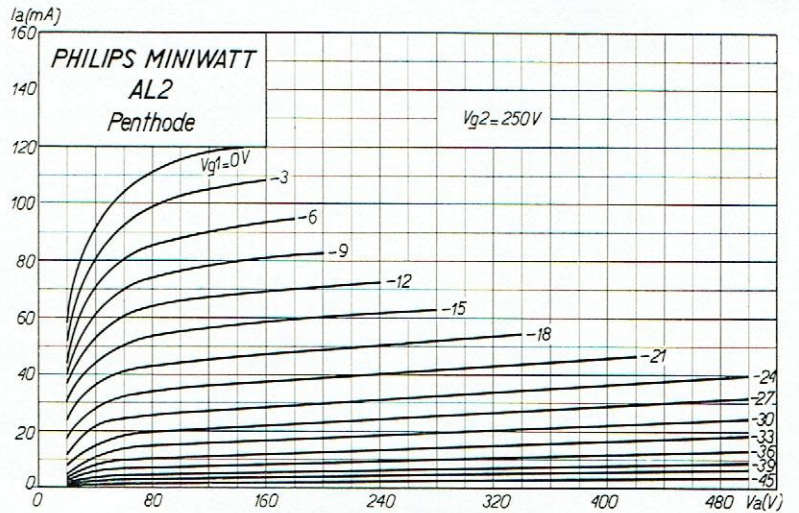
$V_{a_0 \max}$ = 550 volts	$V_{g_1} (I_{g_1} = 0,3 \mu A) < -1,3$ volt
$V_{a_L \max}$ = 250 volts	$W_{g_2 \max}$ = 1,5 watt
$W_a \max$ = 9 watts	$R_{g_{1a} \max}$ = 0,7 mégohm
$I_k \max$ = 50 mA	$R_{g_{1f} \max}$ = 0,3 mégohm
$V_{g_{20} \max}$ = 550 volts	$V_{fk \max}$ = 50 volts
$V_{g_2 \max}$ = 250 volts	$R_{fk \max}$ = 5.000 ohms



Dimensions de la lampe
AL 2.
Fig. 6

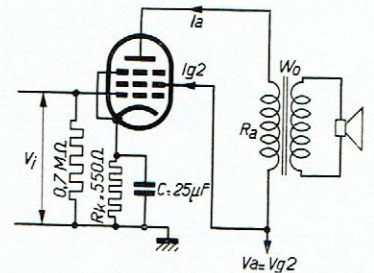
Utilisation

Cette penthode trouve son utilisation dans les récepteurs à courant alternatif comme lampe amplificatrice finale classe A. La figure 8 indique le schéma de son montage. La polarisation négative de la grille sera obtenue au moyen d'une résistance cathodique de 750 ohms env. La cathode doit être découplée au moyen d'un condensateur d'au moins 2 μ F. Nous recommandons cependant pour la bonne reproduction des notes basses l'emploi d'un petit condensateur électrolytique de 25 μ F environ. Dans le tableau ci-dessous nous donnons quelques valeurs de la puissance de sortie et de la distorsion en fonction de la tension anodique. Est également indiquée la sensibilité de la lampe. La valeur optimum de l'impédance de charge, est de 7000 ohms.



Courant anodique en fonction de la tension anodique pour différentes polarisations négatives de grille.

Fig. 7



Montage sur lequel le tableau ci-dessous a été établi.

Fig. 8.

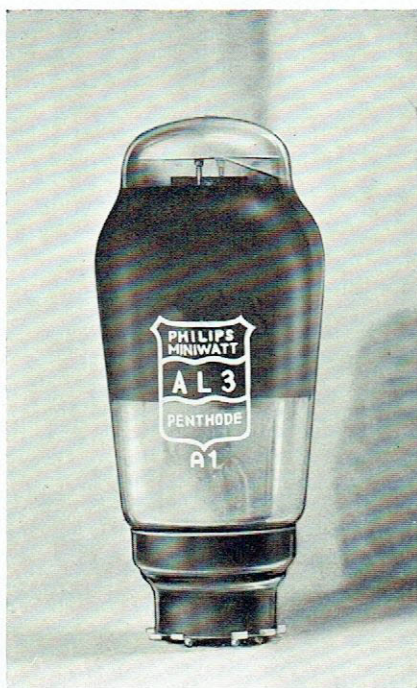
TABLEAU
AL 2, puissances modulées pour différentes tensions d'anode

Tensions d'anode et d'écran $V_a = V_{g2}$ (Volt)	Courant d'anode I_a (mA)	Impédance d'anode R_a (Ohm)	Jusqu'au point de naissance du courant de grille			Jusqu'à 10% de distorsion		Jusqu'à 5% de distorsion		Tension d'entrée pour $W_o = 50$ mW (sensibilité)
			Puissance modulée de sortie W_o (Watt)	Distorsion D (%)	Tension d'entrée V_i (volts _{eff})	Puissance modulée de sortie W_o (watts)	Tension d'entrée V_i (volts _{eff})	Puissance modulée de sortie W_o (watts)	Tension d'entrée V_i (volts _{eff})	
250	36	7000	4,5	11	12,6	3,85	12,0	2,2	7,1	0,95
225	32,5	7000	3,6	11	11,0	2,95	10,4	1,8	6,4	1,0
200	29,0	7000	2,9	11	9,0	2,42	9,4	1,4	5,9	1,0
175	25,0	7000	2,2	12	10,0	1,75	8,6	1,1	5,1	1,05

Résistance dans le retour de cathode $R_k = 570$ ohms env.



AL 3 penthode de sortie à chauffage indirect



AL 3, la penthode de sortie à pente élevée de la série alternatif 4 volts.

Fig. 1

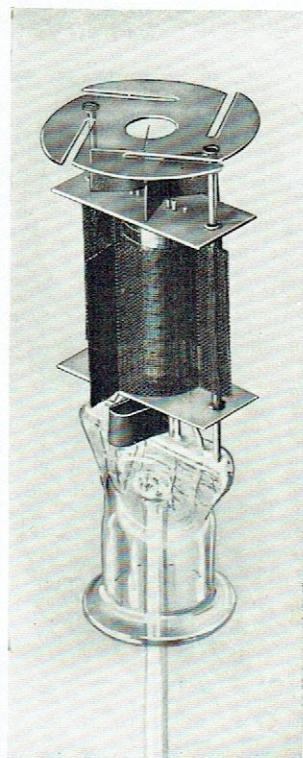
entièrement en branchant la diode directement avant la penthode de sortie AL 3. La sensibilité sera bien un peu moindre, réduite par exemple de 4 à 5 fois, mais le récepteur n'aura que 3 lampes au lieu de 4.

Dans le cas où l'on désire une bonne amplification basse fréquence la lampe AL 3 permet encore de se servir d'une triode au lieu d'une penthode comme amplificatrice B.F. Si la triode donne une amplification de 20 fois on pourra considérer l'amplification de l'étage B.F. comme étant 70 fois en se servant de la penthode AL 3 au lieu de la AL 1, cette amplification devant être fournie dans le cas de la AL 1 par une penthode (la AF 7 par exemple).

Pour la puissance modulée maximum il faut un signal extrêmement faible sur la grille, 3,5 volts environ, de sorte que cette lampe permet de se servir de détectrices ayant des performances médiocres pour les appareils bon marché tels que récepteurs destinés aux auditions de l'émetteur local etc. Dans ces postes on emploie souvent une penthode où une triode comme détectrice grille à réaction avec couplage par résistance. Il peut se produire que, pour de petites profondeurs de modulation, une telle détectrice ne soit plus capable de

La lampe AL 3 est une penthode de sortie à chauffage indirect par courant alternatif 4 volts. La caractéristique de pente très élevée la rend particulièrement attrayante pour l'emploi dans les appareils à petit nombre de lampes. Elle est munie du nouveau culot P standard et d'une cathode à chauffage rapide. La puissance anodique maximum de cette lampe est égale à 9 watts et pour 10% de distorsion elle donne 50% de rendement c'est à dire 4,5 watts (le rendement théorique maximum). Cette puissance est plus que suffisante pour la majorité des récepteurs.

La pente normale de cette lampe est de 9,5 mA/V. Elle est donc environ 3,5 fois plus élevée que celle d'une penthode de sortie comme la AL 1 ou AL 2. Il en résulte donc une sensibilité 3,5 fois plus élevée de l'étage de sortie, ce qui permet de se passer d'amplification B.F. entre la détectrice diode et la lampe de sortie dans un bon nombre d'appareils. Comme dans un superhétérodyne à 4 lampes équipé avec octode et AF 3 par exemple la sensibilité est déjà si élevée qu'une triode suffit comme amplificatrice B.F. il est donc possible d'éliminer cette amplification basse fréquence

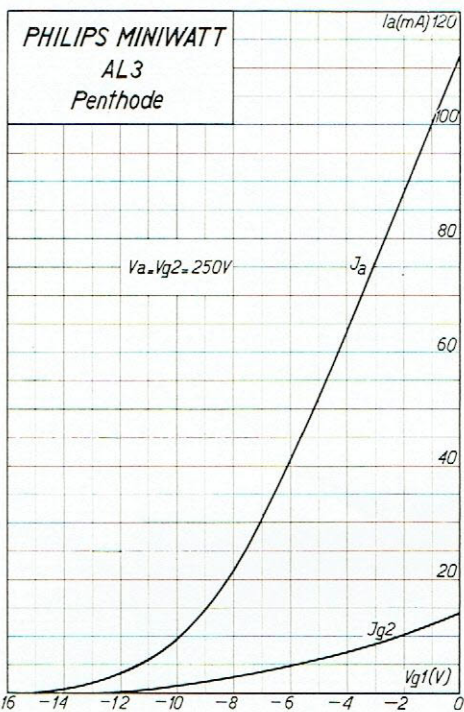


Construction intérieure de la AL 3
Fig. 2



moduler à fond une penthode de sortie. Avec la AL 3 on ne rencontre aucune difficulté de ce genre.

Les caractéristiques de cette lampe sont les suivantes:



Caractéristiques I_a/V_{g1} et I_{g2}/V_{g1} de la penthode AL 3.
Fig. 3

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif

Tension de chauffage .. V_f = 4,0 volts
Courant de chauffage .. I_f = env. 1,85 A

Caractéristiques de service

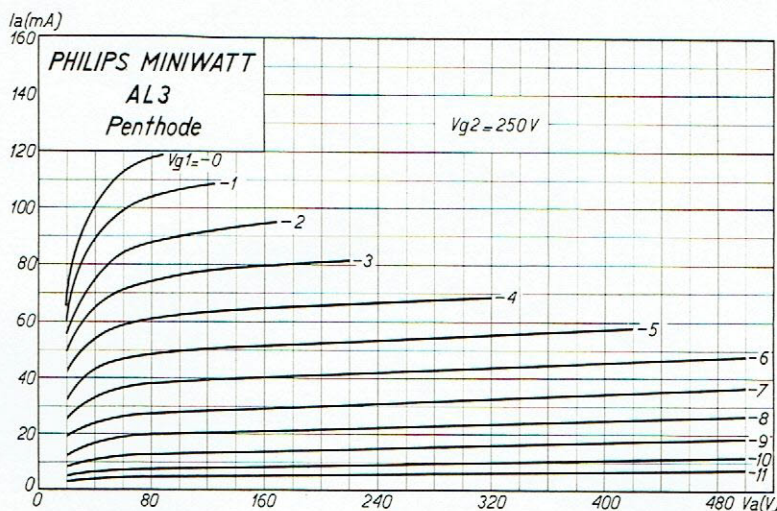
Tension plaque V_a = 250 volts
Tension de grille écran .. V_{g2} = 250 volts
Courant plaque I_a = 36 mA
Polarisation négative
de la grille V_{g1} = -6,5 volts
Cour. de la grille-écran .. I_{g2} = 4 mA
Courant de grille-écran
max. $I_{g2\max}$ = 5,2 mA
Courant de grille-écran
min. $I_{g2\min}$ = 2,8 mA
Résistance interne R_i = 50.000 ohms
Pente normale S_{norm} = 9,5 mA/V
Impédance de charge
pour 10% de distors... $R_a(10\%)$ = 7000 ohms
Tension alt. de grille
pour 10% de distors... $V_{i\text{eff}}$ = 3,5 volts_{eff}
Puissance modulée pour
10% de distorsion... $W_o(10\%)$ = 4,5 watts

Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{a0\max}$ = 550 volts
 $V_{aL\max}$ = 250 volts
 $W_{a\max}$ = 9 watts
 $I_{k\max}$ = 55 mA
 $V_{g20\max}$ = 550 volts
 $V_{g2\max}$ = 250 volts
 $W_{g2\max}$ = 1,5 watt
 V_{g1} ($I_{g1} = 0,3 \mu\text{A}$)
< -1,3 volt
 $R_{g1a\max}$ = 1,0 M Ω
 $R_{g1f\max}$ = 0,4 M Ω
 $V_{fk\max}$ = 50 volts
 $R_{fk\max}$ = 5000 ohms

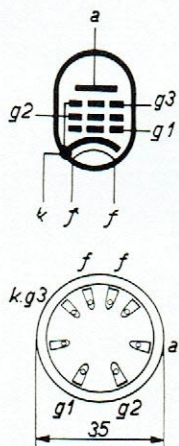
Utilisation

Cette penthode peut être utilisée comme lampe de sortie classe „A” dans la majorité des



Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations de la grille de commande.

Fig. 4



Disposition des électrodes et connexions du culot.

Fig. 5

récepteurs pour alternatif. La polarisation négative de la grille sera obtenue par chute de tension. Cette chute de tension s'opérera dans la résistance ou self se trouvant dans le retour négatif des anodes ou dans une résistance intercalée entre la masse et la cathode. On fera le découplage au moyen d'un condensateur. Ce condensateur aura une valeur d'au moins $2 \mu\text{F}$. De préférence on le prendra de $25 \mu\text{F}$ afin d'obtenir une meilleure reproduction des notes basses. Ce point est important car la pente élevée de cette lampe peut facilement donner lieu à des réactions en haute fréquence. Pour cette raison il faut aussi prévoir un filtrage très efficace sur la grille écran et sur l'anode et prévoir ces filtres aussi près que possible des électrodes correspondantes. Les conducteurs doivent être aussi courts que possible. Dans certains cas il sera nécessaire d'intercaler une résistance dans le conducteur de la grille de commande.

Si l'on monte une détectrice diode directement avant cette lampe il faut veiller à ce que la lampe M.F. ne soit pas surmodulée. Ceci donnerait facilement lieu à une distorsion.

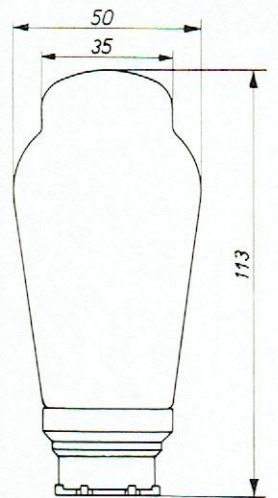
L'impédance de charge optimum est de 7000 ohms. Dans le tableau suivant nous donnons quelques indications sur cette lampe en fonction de la tension plaque.

TABLEAU

AL 3 puissance de sortie en fonction de la tension plaque

Tension plaque et de grille écran $V_a = V_{g2}$ (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Impédance anodique R_a (ohms)	Jusqu'à la naissance du courant grille ou 50% de rendement.			Jusqu'à 5% de distorsion		Tension alt. d'entrée pour $W_o = 50$ milliwatts (sensibilité) (volts _{eff})
			Puissance modulée W_o (watts)	Distorsion d (%)	Tension alt. de la grille V_i (volts _{eff})	Puissance modulée W_o (watts)	Tension alt. de la grille V_i (volts _{eff})	
250	36	7000	4,5	10	3,5	2,9	2,5	0,28
225	32,5	7000	2,9	7,2	2,7	2,4	2,3	0,29
200	29	7000	2,1	6,0	2,3	1,8	2,1	0,30
175	25	7000	1,3	4,9	1,9	—	—	0,32

Résistance cathodique $R_k = \text{env. } 150 \text{ ohms.}$



Encombrement du tube AL 3.

Fig. 6



AZ1 tube redresseur biplaque

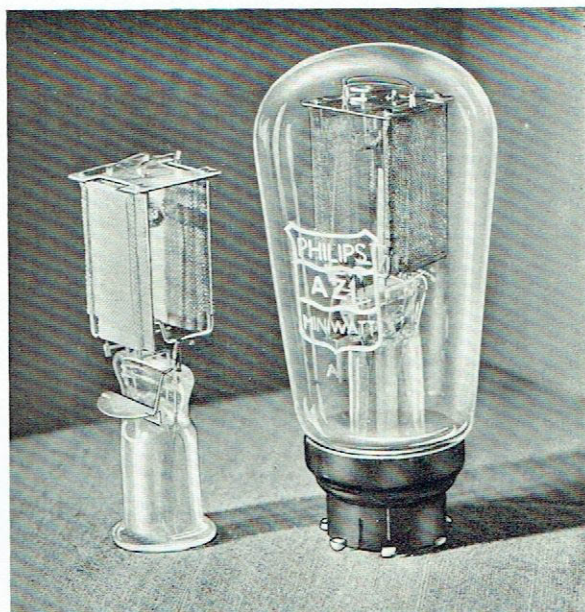
à chauffage direct

Ce tube redresseur biplaque à chauffage direct peut être utilisé selon différents régimes permettant de l'adapter à tous les cas qui peuvent se présenter pour la construction des récepteurs. La puissance anodique admissible a été choisie suffisamment grande pour pouvoir alimenter, avec facilité, tout appareil normal y compris l'excitation du haut-parleur. Cette lampe est munie comme toutes les lampes de cette série du culot P standard.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage direct par courant alternatif.

Tension de chauffage $V_f = 4,0$ volts
 Courant de chauffage $I_f = 1,1$ A env.

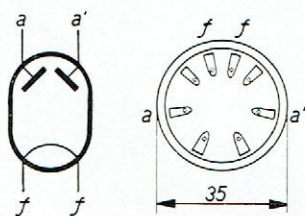


Limites fixées pour les caractéristiques

Tension alternative max. par anode	$V_{a_{max}} = 2 \times 500$ volts
Débit max. de courant redressé	$I_{a_{max}} = 60$ mA
Tension alternative max. par anode	$V_{a_{max}} = 2 \times 400$ volts
Débit max. de courant redressé	$I_{a_{max}} = 75$ mA
Tension alternative max. par anode	$V_{a_{max}} = 2 \times 300$ volts
Débit max. de courant redressé	$I_{a_{max}} = 100$ mA

AZ 1, le tube redresseur de la nouvelle série de tubes alternatif 4 volts

Fig. 1

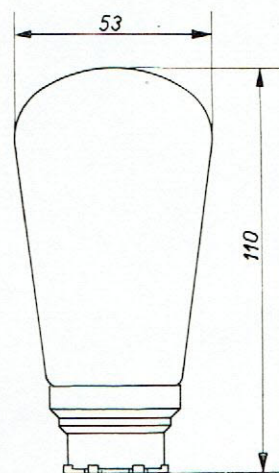


Connexions du culot du tube AZ 1.

Fig. 2

Utilisation

Le tube AZ 1 peut être employé comme redresseur biplaque dans les appareils d'alimentation plaque. Le filtre peut être constitué soit par un condensateur d'entrée avec self de choc et condensateur de sortie, soit par un condensateur d'entrée (électrolytique), résistance et condensateur de sortie (électrolytique). Comme self de



Encombrement du tube redresseur AZ 1.

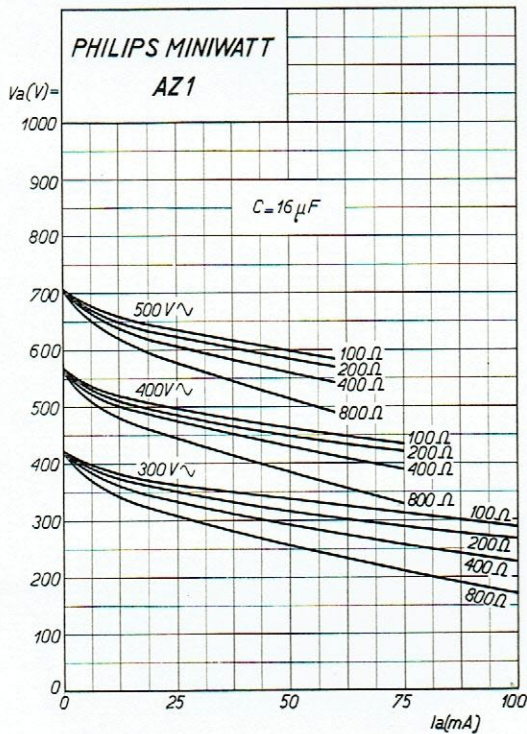
Fig. 3

choc du filtre on peut aussi se servir avantageusement de la self d'excitation du haut-parleur. Si la self de choc ou la résistance est insérée dans le pôle négatif de l'alimentation plaque, la chute de tension, dans celui-ci, peut servir après un filtrage approprié pour la polarisation négative de la lampe finale.



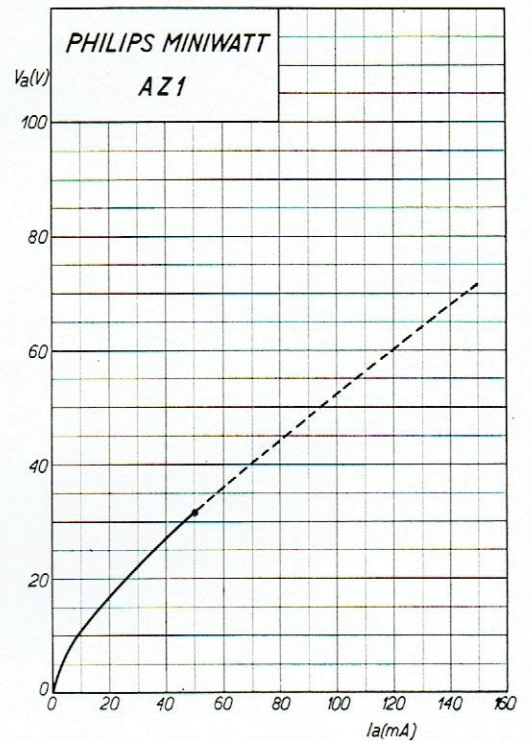
La figure 4 indique les courbes de charge du tube AZ 1, redresseur biplaque, avec un condensateur de $16 \mu\text{F}$ pour différentes tensions alternatives du secondaire du transformateur d'alimentation et pour différentes valeurs de la résistance interne de ce transformateur.

La figure 5 donne la courbe I_a/V_a et peut servir pour la détermination de la résistance intérieure de la lampe pour n'importe quelle charge.



Courbes de charge du redresseur AZ 1 pour différentes tensions au secondaire du transformateur d'alimentation et pour différentes résistances internes de celui-ci. La capacité d'entrée du filtre est égale à $16 \mu\text{F}$. Pour un condensateur de $8 \mu\text{F}$ ces courbes sont approximatives.

Fig. 4



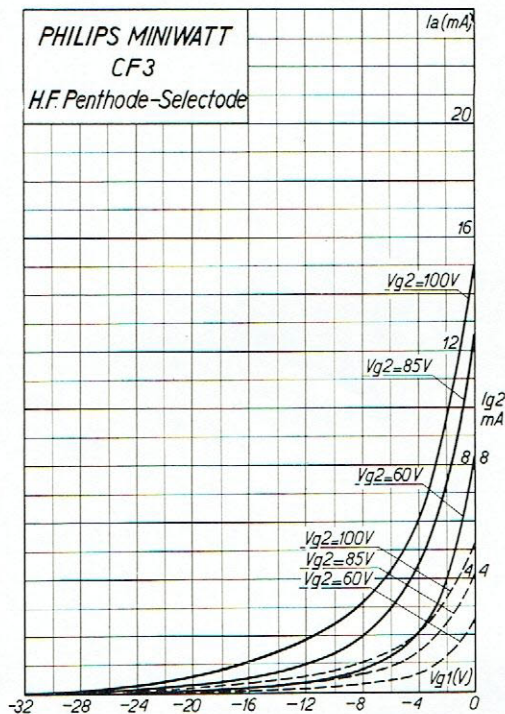
Courant par anode en fonction de la tension continue appliquée.

Fig. 5



Nouvelles lampes tous courants

CF 3 penthode h.f.-sélectode



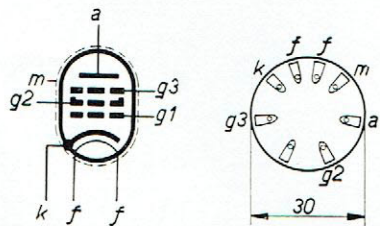
Courant plaque et courant de grille-écran en fonction de la tension de la grille de commande pour différentes tensions de grille-écran.

Fig. 1

Les caractéristiques de cette penthode sont les suivantes:

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect, courant continu ou alternatif, alimentation en série.
 Tension de chauffage $V_f = 13$ volts
 Courant de chauffage $I_f = 0,200$ A



Disposition des électrodes et connexions du culot.

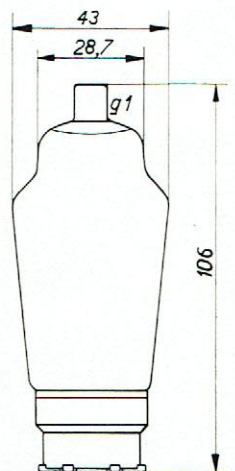
Fig. 2

Capacités

$C_{ag_1} < 0,003 \mu\mu F$
 $C_{g_1} = 6,4 \mu\mu F$
 $C_a = 7,6 \mu\mu F$

La lampe CF 3 est une penthode H.F., à pente variable, destinée aux postes tous courants et identique à la lampe correspondante de la série des tubes pour courant alternatif type AF 3. La CF 3 a la même caractéristique de réglage que la AF3 et nécessite donc une polarisation négative assez élevée pour réduire la pente au minimum. Si l'on doit effectuer un contrôle du volume sonore manuel avec une tension plaque réduite (p. ex. pour des secteurs à 110-120 volts) on peut obtenir un réglage plus rapide en diminuant la tension de grille-écran. Cependant la lampe est alors moins intéressante au point de vue transmodulation et un filtre de bande sera nécessaire à l'entrée. Si la lampe est commandée par le dispositif de réglage automatique de volume, on peut également obtenir la courbe de réglage favorable au point de vue transmodulation, puisque alors la polarisation négative est fournie par la diode. Comme il s'agit d'une penthode, son amplification est encore importante, même pour une tension anodique faible.

Comme la AF 3, la CF 3 permet une amplification élevée dans la gamme ondes courtes. Les chiffres donnés pour la première sont également valables, pour la seconde.



Encombrement du tube CF 3.

Fig. 3

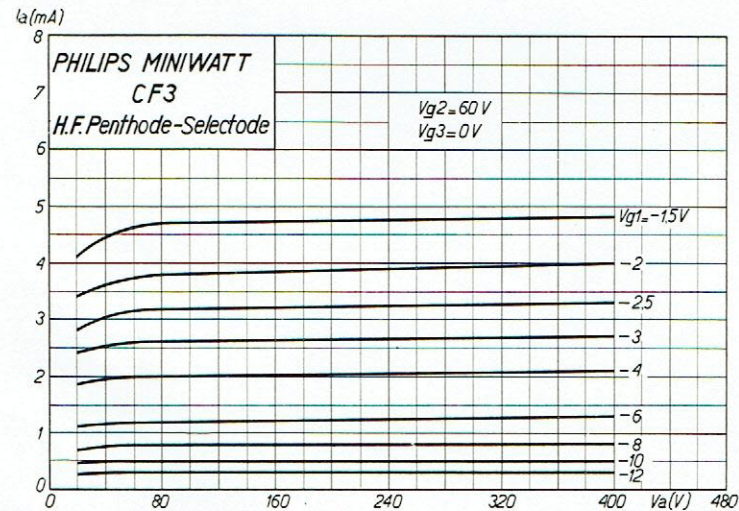
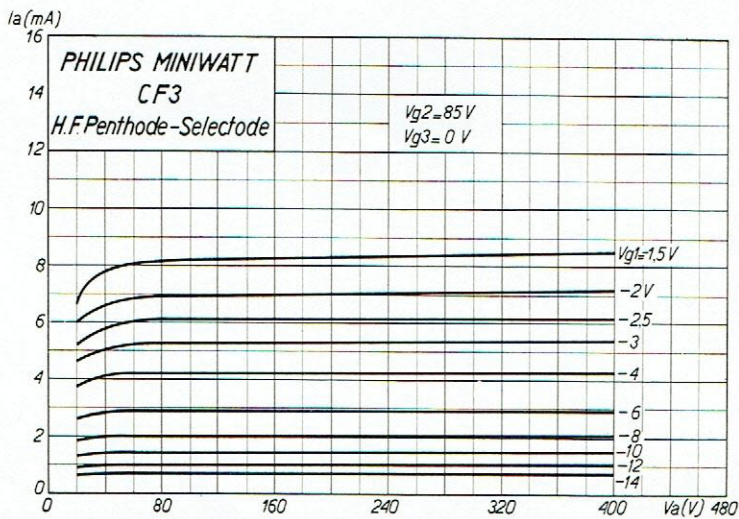
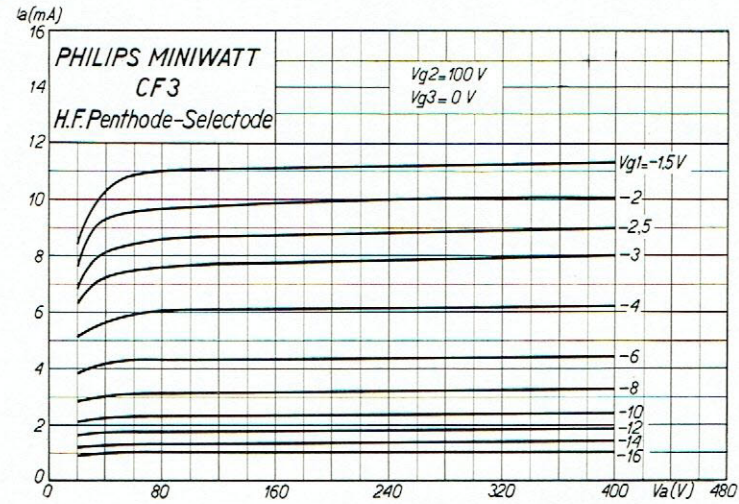


Caractéristiques de service

V_a = 200 volts V_{g_2} = 100 volts $I_a (V_{g_1} = \text{env. } -3 \text{ V})$ = 8 mA $I_a (V_{g_1} = -55 \text{ V})$ < 0,015 mA $I_{g_2} (I_a = 8 \text{ mA})$ = 2,6 mA S_{max} = 2,8 mA/V S_{norm} = 1,8 mA/V $S (V_{g_1} = -55 \text{ V})$ < 0,002 mA/V $R_i (I_a = 8 \text{ mA})$ = 0,9 M Ω $R_i (V_{g_1} = -55 \text{ V})$ > 10 M Ω V_{g_3} = 0 volt	V_a = 200 volts V_{g_2} = 85 volts $I_a (V_{g_1} = \text{env. } -2 \text{ V})$ = 7,5 mA $I_a (V_{g_1} = -45 \text{ V})$ < 0,015 mA $I_{g_2} (I_a = 7,5 \text{ mA})$ = 2,3 mA S_{norm} = 2,1 mA/V $S (V_{g_1} = -45 \text{ V})$ < 0,002 mA/V $R_i (I_a = 7,5 \text{ mA})$ = 0,9 M Ω $R_i (V_{g_1} = -45 \text{ V})$ > 10 M Ω V_{g_3} = 0 volt
V_a = 200 volts V_{g_2} = 60 volts $I_a (V_{g_1} = \text{env. } -2 \text{ V})$ = 4 mA $I_a (V_{g_1} = -35 \text{ V})$ < 0,015 mA $I_{g_2} (I_a = 4 \text{ mA})$ = 1,3 mA S_{norm} = 1,5 mA/V $S (V_{g_1} = -35 \text{ V})$ < 0,002 mA/V $R_i (I_a = 4 \text{ mA})$ = 1,3 M Ω $R_i (V_{g_1} = -35 \text{ V})$ > 10 M Ω V_{g_3} = 0 volt	V_a = 100 volts V_{g_2} = 100 volts $I_a (V_{g_1} = \text{env. } -3 \text{ V})$ = 8 mA $I_a (V_{g_1} = -55 \text{ V})$ < 0,015 mA $I_{g_2} (I_a = 8 \text{ mA})$ = 2,6 mA S_{max} = 2,8 mA/V S_{norm} = 1,8 mA/V $S (V_{g_1} = -55 \text{ V})$ < 0,002 mA/V $R_i (I_a = 8 \text{ mA})$ = 0,25 M Ω $R_i (V_{g_1} = -55 \text{ V})$ > 10 M Ω V_{g_3} = 0 volt
V_a = 100 volts V_{g_2} = 85 volts $I_a (V_{g_1} = \text{env. } -2 \text{ V})$ = 7,5 mA $I_a (V_{g_1} = -45 \text{ V})$ < 0,015 mA $I_{g_2} (I_a = 7,5 \text{ mA})$ = 2,3 mA S_{norm} = 2,1 mA/V $S (V_{g_1} = -45 \text{ V})$ < 0,002 mA/V $R_i (I_a = 7,5 \text{ mA})$ = 0,25 M Ω $R_i (V_{g_1} = -45 \text{ V})$ > 10 M Ω V_{g_3} = 0 volt	V_a = 100 volts V_{g_2} = 60 volts $I_a (V_{g_1} = \text{env. } -2 \text{ V})$ = 4 mA $I_a (V_{g_1} = -35 \text{ V})$ < 0,015 mA $I_{g_2} (I_a = 4 \text{ mA})$ = 1,3 mA S_{norm} = 1,5 mA/V $S (V_{g_1} = -35 \text{ V})$ < 0,002 mA/V $R_i (I_a = 4 \text{ mA})$ = 0,7 M Ω $R_i (V_{g_1} = -35 \text{ V})$ > 10 M Ω V_{g_3} = 0 volt

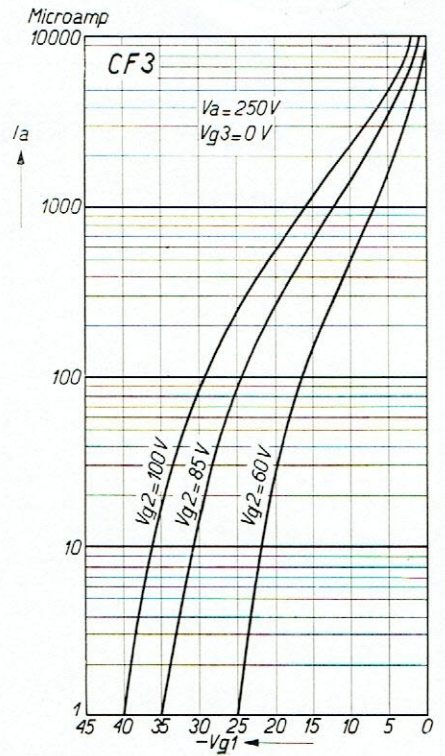
Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{a_0 \text{ max}}$ = 550 volts	$V_{g_{20 \text{ max}}}$ = 400 volts
$V_{a_R \text{ max}}$ = 250 volts	$V_{g_2 \text{ max}}$ = 125 volts
$V_{a_L \text{ max}}$ = 200 volts	$W_{g_2 \text{ max}}$ = 0,4 watt
$W_a \text{ max}$ = 2 watts	$R_{g_1 \text{ max}}$ = 2,5 mégohms
$I_k \text{ max}$ = 15 mA	$V_{fk \text{ max}}$ = 1,25 volts
$V_{g_1} (I_{g_1} = 0,3 \mu\text{A})$ < -1,3 volt	$R_{fk \text{ max}}$ = 20.000 ohms
	$V_{g_3 \text{ max}}$ = -30 volts
	(pas de tension positive)

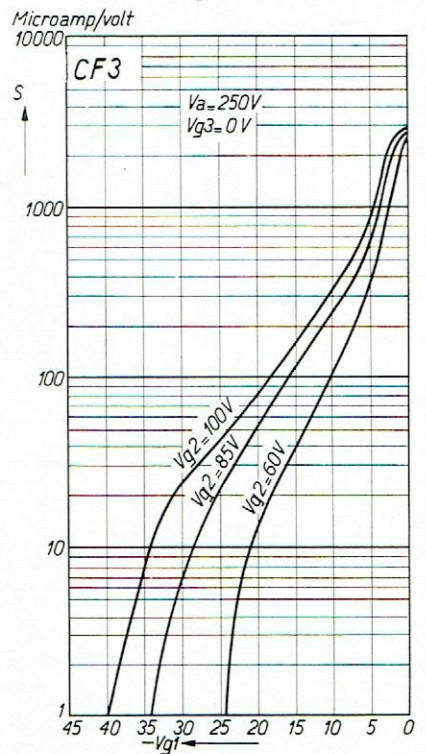


Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations de la grille et différentes tensions de grille-écran.

Fig. 4



Courbes logarithmiques I_a/V_{g1}
Fig. 6



Courbes logarithmiques S/V_{g1}
Fig. 5

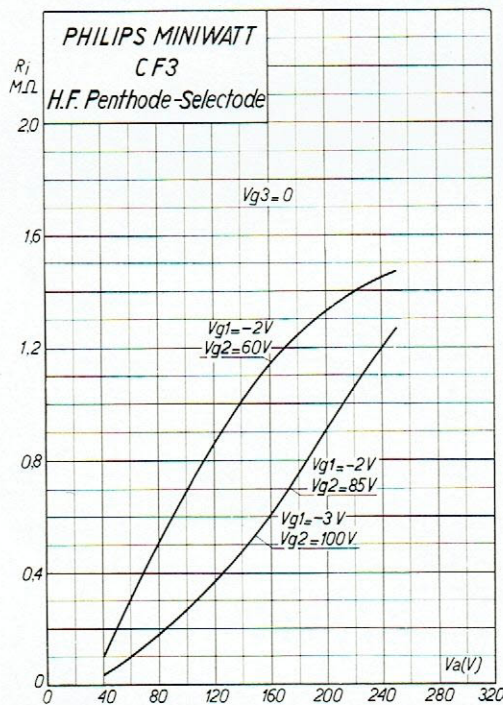


Utilisation

Pour l'utilisation de cette lampe comme amplificatrice haute ou moyenne fréquence on trouve suffisamment de données dans les caractéristiques et courbes publiées ci-dessus. Elle peut naturellement servir comme amplificatrice H.F. ou M.F. avec réglage du volume sonore automatique ou comme amplificatrice H.F. avec réglage manuel. Dans ce dernier cas il est recommandé d'obtenir la polarisation négative variable au moyen d'un système potentiométrique comme indiqué figure 8 pour une tension plaque de 100 volts. Si la tension plaque est plus élevée on peut se servir du schéma indiqué figure 12 et se rapportant à la AF 3.

Les valeurs des résistances du potentiomètre sont indiquées dans le tableau ci-dessous. La résistance R_3 ($R_{fk_{max}}$) ne doit jamais dépasser 20.000 ohms.

V_a (volts)	V_{g_2} (volts)	I_a (mA)	I_{g_2} (mA)	I_k (mA)	V_k (volts)	R_2 (ohms)	R_3 (ohms)	R_4 (ohms)
100	100	8	2,6	10,6	+3	32.000	20.000	250



Résistance interne en fonction de la tension plaque pour différentes tensions de grille-écran et différentes polarisations de la grille de commande (Pour $V_{g_2} = 100$ volts V_{g_1} doit être égal à -3 volts pour ne pas dépasser la puissance anodique maximum).

Fig. 9

Les précautions habituelles doivent être prises pour le montage en tenant compte spécialement de la connexion du filament pour l'alimentation tous courants.

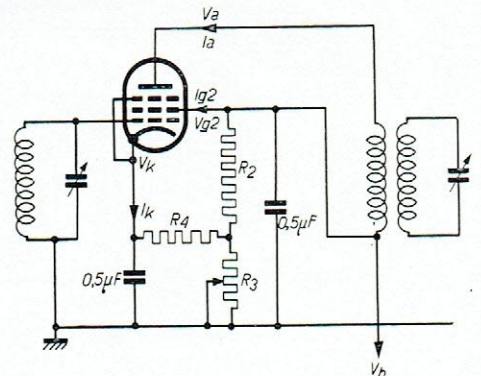
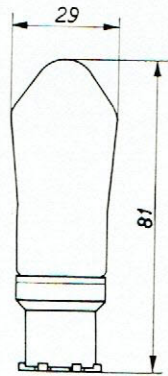


Schéma de principe du montage de la CF3 comme amplificatrice H.F. avec réglage de sensibilité manuel pour une tension plaque réduite.

Fig. 8



CB 2 duodiode



Encombrement de la duodiode CB 2.

Fig. 1

La lampe CB 2 est la nouvelle duo-diode de la série des tubes tous courants. La diode pour la détection n'est plus sortie, comme dans la CB 1, au sommet de l'ampoule mais au culot, ce qui simplifie le câblage et ne provoque pas, pour cela de ronflement. Tout ce qui a été dit pour la AB 2, s'applique également à la CB 2 dont on trouvera les caractéristiques ci-dessous.

Courant de chauffage

Chauffage indirect par courant alternatif ou continu, alimentation en série.
 Tension de chauffage $V_f = 0,200$ A
 Courant de chauffage $I_f = 13,0$ volts

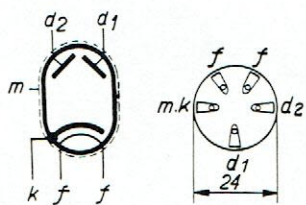
Capacités

$Ckd_2 < 0,5 \mu\mu F$
 $Cd_1d_2 = 4,0 \mu\mu F$
 $Ckd_1 = 4,0 \mu\mu F$

Limites fixées pour les caractéristiques

Tension maximum de signal admissible (tension de crête) $Vd_{max} = 200$ V
 Courant diode maximum admissible par anode $Id_{max} = 0,8$ mA
 Tension maximum entre filament et cathode (tension de crête) $Vfk_{max} = 125$ V
 Résistance maximum entre filament et cathode $Rfk_{max} = 20.000 \Omega$

Utilisation



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

Fig. 2

La CB 2 s'emploie comme la AB 2. La diode d_2 sert pour la détection tandis que la diode d_1 peut servir pour le réglage automatique du volume sonore. Le filament doit être branché aussi près que possible du châssis, de façon à éviter tout ronflement. Il est encore à observer que le contact du culot du filament qui se trouve à côté du contact de la diode de détection d_2 doit être connecté de préférence au châssis même ou bien aussi près que possible du châssis. Cela permet de réduire encore davantage le ronflement du secteur. L'ampoule de la lampe est métallisée de sorte qu'un blindage spécial est superflu. La métallisation est connectée au contact de la cathode, de sorte qu'il est inutile de prévoir une connexion spéciale pour celle-ci.



CF7 penthode h.f.

La CF 7 est une penthode haute fréquence à pente fixe destinée aux postes tous courants et identique à la lampe correspondante de la série des tubes pour courant alternatif 4 volts AF 7. Elle peut être employée comme amplificatrice haute ou moyenne fréquence, sans réglage du volume sonore, comme détectrice grille ou plaque, ou comme amplificatrice basse fréquence. Comme il s'agit d'une penthode, son utilisation est particulièrement avantageuse dans les récepteurs tous courants, ne disposant souvent que d'une tension anodique de 100 volts. Même pour cette tension plaque réduite l'amplification est très élevée.

Dans la gamme ondes courtes elle présente les mêmes avantages que la AF 7.

Ci-dessous sont mentionnées les caractéristiques et les courbes de cette Miniwatt.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect, courant continu ou alternatif, alimentation en série

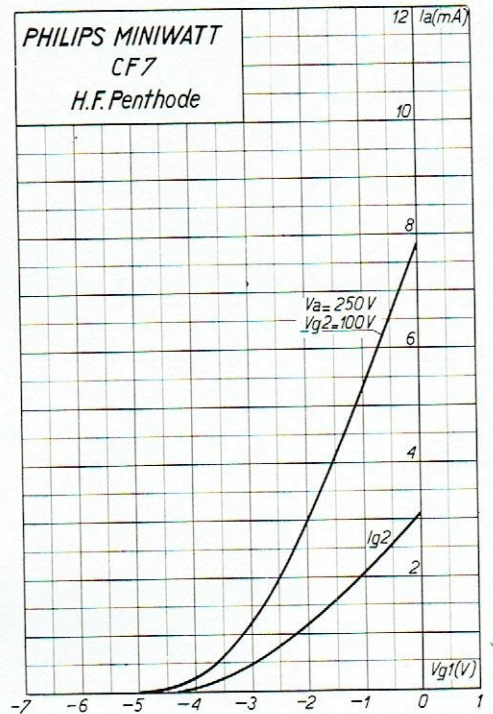
Tension de chauffage $V_f = 13$ volts
 Courant de chauffage $I_f = 0,200$ A

Capacités

$C_{ag_1} < 0,003 \mu\mu F$
 $C_{g_1} = 6,4 \mu\mu F$
 $C_a = 7,6 \mu\mu F$

Caractéristiques de service

Tension plaque	V_a	= 100	= 200 volts
Tension de grille-écran	V_{g_2}	= 100	= 100 volts
Courant plaque	I_a	= 3	= 3 mA
Polarisation négative de la grille	V_{g_1}	= env. -2	= env. -2 volt
Courant de grille-écran	I_{g_2}		= 1,1 mA
Courant de grille-écran maximum	$I_{g_2 \max}$		= 1,4 mA
Courant de grille-écran minimum	$I_{g_2 \min}$		= -0,8 mA
Coefficient d'amplification	$g(k)$	= 1500	= 4000
Pente maximum	S_{\max}		= 2,4 mA/V
Pente normale	S_{norm}	= 2,1	= 2,1 mA/V
Résistance interne normale	$R_{i \text{norm}}$	= 0,7	= 2,0 mégohms
Tension de la grille de freinage	V_{g_3}	= 0	= 0 volt

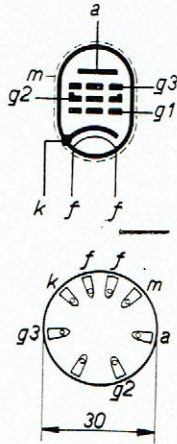


Courant plaque et courant de grille-écran en fonction de la tension de la grille de commande pour $V_a = 250$ à 100 volts et $V_{g_2} = 100$ volts.

Fig. 1



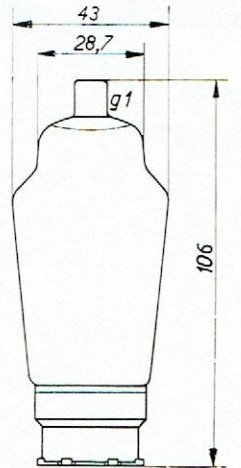
Limites fixées pour les caractéristiques



Disposition des électrodes et connexions du culot.

Fig. 2

$V_{a_0 \text{ max}}$	= 550 volts
$V_{a_R \text{ max}}$	= 250 volts
$V_{a_L \text{ max}}$	= 200 volts
$W_a \text{ max}$	= 1 watt
$I_k \text{ max}$	= 6 mA
$V_{g_1} (I_{g_1} = 0,3 \mu A) <$	$-1,3$ volts
$V_{g_{20} \text{ max}}$	= 400 volts
$V_{g_2 \text{ max}}$	= 125 volts
$W_{g_2 \text{ max}}$	= 0,3 watt
$R_{g_{1a} \text{ max}}$	= 1,5 mégohm
$R_{g_{1f} \text{ max}}$	= 1,0 mégohm
$V_{fk \text{ max}}$	= 125 volts
$R_{fk \text{ max}}$	= 20.000 ohms ¹⁾



Encombrement du tube CF 7.

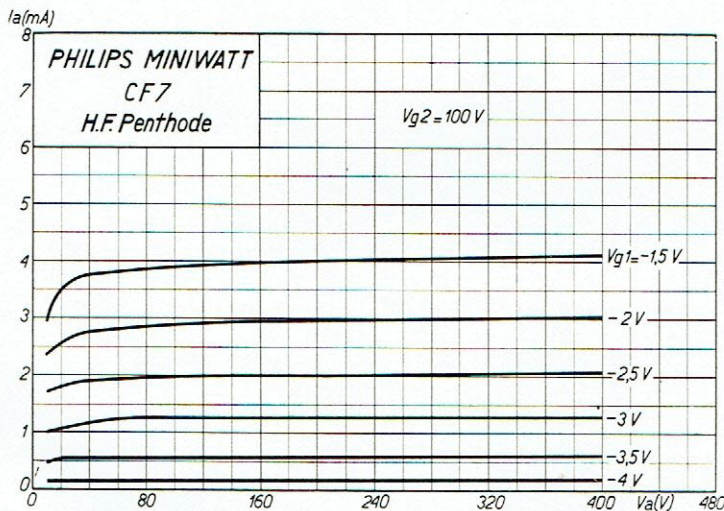
Fig. 3

Utilisation

Pour l'utilisation de cette lampe comme amplificatrice haute ou moyenne fréquence les caractéristiques et courbes ci-dessus sont suffisantes. Les précautions habituelles concernant le blindage et le découplage des circuits doivent être prises. Cette lampe étant métallisée il n'y a pas lieu de prévoir de blindage spécial. Cette métallisation, connectée à un contact spécial du culot, sera reliée si possible, au châssis. Si, dans des montages spéciaux, la cathode est à une tension négative élevée par rapport au châssis, la métallisation sera connectée à la cathode.

Pour l'utilisation de la CF 7 comme détectrice grille ou plaque nous prions le lecteur de se reporter aux schémas et tableaux du paragraphe correspondant consacré à la lampe AF 7. Ces données sont également valables pour la CF 7. Comme amplificatrice basse fréquence avec

tension plaque de 200 volts on peut se servir également des indications données pour la AF 7. Les valeurs indiquées pour cette dernière ne sont cependant pas appropriées pour la commutation des appareils de 200 à 100 volts et nous donnons, dans le tableau suivant, de nouvelles indications qui permettent une variation assez étendue de la tension plaque en maintenant les mêmes résistances plaque, cathodique, et de grille-écran.



Courant plaque en fonction de la tension plaque pour différentes polarisations de la grille de commande.

Fig. 4

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



TABLEAU

La CF7 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance, utilisation universelle

Résistance plaque R_a (M Ω)	Résistance de grille-écran R_{g2} (M Ω)	Résistance cathodique R_k (ohms)	Tension plaque V_b (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Courant de grille-écran I_{g2} (mA)	Amplification	Tension alt. de sortie V_o (volts)	Distorsion d (%)
0,32	0,5	6400	200	0,42	0,16	140	14	1,8
			150	0,33	0,14	130	14	2,6
			150	0,33	0,14	130	10	1,9
			100	0,22	0,1	115	14	2,6
			100	0,22	0,1	115	10	2,1
0,2	0,25	4000	200	0,98	0,3	130	14	1,5
			150	0,74	0,22	120	14	1,8
			150	0,74	0,22	120	10	1,3
			100	0,50	0,15	100	14	2,9
			100	0,50	0,15	100	10	2,1
0,1	0,16	2500	200	1,5	0,5	80	14	2,4
			150	1,1	0,34	75	14	3,5
			150	1,1	0,34	75	10	1,9
			100	0,76	0,22	70	14	3,8
			100	0,76	0,22	70	10	2,7



CC 2 Triode

La lampe CC2 est une triode chauffée indirectement pour les récepteurs tous courants. Son filament est donc chauffé en série sous un courant de 200 mA. Elle peut être employée comme oscillatrice en combinaison avec une penthode modulatrice, ou comme amplificatrice B.F. On peut l'utiliser aussi comme amplificatrice pour le réglage automatique du volume sonore, ainsi que pour le réglage silencieux. Les caractéristiques de cette lampe sont semblables à celles de la lampe correspondante de la série alternatif 4 volts, AC 2, exception faite du chauffage.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect par CC/CA, alimentation en série.

Tension de chauffage $V_f = 13,0$ volts

Courant de chauffage $I_f = 0,200$ A

Capacités

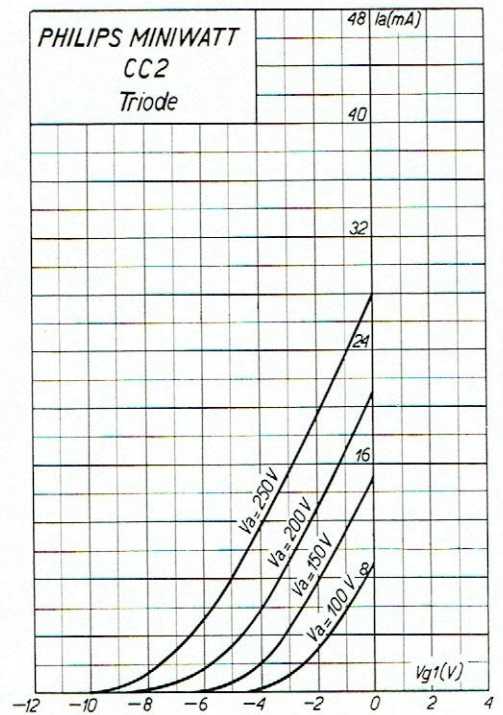
$$C_{ag} = 1,7 \mu\mu\text{F}$$

$$C_{ak} = 4,5 \mu\mu\text{F}$$

$$C_{gk} = 4,9 \mu\mu\text{F}$$

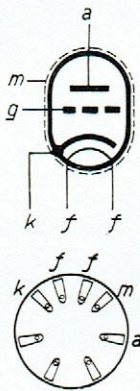
Caractéristiques de service

Tension plaque	$V_a = 200$	100	volts
Courant plaque	$I_a = 6$	2	mA
Polarisation négative de la grille	$V_{g_1} = -4$	-2,5	volts
Coefficient d'amplification	$g(k) = 30$	30	
Pente maximum	$S_{\max} = 3,5$	—	mA/V
Pente normale	$S_{\text{norm}} = 2,5$	1,8	mA/V
Résistance interne normale	$R_i = 12.000$	16.000	ohms



Courbes I_a/V_g de la triode CC 2.

Fig. 1

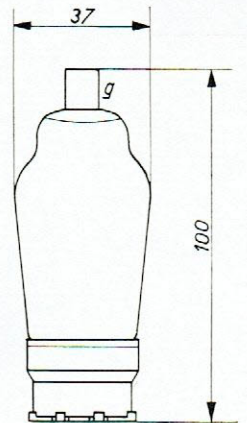


Disposition des électrodes et connexions du culot.

Fig. 2

Limites fixées pour les caractéristiques

$V_{a_0 \text{ max}}$	=	550 volts
$V_{a_R \text{ max}}$	=	250 volts
$V_{a_L \text{ max}}$	=	200 volts
$W_{a \text{ max}}$	=	2 watts
$I_{k \text{ max}}$	=	10 mA
$V_g (I_g = 0,3 \mu A)$	<	-1,3 volt
$R_{g_{1a} \text{ max}}$	=	1,5 mégohm
$R_{g_{1f} \text{ max}}$	=	1 mégohm
$V_{fk \text{ max}}$	=	125 volts
$R_{fk \text{ max}}$	=	20.000 ohms ¹⁾



Encombrement du tube CC 2.

Fig. 3

Utilisation

Cette lampe peut servir comme oscillatrice dans les appareils superhétérodynes et comme amplificatrice B.F. La figure 2 indique les connexions des électrodes au culot et la figure 3 les dimensions de la lampe. On doit tenir compte des précautions spéciales à observer pour les circuits tous courants. (Voir aussi les Bulletins Techniques Nos. 10, 12 et 15). Il est important dans le cas d'amplification B.F. de brancher le filament de cette lampe dans le circuit de chauffage aussi près que possible du pôle négatif du secteur.

Pour l'amplification B.F. le tableau suivant contient quelques résultats de mesures. Nous donnons également les chiffres relatifs à l'emploi de la lampe dans des récepteurs devant fonctionner sur les secteurs à tension élevée et à tension réduite avec

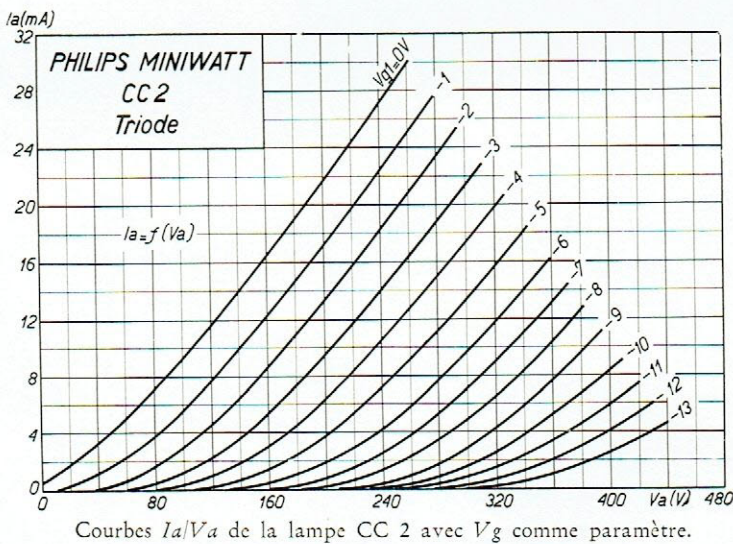


Fig. 4

la même valeur de résistance cathodique.

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



TABLEAU.

La CC 2 comme amplificatrice B.F. avec couplage par résistance, utilisation universelle

Tension plaque V_b (volts)	Résistance plaque R_a (M Ω)	Courant plaque I_a (mA)	Résistance cathodique R_k (ohms)	Tension alt. de sortie V_o (volts $_{eff}$)	Amplification	Distorsion d (%)
250	0,32	0,48	8.000	14	18,5 \times	< 1,5
200		0,35	10.000	14	17,8 \times	1,5
150		0,21	16.000	14	16,3 \times	2,4
100		0,145	16.000	10 (max)	15,0 \times	3,0
250		0,35	16.000	14	13,2 \times	1,8
200		0,28	16.000	14	12,8 \times	2,2
250	0,20	0,72	5.000	14	18,5 \times	1,5
200		0,48	5.000	14	17,0 \times	1,8
150		0,32	10.000	14	16,0 \times	3
100		0,17	16.000	14	15,2 \times	5
100		0,17	16.000	10	15,0 \times	4,2
250		0,41	16.000	14	16,0 \times	1,8
200		0,32	16.000	14	15,5 \times	2,5
150		0,24	16.000	14	15,4 \times	4,2
250		0,53	10.000	14	17,5 \times	1,5
200		0,42	10.000	14	16,7 \times	1,8
250	0,1	1,25	3.200	14	18,5 \times	1,5
200		0,90	4.000	14	17,0 \times	1,9
150		0,52	6.400	14	15,9 \times	3,3
100		0,32	6.400	10	15,0 \times	4,4
250		0,87	6.400	14	16,1 \times	2,4
200		0,70	6.400	14	16,0 \times	3,1



CBC 1 duodiode-triode

La duodiode-triode CBC 1 a été créée dans la série CC/CA pour permettre une chute de tension moindre dans le circuit de chauffage. En combinant la double diode détectrice avec la triode première basse fréquence on a pu gagner 13 volts, ce qui permet la réalisation d'appareils à plus grand nombre de lampes.

Malgré les nombreuses difficultés entraînées par la réunion des deux systèmes dans une même ampoule l'ensemble réalise une combinaison d'une parfaite sûreté de fonctionnement.

Nous donnons ci-dessous les caractéristiques de cette lampe, qui correspond à celle de la série 4 volts, ABC 1.

Caractéristiques de chauffage

Chauffage indirect courant continu ou alternatif, alimentation en série.

Tension de chauffage $V_f = 13,0$ volts
 Courant de chauffage $I_f = 0,200$ A

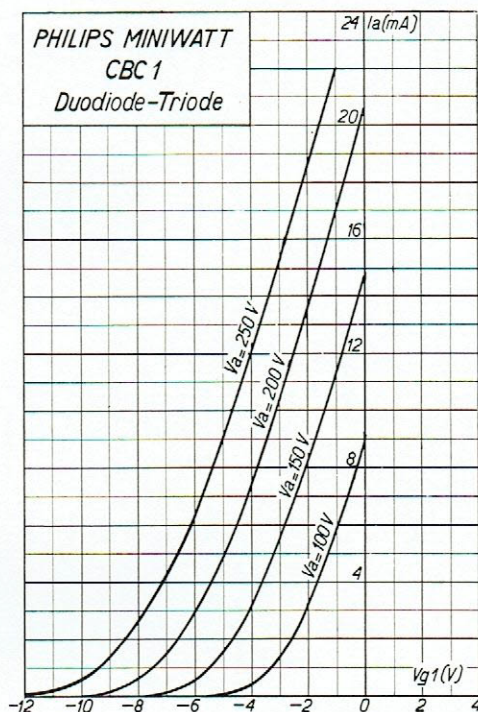
Capacités

Partie diode: $C_{kd_1} = 2,3 \mu\mu F$
 $C_{kd_2} = 3,0 \mu\mu F$
 $C_{d_1 d_2} \leq 0,5 \mu\mu F$
 $C_{gd_1} < 0,003 \mu\mu F$
 $C_{gd_2} < 0,003 \mu\mu F$

Caractéristiques de service

Partie triode:

Tension plaque $V_a = 200 = 100$ volts
 Courant plaque $I_a = 4 = 2,2$ mA
 Polarisation négative de la grille $V_g = \text{env. } -5 = \text{env. } -2,5$ volts
 Pente maximum $S_{\max} = 3,6$
 Pente normale $S_{\text{norm}} = 2,0 = 1,8$ mA/V
 Coefficient d'amplification $g(k) = 27 = 27$
 Résistance interne normale $R_i = 13.500 = 15.000$ ohms



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

Fig. 1

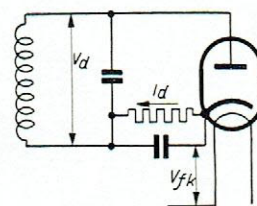
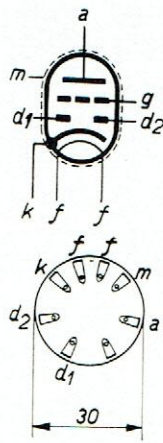


Schéma donnant la définition des valeurs de V_d max et I_d max.

Fig. 2



Disposition des électrodes et connexions du culot.

Fig. 3

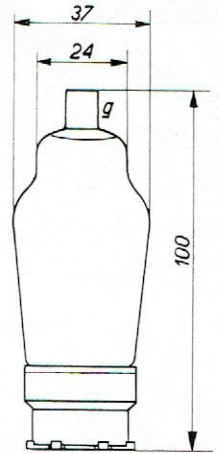
Limites fixées pour les caractéristiques

Partie triode:

$V_{a_0 \max}$	= 550 volts
$V_{a_R \max}$	= 250 volts
$V_{a_L \max}$	= 200 volts
$W_{a \max}$	= 1,5 watt
$I_{k \max}$	= 10 mA
$V_{g_1 \max} (I_{g_1} = 0,3 \mu A)$	< -1,3 volt
$R_{g_{1a} \max}$	= 1,5 mégohm
$R_{g_{1f} \max}$	= 1,0 mégohm
$V_{fk \max}$	= 125 volts
$R_{fk \max}$	= 20.000 ohms ¹⁾

Partie diode:

$V_d \max$	= 200 volts (tension de crête)
$I_d \max$	= 0,8 mA

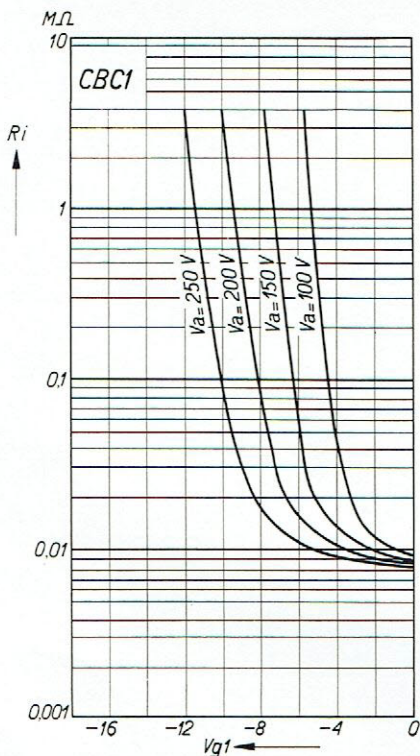


Encombrement du tube CBC 1

Fig. 4

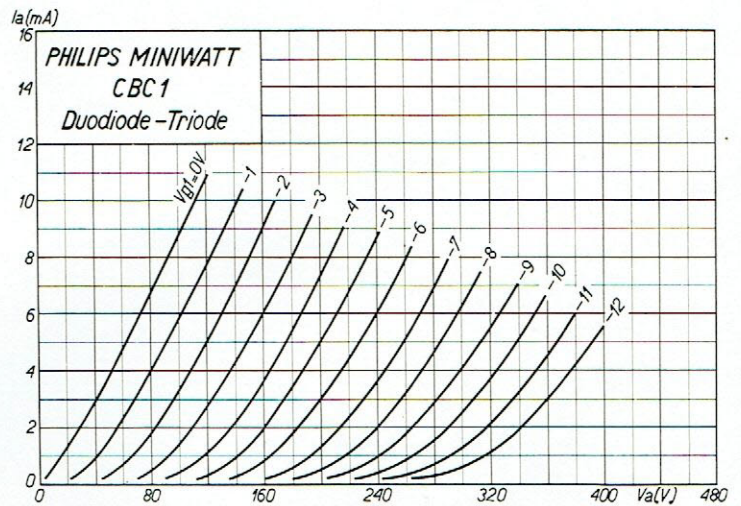
Utilisation

Pour l'utilisation de cette lampe nous prions le lecteur de se reporter au paragraphe consacré à la ABC 1. Nous recommandons tout particulièrement de réaliser avec soin le montage de cette lampe, car le schéma tous courants donne facilement lieu à un ronflement du secteur. La connexion de la grille de commande au sommet de l'ampoule favorise l'élimination de ce ronflement. Le filament doit être inséré dans le circuit de chauffage de façon qu'il y ait aussi peu de tension que possible entre celui-ci et le châssis. La diode désignée par d_2 et qui se trouve à la plus grande distance du culot, sert à la détection. L'autre diode (d_1) peut servir au réglage automatique du volume sonore.



Ri en fonction de V_{g_1} pour différentes tensions plaques.

Fig. 5



Courbes I_a/V_a de la lampe CBC1.

Fig. 6

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



La tension maximum entre le filament et la cathode ne doit pas dépasser 125 volts et la résistance dans un circuit quelconque entre la cathode et le filament ne doit jamais dépasser 20.000 ohms.

TABLEAU

CBC 1 comme amplificatrice B.F., couplage par résistance (schéma universel)

Tension plaque V_b (volts)	Courant plaque I_a (mA)	Résistance plaque R_a (M Ω)	Résistance cathodique R_k (ohms)	Polarisation neg. de la grille V_{g1} (volts)	Tension de sortie V_o (volts $_{eff}$)	Distorsion d (%)	Amplification
100	0,15	0,32	16000	-2,4	10	2,0	18 \times
100	0,15	0,32	16000	-2,4	14	2,9	18 \times
150	0,22	0,32	16000	-3,5	14	1,8	18 \times
200	0,29	0,32	16000	-4,7	14	< 1,4	18 \times
250	0,37	0,32	16000	-5,9	14	< 1,4	18 \times
100	0,20	0,20	12500	-2,5	10	2,3	17 \times
100	0,20	0,20	12500	-2,5	14	3,1	17 \times
150	0,30	0,20	12500	-3,75	14	2,0	18 \times
200	0,39	0,20	12500	-4,9	14	1,5	19 \times
250	0,48	0,20	12500	-6,0	14	< 1,4	19 \times
100	0,33	0,10	8000	-2,6	10	2,8	14 \times
100	0,33	0,10	8000	-2,6	14	4,2	14 \times
150	0,48	0,10	8000	-3,8	14	2,8	17 \times
200	0,64	0,10	8000	-5,1	14	2,0	17 \times
250	0,79	0,10	8000	-6,4	14	1,6	17 \times



Quelques conseils pour l'emploi de l'octode sur ondes très courtes

Un des grands avantages de l'octode, parmi beaucoup d'autres, c'est de donner des résultats tout à fait remarquables comme changeuse de fréquence en ondes très courtes. On peut construire avec elle, de la manière la plus simple, des récepteurs toutes ondes, permettant de brillantes performances. Nous nous référons aux Bulletins Techniques Nos. 10 et 14, dans lesquels nous avons traité l'utilisation de l'octode en ondes très courtes.

Il est apparu cependant, que dans la pratique on a rencontré quelques difficultés, dues d'une part à ce que les conseils et recommandations que nous avons détaillés, n'ont pas toujours été exactement suivis, et d'autre part à certaines causes d'ordre général posées par le problème du changement de fréquence en ondes très courtes. Il est évident que les difficultés du changement de fréquence sont bien plus grandes dans la gamme des ondes très courtes et c'est pour cela que nous avons l'intention de traiter, dans les lignes qui suivent, quelques-unes de ces difficultés, ainsi que leur origine et les moyens de les vaincre.

On peut rencontrer les phénomènes suivants:

- I. Accrochage difficile.
- II. Accords parasites.
- III. Blocage périodique des oscillations.
- IV. Variation (glissement) de la fréquence.

I. Accrochage difficile

On sait que généralement l'oscillatrice accroche plus difficilement dans la gamme des ondes courtes que dans les bandes normales de radiodiffusion, et cela principalement quand la capacité du circuit oscillateur est grande. C'est ainsi qu'il peut arriver que des octodes, qui oscillent parfaitement bien dans les gammes des petites et grandes ondes, ne fonctionnent plus bien dans la gamme des ondes courtes, principalement dans le voisinage des 50 m, si on se limite à la bande de 15 à 50 m.

Cela peut être dû à une self de réaction trop petite, ou bien à un couplage trop faible entre la self de réaction et l'oscillatrice.

Souvent on constate qu'on n'obtient pas toujours la tension d'hétérodyne de 8,5 volts environ (courant de grille $I_{g_1} = 190 \mu A$) avec des lampes qui fonctionnent d'ailleurs parfaitement bien. Il est vrai que cette valeur de tension n'est pas absolument critique. On peut aussi obtenir de bons résultats si le courant de grille I_{g_1} est égal à 100 μA ou même moins.

a.) Si cependant l'oscillation décroche totalement dans une certaine bande, on peut généralement la regagner au moyen d'une tension plus élevée (maximum 90 volts) sur la deuxième grille ou anode auxiliaire. *Dans ce cas, il faut cependant que la tension des grilles 3 et 5 soit maintenue à 70 volts.*

En augmentant la tension de la deuxième grille, la pente de la partie triode de l'octode sera plus grande.

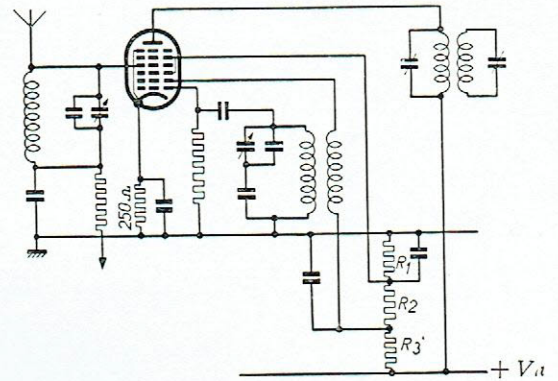
b.) Nous avons déjà spécifié que la résistance de fuite de la grille oscillatrice (g_1) ne doit pas être connectée directement à la cathode de l'octode mais au châssis, afin que cette grille ait toujours une polarisation négative d'au moins 1,5 volt. Cela favorise aussi l'accrochage, car, pour quantité de lampes, la pente de la partie triode est plus grande pour une polarisation de 1,5 volt que pour 0 volt. En augmentant la tension V_{g_2} (voir l'alinéa a) on trouve



une pente plus constante, de sorte qu'on peut alors connecter, le cas échéant, la résistance de fuite à la cathode.

- c.) Il arrive souvent que la tension continue redressée est très élevée, de sorte qu'il faut se servir d'une résistance chutrice élevée pour arriver à réduire celle-ci à 70 volts pour l'alimentation des grilles-écran g_3 et g_5 . Dans ce cas, la tension des grilles-écran (V_{g_3} et V_{g_5}) dépend fortement du courant $I_{g_3} + I_{g_5}$, et il est possible que cette tension ait une valeur très différente de celle qui est requise. C'est pour cela que nous conseillons l'emploi d'un système potentiométrique pour obtenir la tension V_{g_3} et V_{g_5} . De même, il peut être avantageux de se servir d'un potentiomètre pour obtenir la tension de l'anode auxiliaire V_{g_2} , mais cela n'est pas absolument nécessaire.

Les valeurs du système potentiométrique éventuel résultent de la figure 1 et du tableau ci-dessous.



Principe du montage de l'octode en alimentant les grilles-écran et l'anode auxiliaire par un système potentiométrique. Les valeurs de R_1 , R_2 et R_3 résultent du tableau ci-dessous.

Fig. 1

Tension plaque V_a (volts)	Tension de l'anode auxiliaire V_{g_2} (volts)	Tensions des grilles-écran $V_{g_{3,5}}$ (volts)	R_1 ohms	R_2 ohms	R_3 ohms
250	90	70	12500	2000	14000
200	90	70	12500	2000	10000
100	90	70	12500	2000	1000

II. Accords parasites

Le cas précédent de l'accrochage difficile ne doit pas être confondu avec le blocage assez soudain des oscillations à une ou deux positions du cadran d'accord. Ce blocage provient généralement d'un accord parasite se produisant au moyen de la self de réaction elle-même ou d'une partie du câblage.

- a.) La self de réaction peut constituer un circuit accordé avec la capacité de l'anode et la capacité du câblage. C'est pour cela que nous conseillons de réduire le plus possible la capacité résiduelle du câblage, ce qui est cependant plus difficile si l'on emploie le schéma qui évite la variation de fréquence par réaction anodique. Dans ce cas, la self de réaction se trouve aussi shuntée par la capacité avec la masse du transformateur moyenne fréquence et par la capacité de la résistance avec condensateur, branchée en série avec la grille 2. Cet accord parasite se manifeste si l'on connecte une petite capacité en parallèle sur la self de réaction. Alors, la fréquence à laquelle le blocage se produit varie avec la mise en circuit de la capacité. Pour éviter cette fréquence parasite on doit serrer le couplage de la self de réaction pour pouvoir en réduire les dimensions autant que possible.
- b.) L'accord parasite peut aussi se trouver dans une self de réaction non court-circuitée pour petites ou grandes ondes si cette self est enroulée sur le même tube que celle pour ondes courtes. Nous avons même constaté des accords parasites dans des enroulements court-circuités. Il s'agissait, dans ce cas, d'un enroulement „cylindrique”. Les bobines „nid d'abeilles” sont meilleures à ce point de vue.



c.) Le câblage rend aussi un accord parasite possible, si les conducteurs d'alimentation de la self de réaction ou des grilles-écran 3 et 5 sont trop longs.

On doit donc prévoir les condensateurs de découplage le plus près possible des points sus-indiqués, et ces condensateurs doivent avoir une faible impédance pour les fréquences des ondes courtes. (A ce point de vue, beaucoup de condensateurs au papier ne sont pas irréprochables).

d.) Dans quelques cas on a observé une variation soudaine de la fréquence de l'oscillatrice après la manipulation du commutateur des longueurs d'ondes. Supposons qu'on écoute sur 1100 mètres; on inverse le commutateur pour passer à la gamme des P.O., et après on revient sur G.O. sans avoir touché l'accord. On peut alors trouver une fréquence oscillatrice, tout autre que celle qui correspond à la réception de 1100 mètres. Dans ce cas, il s'agit généralement d'une oscillation parasite d'une partie de la bobine oscillatrice (voir la fig. 2), constituant un circuit accordé avec le trimmer, appartenant à la dite partie.

Pour empêcher ce phénomène de se produire on peut prévoir, en série avec le condensateur trimmer en question, une résistance d'environ 600 ohms (voir la figure 2).

e.) Actuellement, on emploie presque universellement dans les récepteurs à ondes courtes une moyenne fréquence de 400 kc/s. On obtient ainsi une meilleure suppression de la fréquence-image et ensuite, on diminue la possibilité d'une réaction éventuelle du circuit oscillateur sur le circuit d'entrée.

Ce qui complique souvent ce phénomène c'est la présence d'oscillations de relaxation, causées par le décrochage soudain de l'oscillation.

La nécessité de couvrir une bande d'ondes déterminée pose un problème important. Pour obtenir une gamme d'ondes aussi étendue que possible la capacité résiduelle du circuit en question doit être aussi petite que possible. Ceci est difficile pour le bobinage oscillateur à cause de la présence de la self de réaction. Dans le paragraphe a) nous avons déjà indiqué que la self de réaction du circuit spécial évitant la variation de fréquence a une capacité assez importante par rapport à la masse.

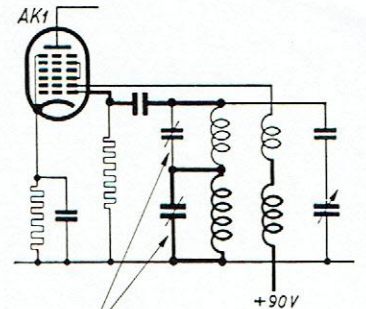
A cause de cela il se forme non seulement un circuit accordé pouvant provoquer des oscillations parasites, mais cette capacité augmente en même temps la capacité résiduelle du circuit de l'oscillatrice.

Donc, si l'on rencontre des difficultés pour descendre jusqu'à 15 mètres on doit s'efforcer de réduire la capacité de la self de réaction.

D'autre part si, dans la gamme P.O., les selfs oscillatrices P.O. et O.C. se trouvent en série, la capacité entre la self de réaction O.C. et la self oscillatrice O.C. agit comme une capacité résiduelle du circuit P.O. (voir la figure 3).

Si l'on enroule la self de réaction O.C. entre les spires de la self oscillatrice correspondante, on peut à peine arriver à réduire cette capacité. C'est pour cela que nous avons étudié une autre méthode de commutation. Dans ce cas, les selfs oscillatrices P.O. et O.C. ne se trouvent pas en série dans la gamme P.O..

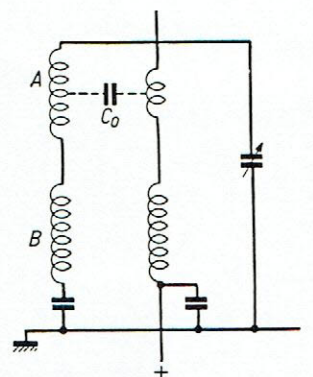
Si cependant on désire laisser, pour plus de simplicité, les selfs



Intercaler ici une résistance

Montage du circuit oscillateur de l'octode. Les lignes épaisses indiquent les éléments des circuits dans lesquels les oscillations parasites peuvent se produire.

Fig. 2



Circuit de l'oscillatrice ayant les selfs P.O. et O.C. connectés en série.

Fig. 3



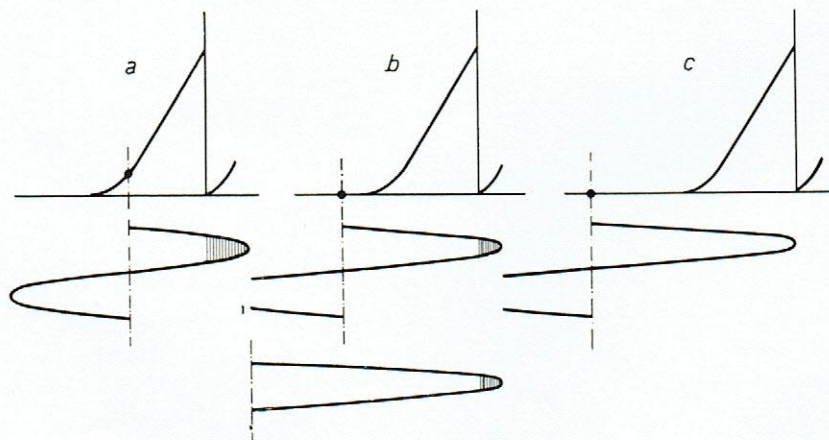
P.O. et O.C. en série, on peut réduire considérablement la capacité entre la self de réaction O.C. et la self oscillatrice correspondante en superposant les deux enroulements, avec interposition d'une couche isolante assez épaisse. Cette couche isolante pourrait avoir une épaisseur de 2 mm et on devra utiliser, pour cela, une matière à très petit coefficient diélectrique.

III. Blocage périodique des oscillations

Le blocage périodique des oscillations constitue le troisième phénomène, qui peut se manifester même si l'appareil ne présente pas les défauts décrits dans ce qui précède. En général on le constate du côté inférieur de la bande des ondes courtes par la présence soudaine de quantité de sifflements faibles (l'oscillatrice accroche sur des fréquences très rapprochées les unes des autres) ou par un bruit de souffle relativement fort et souvent même par des oscillations de relaxation. Une propriété caractéristique de cette perturbation c'est qu'elle disparaît si l'on remplace le condensateur de la première grille par un condensateur suffisamment petit. Nous avons souvent préconisé le schéma spécial pour ondes courtes évitant la variation de fréquence. Dans ce schéma, il faut utiliser un condensateur grille de 25 $\mu\mu\text{F}$, cette valeur garantissant en même temps l'absence de blocage périodique des oscillations dans la gamme des petites ondes.

Sans doute, il est logique de vouloir se servir d'un condensateur de grille de 1000 $\mu\mu\text{F}$, aussi bien sur ondes courtes que petites et grandes ondes, si l'on n'effectue pas de réglage de polarisation de l'octode, dans la première bande, ou si la variation de fréquence n'est pas considérée comme un grave inconvénient. Ceci d'autant plus qu'un condensateur de 1000 $\mu\mu\text{F}$ est plus avantageux, sur grandes ondes, qu'un condensateur de 25 $\mu\mu\text{F}$. Cependant si l'on tient à employer un condensateur de grille de grande valeur, on constate qu'il faut prendre encore des précautions spéciales pour les ondes courtes, puisque, autrement, pour un certain pourcentage d'octodes, il peut se présenter le phénomène indiqué ci-dessus.

Expliquons d'abord ce blocage périodique. Aussitôt qu'une oscillation prend naissance dans le circuit oscillateur, le condensateur de grille se charge de façon à être de plus en plus négatif. Cette tension négative détermine donc le „point de fonctionnement” sur la caractéristique de la partie triode de la lampe en oscillation (voir la figure 4 a). L'amplitude de cette oscillation est telle qu'un courant de grille prend naissance. Ce courant de grille amortit le circuit oscillateur mais cet amortissement est de nouveau compensé par la réaction ou régénération des oscillations. Plus la pente de la lampe (partie triode) est élevée et plus le couplage de la réaction est serré, plus l'amplitude de l'oscillation sera grande et par conséquent l'amortissement par le courant de grille aussi.



Caractéristique de la partie triode de l'octode qui explique l'ajustage de la polarisation et de la tension oscillatrice quand la lampe accroche. Les crêtes hachurées indiquent l'amortissement de l'oscillation par courant de grille.

Fig. 4

Suivant la charge



du condensateur de grille, le point de fonctionnement se déplace vers la gauche de la figure 4 (voir aussi le figure 4 b). Il est vrai que la pente diminue en même temps, mais l'amortissement par courant de grille diminue aussi, de sorte que la compensation de l'amortissement est aussi possible dans ce cas.

Enfin, si la polarisation V_{g1} augmente encore, l'amortissement du circuit oscillateur reste pratiquement constant, car l'amortissement par le courant de grille n'en constitue qu'une faible partie. La pente se réduit encore davantage, de sorte que, finalement, la réaction ne peut plus compenser les pertes du circuit et les oscillations décrochent.

Généralement la tension au condensateur de grille n'atteint pas une valeur si élevée que l'oscillation décroche. Cette tension s'ajuste à une certaine valeur, déterminée par la condition suivante:

Une certaine auto-polarisation correspond à une amplitude d'oscillation bien déterminée, et c'est cette oscillation qui doit fournir à son tour la dite polarisation.

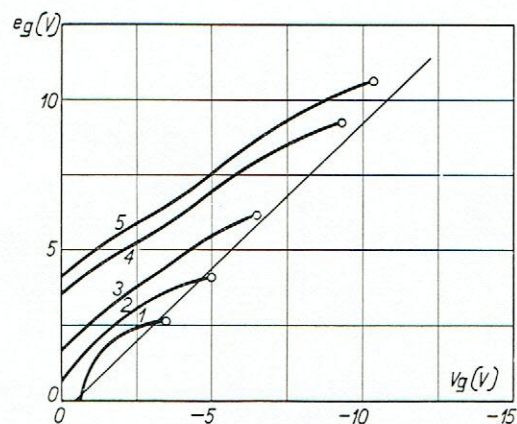
Si, pendant la charge du condensateur, l'oscillation décroche avant d'arriver à une position stable, voici ce qui se passera:

Après le décrochage de l'oscillation, le condensateur peut se décharger de nouveau, il en résulte une diminution de la polarisation négative V_{g1} , et, par suite, la pente augmente de nouveau jusqu'à ce qu'elle atteigne une valeur à laquelle l'oscillatrice accroche de nouveau. Cette oscillation recharge le condensateur de grille, la polarisation négative augmente et l'oscillation décroche de nouveau, et ainsi de suite. La répétition très rapide de ce phénomène produit un grand souffle.

En outre il peut se présenter des amplitudes telles qu'il en résulte la surmodulation de l'une des lampes suivantes, ce qui produit des effets secondaires tels que le „motorboating” ou des oscillations de relaxation.

Ce phénomène a été vérifié par des mesures. Si l'on remplace la polarisation négative automatique, provoquée par le condensateur et la résistance de fuite par une polarisation variable, obtenue avec une batterie, on peut d'abord constater quelles sont les amplitudes d'oscillation (e_g) qu'on obtient pour différentes polarisations négatives V_g . La figure 5 indique les résultats de ces mesures. Les courbes de 1 à 5 ont été tracées avec un couplage de la réaction de plus en plus serré. Comme nous l'avons déjà dit, pour une polarisation V_g croissante l'amplitude e_g augmente, mais, arrivée au point indiqué de la courbe, l'oscillation décroche. Sur la même figure on a représenté également la polarisation V_g résultant du redressement par caractéristique grille de l'amplitude e_g en fonction de la tension e_g même.

Cette courbe a été prise naturellement sans batterie de polarisation; elle représente la caractéristique normale de la détection par diode ou par caractéristique grille. Supposons, à présent, un couplage de réaction correspondant à la courbe 2. Au moment de l'accrochage V_g est encore égale à 0, donc l'amplitude est 0,8 volt. Mais cette amplitude, de son côté, provoquerait une polarisation V_g de 1 volt. Le condensateur de grille se chargeant jusqu'à cette valeur, celle-ci correspond de nouveau à une amplitude e_g de 2 volts, cette dernière provoquant



Courbes de l'amplitude sur la grille en fonction de la polarisation déterminées expérimentalement pour différents couplages. La courbe 1 a été prise pour le couplage le plus lâche et la courbe 5 pour le couplage le plus serré. La caractéristique de détection se trouve également sur cette figure.

Fig. 5



à son tour une polarisation V_g de 2,5 volts et ainsi de suite. De cette façon V_g et e_g croissent simultanément jusqu'au point d'intersection des deux lignes où un point de fonctionnement stable est atteint.

Il résulte donc des courbes 3, 4 et 5 qu'on ne peut jamais atteindre ce point de fonctionnement stable avec un couplage de réaction serré.

Il est évident que les points finals des courbes où l'oscillation décroche doivent se trouver tous à proximité de la caractéristique de détection: comme nous l'avons déjà fait remarquer, l'oscillation décroche approximativement au moment où les crêtes de l'amplitude de la tension de grille atteignent juste la région du courant de grille (voir aussi la figure 4), donc quand e_g est à peu près égale à V_g . La caractéristique de la détection peut être représentée avec suffisamment de précision par la ligne $V_g = e_g$, e_g étant l'amplitude. (Voir aussi l'article sur l'amortissement produit par la diode dans le Bulletin Technique No. 15).

Voici pourquoi on n'arrive pas à un point de fonctionnement stable avec un couplage de réaction plus serré:

Si l'on se représente, dans le cas de la figure 4 b, une réaction deux fois plus serrée, on peut obtenir de nouveau pour une certaine polarisation, une amplitude telle que la tension de grille alternative empiète de la même valeur dans la région du courant de grille que celle indiquée sur cette figure. Ceci sera obtenu avec une amplitude beaucoup plus grande et une polarisation V_g également plus grande, puisque la réaction trop serrée est compensée par une pente moyenne beaucoup plus petite.

Si l'amplitude est plus grande et l'empiètement identique, on aura seulement un courant de grille pendant une plus petite partie de la période alternative et généralement l'amortissement par courant de grille est alors plus petit que dans le cas d'une réaction plus lâche. On atteint donc aussi plus rapidement la région de réglage où l'amortissement ne diminue que très peu encore, c.à.d. dans une position où e_g est plus grande que V_g , ou bien aussi, où le point de décrochage se trouve du côté gauche de la caractéristique de détection de la figure 5.

Le phénomène du décrochage périodique des oscillations en cas de réaction trop serrée a été constaté depuis longtemps avec les anciens récepteurs type „détectrice à réaction”.

Le circuit de l'octode comporte une self de réaction, à réglage fixe, ajustée de manière à avoir un couplage suffisamment serré dans la région des ondes les plus longues de la bande. Mais, comme on le sait, la réaction est alors relativement trop serrée dans la région inférieure de la bande (ondes les plus courtes) où l'oscillatrice accroche le plus facilement. On se trouve donc en présence de blocages des oscillations toujours dans la partie inférieure de la gamme.

Pourquoi ce blocage se manifeste-t-il précisément dans la gamme des ondes courtes? Pour ces fréquences les amortissements des circuits sont toujours très élevés et très importants par rapport à l'amortissement produit par le courant de grille. Il en résulte donc que l'amortissement total est pratiquement déjà constant au moment où l'amplitude de la tension alternative de grille empiète encore relativement profondément dans la région du courant de grille (voir la figure 4 b). Le décrochage de l'oscillation se produit donc pour une amplitude e_g plus grande que la polarisation V_g , donc à un endroit du côté gauche de la caractéristique de détection de la figure 5, et le blocage périodique se produit.

L'amortissement important n'est cependant pas la seule cause du blocage des oscillations. On rencontrera également quantité d'octodes qui n'occasionnent aucune difficulté en ondes courtes. Le blocage de l'oscillation est déterminé non seulement par la variation de l'amortissement, mais aussi par la variation de la pente moyenne en rapport avec la polarisation V_g . Le décrochage de l'oscillation est influencé par conséquent dans une forte proportion par la carac-



téristique courant plaque/tension de grille de la partie triode de l'octode. Avec des lampes à pente élevée de la partie triode on constate souvent l'absence du blocage dans la gamme des ondes courtes.

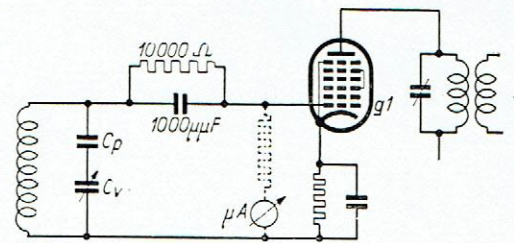
Après cette discussion de la nature du blocage périodique des oscillations nous allons indiquer les moyens de combattre les effets désagréables de ce phénomène.

De la figure 5, il résulte que même pour un couplage à réaction serrée les points de décrochage se trouveraient du côté droit de la ligne $V_g = f(e_g)$ si cette ligne avait une pente plus accentuée, ou bien si une tension continue V_g plus petite correspond à une amplitude déterminée e_g .

On peut obtenir un point de fonctionnement à un endroit moins négatif au moyen d'un condensateur de grille plus petit. Par cette précaution la tension oscillatrice sur la grille sera plus petite que la tension induite dans le circuit oscillateur. Il est vrai qu'on obtient ainsi une division du potentiel entre le condensateur de grille et la capacité grille-cathode. En réduisant la tension sur la grille de l'oscillatrice, la tension redressée V_{g1} sera également plus petite et la possibilité du décrochage de l'oscillation sera moindre. On a cependant déjà remarqué, au début de cet exposé que cette mesure n'est pas tout à fait logique pour les grandes ondes.

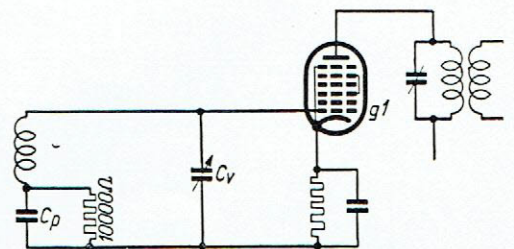
Il existe encore un autre moyen; en employant une plus petite résistance de fuite de grille, on arrive à limiter la polarisation négative à des valeurs plus petites. Par exemple, la valeur de 10.000 ohms est apparue comme très pratique. Il ne serait pas juste cependant de brancher, sans plus, cette résistance entre la grille et la masse, car alors on amortit, en même temps, le circuit oscillateur d'une façon inadmissible. La figure 6 indique une solution possible pour toutes les longueurs d'ondes. De cette façon, on obtient, comme avec l'ancien schéma, une oscillation pratiquement constante de 8,5 volts sur petites et grandes ondes et, sur ondes courtes, une oscillation qui n'est pas beaucoup plus faible. La méthode la plus simple, pour mesurer cette oscillation consiste à connecter, entre la grille et la masse, une résistance de 50.000 ohms, en série avec un microampèremètre. On règle, au moyen de la réaction, jusqu'à ce qu'on obtienne un courant de grille de $190 \mu A$, comme dans le cas des anciens schémas.

Cependant, on préfère souvent connecter le condensateur padding en série avec la self-oscillatrice, au lieu de le connecter en série avec le condensateur variable. Cela permet de se servir seulement d'un plot sur le contacteur-inverseur pour commuter le padding et la self et on peut économiser, en plus, le condensateur de grille. Cela implique la connexion de la résistance de fuite entre la grille 1 et la masse, ce qui produit de nouveau un amortissement trop grand. On peut se servir, dans ce cas, du schéma de principe de la figure 7, qui constitue la solution la plus économique. Elle a cependant un inconvénient pour les appareils dont le condensateur padding C_p a une petite valeur. Pour une valeur réduite de C_p la résistance n'est pas suffisamment shuntée pour la haute fréquence par le condensateur padding et cette résistance constitue donc, quand même, un amortissement. Puisque, sur



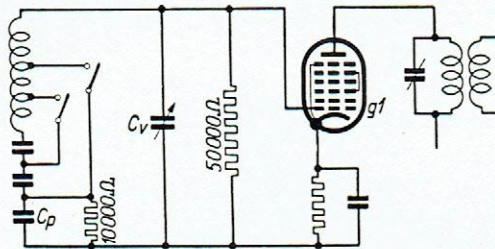
Montage de l'oscillatrice en utilisant une petite résistance de fuite (10.000 ohms). On y a également représenté comment il est possible de mesurer l'amplitude de l'oscillation au moyen du courant de grille.

Fig. 6



Montage de l'oscillatrice en utilisant une petite valeur de résistance de fuite si le condensateur padding se trouve en série avec la self.

Fig. 7



Montage de l'oscillatrice en utilisant une petite valeur de résistance de fuite qui tient compte de la réaction de la petite valeur du condensateur padding sur P.O. et G.O.

Fig 8

réglage différé, on constatera presque toujours, que le réglage du volume sonore ne fonctionne pas pour la réception en ondes courtes, parce que ces signaux sont généralement plus faibles que les signaux des bandes de radiodiffusion normales. Cela explique pourquoi ce phénomène ne gêne pratiquement pas.

b.) En cas de variation de la tension du secteur.

La raison de ces variations de la fréquence doit être cherchée dans la capacité entre la grille et la cathode, capacité qui est sensiblement influencée par la densité des électrons autour de la cathode.

On limite cet inconvénient en choisissant un condensateur grille de capacité très faible. La capacité grille-cathode se trouvant en série avec ce condensateur, la capacité résultante est donc plus petite.

D'autre part, pour réduire encore la variation de fréquence, nous avons préconisé le schéma à compensation par courant plaque.

L'emploi d'une résistance de fuite de 10.000 ohms (voir le paragraphe III) pourrait dans certains cas aggraver la variation de fréquence.

Cependant cette dernière n'est pas importante dans la gamme 200-2000 mètres. Nous donnerons encore quelques renseignements à ce sujet dans la description et l'utilisation de l'octode AK 2.

ondes courtes, le condensateur padding a généralement une valeur très grande, on peut combiner les schémas de la figure 7 et celui indiqué avant, pour obtenir le schéma plus complet de la figure 8.

IV. Variation de la fréquence

La fréquence de l'oscillatrice sur O.C. peut varier dans les deux cas suivants:

a.) si l'on règle la pente de l'octode, au moyen de la polarisation négative de la quatrième grille (V_{g4}).

Ceci se produit donc, si une polarisation de réglage automatique agit sur l'octode. Si c'est un



L'emploi pratique des courbes de transmodulation et de ronflement de modulation

Dans le Bulletin Technique No. 11, nous avons publié une étude sur les phénomènes qui se manifestent dans les tubes haute fréquence ou dans les tubes changeurs de fréquence par suite de la courbure de leurs caractéristiques. Nous avons donné également des résultats de mesures faites sur un certain nombre de tubes, et qui ont été représentées sous forme de courbes. Celles-ci donnent l'intensité de signal maximum sur la grille, pour un coefficient déterminé de transmodulation ou de ronflement de modulation en fonction de la pente ou de la tension de polarisation négative de la grille. Dans les Bulletins Techniques nos. 10 et 14 des courbes semblables ont été données pour les lampes AF 2 et AK 1. Dans le présent numéro, on trouvera les courbes relatives aux sélectodes et aux octodes changeuses de fréquence.

Les considérations du Bulletin Technique No. 11 se rapportaient principalement à l'explication des phénomènes ainsi qu'aux déductions théoriques susceptibles d'être faites à partir des équations approchées des caractéristiques. Nous voulons maintenant illustrer ces considérations à l'aide d'exemples pratiques. Ainsi nous verrons que ces courbes peuvent fournir une foule de données précieuses pouvant conduire à des idées neuves sur la construction des postes récepteurs.

I. Distorsion dans un tube amplificateur à basse fréquence

Ainsi que nous l'avons répété à plusieurs reprises, la distorsion s'exprime en $d\%$ des harmoniques, superposés à l'onde fondamentale, après amplification. Si nous représentons, comme d'habitude, la caractéristique de la lampe, par une série

$$i_a = a v_g + \beta v_g^2 + \gamma v_g^3 \dots \dots \dots (1)$$

et si la grille reçoit une tension $e_o \sin \omega t$, le courant anodique, après résolution, devient

$$i_a = a e_o \sin \omega t + \frac{\beta}{2} (e_o^2 - e_o^2 \cos 2\omega t) + \frac{\gamma}{4} (3e_o^3 \sin \omega t - e_o^3 \sin 3\omega t) + \dots \dots \dots (2)$$

Dans cette expression on retrouve l'onde fondamentale de fréquence ω , avec une amplitude $(a e_o + \frac{3}{4} \gamma e_o^3)$. Comme le plus souvent, γ et e_o^3 sont petits par rapport à a et à e_o , on peut admettre que l'onde fondamentale possède une amplitude $a e_o$.

Le deuxième harmonique de fréquence 2ω , a l'amplitude $\frac{1}{2} \beta e_o^2$. Par conséquent, le taux relatif du second harmonique par rapport à l'onde fondamentale, est de

$$\text{taux 2e harm.} = \frac{\beta/2 \cdot e_o^2}{a e_o} = \frac{\beta}{2a} \cdot e_o \dots \dots \dots (3)$$

Ce taux du deuxième harmonique augmente donc proportionnellement à la tension de signal e_o (amplitude) sur la grille.

Dans le Bulletin Technique No. 11, page 6, le coefficient dont dépend le ronflement de modulation, a été déterminé (voir aussi la suite du présent article). Pour ce coefficient la valeur suivante a été trouvée:

$$m_b = 2 \beta / a \cdot v_2$$

où v_2 représente également une tension alternative sur la grille.



On constate donc que ce coefficient est égal à 4 fois le taux du second harmonique. Si donc, dans des conditions déterminées, on a $m_b = 0,04$, on aura en même temps un taux du second harmonique de 0,01 1%.

Dans ce Bulletin Technique on trouvera des courbes indiquant la tension de grille pour laquelle le coefficient $m_b = 4\%$. Ces courbes indiquent donc en même temps la tension de grille pour laquelle le taux d'harmonique 2 est de 1%.

Considérons par exemple la courbe de ronflement de modulation de la lampe AF 3, page 10. Si la lampe travaille avec une pente de 1 mA/V, il résulte de cette courbe, que le taux d'harmonique 2 est de 1%, si la tension du signal sur la grille est de 0,07 volt, et ainsi de suite.

On pourrait avoir l'idée d'employer cette lampe comme tube amplificateur basse fréquence à pente variable, réglé par la polarisation automatique, afin d'augmenter l'efficacité du réglage automatique de l'intensité sonore (voir le Bulletin Technique No. 11, page 2). En admettant qu'à la pente supposée de 1 mA/V, l'amplification en basse fréquence soit de 100, il faudra avoir sur la grille une tension de signal d'environ 0,10 volt, si l'on veut moduler à fond une lampe de sortie normale. Telle est environ la tension à laquelle correspond une distorsion de 1%. La lampe de sortie étant modulée à fond, la distorsion est donc de 1%. Supposons maintenant un montage dans lequel la pente diminue en raison inverse de la tension de grille de sortie, de sorte qu'il soit impossible de surmoduler la lampe de sortie. Admettons par exemple, que la tension du signal sur la grille soit multipliée par 5, de sorte que la pente sera divisée par 5. Dans ces conditions, il faudra examiner quelle sera la distorsion pour une pente de 200 microampères par volt et un signal de 0,5 volt. La courbe fournit la valeur de 0,18 volt pour 1% d'harmonique 2, de sorte que l'on peut admettre qu'une tension de grille de 0,5 volt provoquera une distorsion d'environ 2,5%.

Jusqu'à présent nous n'avons envisagé que le deuxième harmonique. Conformément à l'équation (2), il y a également un troisième harmonique (de fréquence 3ω), dont le taux relatif est de

$$\text{taux 3e harm.} = \frac{\gamma/4 \cdot e_o^3}{a e_o} = \frac{\gamma}{4a} e_o^2 \dots\dots\dots (4)$$

A la page 9 du Bulletin Technique No. 11, on trouve le calcul du coefficient de transmodulation

$$K = \frac{3\gamma}{a} v_2^2$$

Cette grandeur est donc 12 fois plus grande que la valeur de l'harmonique 3 que l'on vient de calculer. Si donc une tension déterminée v_2 donne un coefficient de transmodulation $K = 6\%$, cette même tension (désignée par e_o dans le cas présent) donnera donc $6/12 = 0,5\%$ d'harmonique 3.

Les mêmes courbes qui donnent les tensions en fonction de la pente pour $K = 6\%$ peuvent donc servir pour la détermination de la tension à laquelle se produira une distorsion de $\frac{1}{2}\%$ par suite de la présence de l'harmonique 3. Il faudra remarquer en outre que le taux relatif d'harmonique 3 est proportionnel au carré de la tension du signal. L'exemple cité plus haut pourra servir en même temps pour la détermination du troisième harmonique. Dans ce but nous nous servirons de la courbe de la lampe AF3, de la page 10. De cette courbe il résulte que, pour une pente de 1 mA/V, une tension de 0,6 volt provoque une distorsion de $\frac{1}{2}\%$. Pour



le signal considéré de 0,1 volt, dont la grandeur n'est donc que la sixième partie de la valeur considérée ici, le taux d'harmonique 3 sera devenu 36 fois plus petit, c'est-à-dire qu'il sera d'environ 0,01 %.

On peut en conclure que l'harmonique 3 peut être purement et simplement négligé.

Si l'on répète encore le même calcul pour $S = 200$ microampères par volt et un signal de 0,5 volt, on trouve, dans les conditions de réglage supposées, une distorsion de $\frac{1}{2}$ % pour une tension alternative de grille de 1,8 volt. Le signal considéré est 3,6 fois plus faible, de sorte que la distorsion produite sera de $0,5/3,6^2 = 0,04$ %. Ici également on constate donc que le taux d'harmonique 2 est considérablement supérieur à celui d'harmonique 3.

Les mêmes données, mises en œuvre de la même manière, seront de la plus grande utilité pour l'étude d'une hétérodyne de mesure, dans laquelle le signal haute fréquence est d'abord amplifié, souvent par un amplificateur apériodique, avant d'être transmis à un réducteur d'intensité étalonné. Il sera possible de déterminer d'avance et d'une manière assez précise, le taux d'harmoniques.

En résumé, la courbe des tensions pour un ronflement de modulation de 4 % donne en même temps les tensions pour lesquelles le taux d'harmonique 2 est de 1 %. De même, la courbe pour 6 % de transmodulation donne aussi les tensions correspondant à $\frac{1}{2}$ % d'harmonique 3.

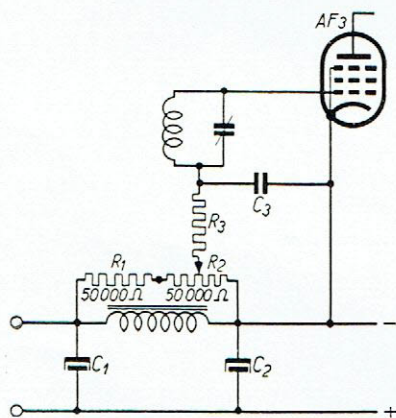
II. Ronflement de modulation dans les amplificateurs à haute ou à moyenne fréquence (coefficient m_b)

L'importance des courbes du coefficient m_b (voir le Bulletin Technique No. 11) ne se rapporte pas seulement à la comparaison de divers types de tubes, mais encore à l'étude de postes récepteurs.

Nous mettrons ceci en lumière par l'exemple suivant. La figure 1 montre le montage d'une sélectode H.F. avec réglage manuel de l'intensité sonore.

La tension de polarisation négative nécessaire est obtenue à l'aide d'un potentiomètre en utilisant la chute de tension dans la bobine d'impédance du circuit d'alimentation de l'anode (enroulement du haut-parleur). En supposant une chute de 80 volts aux bornes du haut-parleur, la figure 1 montre que pour la lampe AF 3 on obtient la tension de réglage maximum de 40 volts. Toutefois, aux bornes de la self de choc il existe aussi une tension alternative considérable, qui est à peu près égale à la tension d'ondulation existante au condensateur C1, puisque cette ondulation est supprimée par la self. Une partie de cette tension, déterminée par la position du potentiomètre, serait appliquée à la grille de la lampe AF3, sans la présence du filtre R3 C3. La question se pose maintenant de savoir quelle doit être l'action minimum de ce filtre, afin de se limiter au ronflement de modulation maximum admissible.

Dans le Bulletin Technique No. 19, page 10, nous avons démontré qu'une tension alternative de 5 volts, est très fréquente aux bornes du condensateur C1. Par conséquent, dans la position du potentiomètre correspondant au réglage le plus fort, une tension de ronflement de 2,5 volts se trouve au contact mobile. Pour la position du milieu (tension de réglage de -20 volts), la tension de ronflement est de 1,25 volt.



Montage du réglage manuel de volume sonore d'une sélectode. La polarisation négative requise est prise de la self de filtrage de l'appareil. Une ondulation se trouve superposée à cette polarisation, celle-ci devant être filtrée par le filtre

R₃ C₃
Fig. 1



Enfin, dans la position de la plus grande intensité sonore, cette tension est évidemment nulle. A -40 volts de tension de polarisation, la pente de la lampe AF3 est d'environ 1 micro-ampère par volt et à cette pente correspond une tension de ronflement maximum admissible à la grille de 0,06 volt, pour 4% de ronflement de l'onde porteuse (voir la figure 3 de la page 10). Or, les courbes sont relevées pour 4% de ronflement de modulation, puisqu'aux valeurs inférieures à 4%, les mesures manquent de précision. Un ronflement de modulation de 4% signifie que l'onde porteuse de l'émetteur désiré est modulée jusqu'à 4% par la tension alternative de ronflement. En admettant que la profondeur de modulation musicale soit de 30%, la musique serait accompagnée d'un ronflement dont l'intensité serait $\frac{30}{4} = 7,5$ fois

plus faible que la musique elle-même. Ceci, évidemment, doit être considéré comme inadmissible et l'on préférera poser comme condition que la modulation de ronflement ne pourra pas dépasser 1% de la modulation musicale. Dans ce cas on n'admet qu'un ronflement de 0,3% de l'onde porteuse. Même si l'on reçoit une émission modulée avec une profondeur de 10%, la modulation de ronflement dans le cas présent, sera encore 33 fois plus faible que la modulation de la musique.

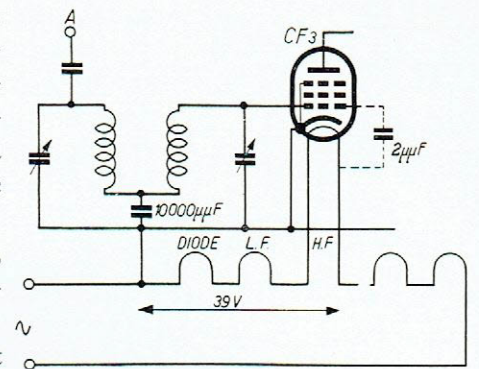
Si donc le ronflement de modulation admissible est de 0,3% seulement au lieu de 4%, il ne peut y avoir 0,06 volt sur la grille de la lampe, mais au maximum $0,06 \times \frac{0,3}{4} = 0,0045$ volt de tension de ronflement, puisque le ronflement de modulation est proportionnel à la tension de ronflement (voir le Bulletin Technique No. 11, page 6).

Comme dans cette position du potentiomètre, il existe une tension de ronflement de 2,5 volts, il faudra prévoir un filtrage de $2,5 : 0,0045 = 550$ fois.

Si l'on prend la valeur de 1 mégohm pour R3, il faudra que la valeur de C3 soit au moins telle que l'équation $\frac{1}{\omega C3} = \frac{10^6}{550}$ soit satisfaite. Dans ces conditions on trouve pour C3 la valeur minimum $C3 = \frac{550}{628.10^6} =$ environ 0,9 microfarad, en supposant que la fréquence du ronflement est de cent périodes par seconde (cas du redressement bilatéral). Dans ce cas il faudra donc choisir 1 microfarad au lieu de 0,1 microfarad, comme on serait tenté de le faire en cet endroit.

Toutefois, il est nécessaire de vérifier ce choix pour d'autres positions du potentiomètre. Ainsi, par exemple, pour la position du milieu, pour $V_g = -20$ volts ou $S = 100$ microampères par volt environ. De la figure 3 à la page 10 il résulte que pour cette pente la tension de ronflement admissible, pour 4% de ronflement de modulation, vaut environ 4 fois celle relative à la tension de polarisation maximum de grille, tandis que la tension de ronflement existante n'est que de la moitié. Dans cette condition le filtrage calculé est donc certainement suffisant.

Un deuxième exemple d'application des courbes de ronflement de modulation est donné par la figure 2. Sur cette figure on trouve indiquée schématiquement, une lampe haute fréquence précédée d'un filtre de bande dans un appareil récepteur à courant continu et alternatif. Comme d'ordinaire, les filaments sont connectés dans l'ordre suivant:



Lampe haute fréquence dans un poste tous courants précédée d'un filtre de bande. Un pôle du secteur est relié au châssis et il se trouve une tension alternative de ronflement entre la grille et la cathode. (L.F. = filament de la lampe B.F.).

Fig. 2



Diode, tube basse fréquence, tube haute fréquence etc. de sorte qu'il existe une tension alternative de $3 \times 13 = 39$ volts entre l'une des broches du filament de la lampe à haute fréquence et le châssis. En admettant que le contact de la grille de la lampe haute fréquence se trouve au culot, il faut tabler sur une capacité d'environ 2 micromicrofarads entre la dite broche du filament et la grille. La tension de 39 volts se divise entre cette capacité de 2 micromicrofarads et celle de 10.000 micromicrofarads du condensateur de couplage faisant partie du filtre de bande. Aux bornes du condensateur de 10.000 micromicrofarads, c.à.d. entre la grille et la cathode de la lampe haute fréquence se trouve donc une tension de ronflement de $\frac{2}{10.000} \times 39 = 0,008$ volt environ.

Il en résulte que la tension de ronflement dans ce cas vaut 1,8 fois celle qui était considérée comme admissible dans l'exemple précédent. Pour ce motif il est nécessaire d'effectuer la sortie grille de la lampe tous courants au sommet de l'ampoule. Cette restriction n'existe pas seulement dans le cas extrême d'une tension de polarisation de grille de -40 volts. Il en est de même dans le cas d'une tension de polarisation de $-3,5$ volts (voir aussi la courbe de la figure 3, page 10).

Il résulte de ces deux exemples que les courbes de ronflement de modulation permettent de calculer la profondeur de modulation de l'onde porteuse produite par la tension de ronflement (éventuellement de la modulation de l'onde de fréquence moyenne). Cette modulation de ronflement peut alors être comparée directement avec la modulation musicale, d'où l'on peut déduire une idée de l'audibilité du ronflement.

Il faut encore attirer l'attention sur le fait que, afin de bien préciser notre pensée, nous avons dû exagérer quelque peu l'importance du ronflement de 50 périodes par seconde. En fait, l'audibilité d'un ronflement de cette fréquence est très peu prononcée, s'il est pur. Au contraire, l'oreille se montre déjà plus sensible au ronflement de 100 périodes par seconde, et beaucoup plus encore à celui de 300 périodes par seconde, dû à un réseau à courant continu alimenté par des redresseurs à vapeur de mercure. Dans ce cas, la condition qu'un ronflement de modulation de 0,3 % constitue le maximum admissible, n'a rien d'exagéré.

III. Distorsion de modulation (coefficient D)

Dans le Bulletin Technique No. 11 la distorsion de modulation a déjà été étudiée, en admettant qu'à l'origine une onde porteuse a été modulée par une note pure de 500 périodes par seconde jusqu'à une profondeur de 30 %. Dans ce cas une distorsion de modulation de 1 % signifie, qu'après amplification il y aura également une note de 1000 périodes par seconde, dont la modulation est de 0,01 fois celle de la note primitive de 500 périodes par seconde. (La profondeur de modulation de l'onde porteuse par cette note indésirable est donc alors de 0,3 %, ou, d'une façon plus générale, de $D \times 30\%$.)

Or, le coefficient D , considéré en lui-même, dépend aussi du taux de modulation primitif de l'onde porteuse, puisque

$$D = \frac{9\gamma}{8\alpha} v_1^2 m \dots\dots\dots (5)$$

Les courbes de transmodulation donnent la tension de grille pour laquelle l'expression $\frac{9\gamma}{8\alpha} v_1^2$ est égale à 0,0225.

Or, de la figure 4 de la page 11 on déduit par exemple que pour un tube AF3, réglé à la pente de 180 microampères par volt, un signal de 1,8 volt provoque une distorsion $D = 2,25$ m%. Pour le signal supposé dans notre exemple, une profondeur de modulation de $m =$



30% a été admise. Il en résulte que $D = 0,3 \times 2,25 = 0,675\%$. Par conséquent, à côté de la note de 500 périodes par seconde on en entendra une seconde, de 1000 périodes par seconde, dont l'intensité sera de 0,675% de l'intensité de la première. De cette manière la distorsion est donc exprimée de la même façon que dans le cas de l'amplification en basse fréquence (voir page 68). Si l'on appliquait un signal de 3,6 volts, v_1 serait 2 fois plus grand, tandis que, conformément à l'équation (5), la distorsion serait 4 fois plus grande, c.à.d. de 2,7%.

Si l'intensité de signal reste la même, mais si la profondeur de modulation est augmentée jusqu'à 90% la distorsion sera augmentée jusqu'à $2,25 \times 0,9 = 2\%$.

De la courbe de la page 11 on déduit que la tension admissible à la grille, à pente normale, est relativement faible. Toutefois, dans le cas d'une telle pente le signal lui-même est le plus souvent assez faible. A pente décroissante, la tension admissible augmente, ce qui est tout à fait désirable d'ailleurs. Malheureusement, elle finit par décroître à nouveau, ce qui constitue une propriété de la construction des tubes qu'il n'est pas possible d'éviter (voir aussi la page 9). Dans cet intervalle de la caractéristique de réglage, c.à.d. où la tension de signal admissible diminue lorsque la tension de polarisation négative augmente, on trouve donc la plus grande possibilité de distorsion. Toutefois, on se trouve là dans un intervalle où la pente a été réduite à 0,01, tandis qu'en général on pourra se contenter d'un réglage réduisant cette pente dans une mesure plus faible, 1/35 par exemple. Nous donnerons encore un exemple de la grandeur de la distorsion telle qu'elle peut se présenter dans la pratique. Pour la puissance de sortie normale au haut-parleur de 0,050 watt, la grille de la lampe moyenne fréquence porte les plus souvent un signal de l'ordre de 2 mV. Dans le cas de nombreux appareils, le réglage automatique de l'intensité sonore ne commence à fonctionner que pour un signal 10 fois plus intense. Dans ce cas il y aura donc sur la grille une tension de 0,02 volt, alors que la pente est encore de 2 mA/V. De ce qui précède il résulte que la distorsion qui se produira dans ces conditions n'est encore que peu considérable. Nous supposons dans tout ceci que le système de réglage automatique de l'intensité sonore agit sur une AF3 employée comme amplificatrice H.F. et sur une lampe du même type employée comme amplificatrice M.F. et en outre que la caractéristique de ce système est telle, que si le signal d'antenne augmente encore 10.000 fois, l'intensité sonore n'augmente que 8 fois.

Ceci signifie que si la sensibilité normale de l'appareil est de 10 microvolts, le signal d'antenne serait de 1 volt. Dans ces conditions la lampe de sortie est 8 fois surmodulée, à moins que la position du potentiomètre de réglage de l'intensité sonore soit ramenée en arrière (voir aussi les Bulletins Techniques Nos. 11 et 12). Ce signal d'antenne de 1 volt représente effectivement, à peu près, le cas limite de l'intensité du signal.

Afin d'arriver à ce fonctionnement du réglage automatique de l'intensité sonore, il faudra réduire l'amplification totale dans le rapport de $10.000 : 8 = 1250$. En supposant que les deux sélectodes subissent l'influence du réglage dans la même mesure, l'amplification par tube réglé sera donc réduite dans le rapport de $\sqrt{1250} = 35,4$. La pente devient donc alors de 56 microampères par volt au lieu de 2 mA/V. Il faut donc étudier quelle est la distorsion introduite par la lampe de moyenne fréquence, pour ce réglage.

Au moment où le réglage automatique entre en fonctionnement, le signal d'antenne était de 0,02 volt; en se basant sur une puissance de sortie 8 fois plus forte on pourrait donc s'attendre à un signal maximum sur la grille de la lampe de moyenne fréquence, de 0,16 volt. Or, comme l'amplification de cette lampe a été réduite dans le rapport de 35,4 le signal sur la grille en question devra être, en réalité, de $35,4 \times 0,16 = 5,6$ volts. En examinant la courbe supérieure de la figure 4 de la page 11, on constate que pour une pente S de 56 microampères par volt, un signal de 2 V produit une distorsion d'environ 2,25 m%. Comme cette distorsion est pro-



portionnelle au carré de la tension du signal, on peut s'attendre à une distorsion de $(\frac{5,6}{2})^2$ 2,25 m%. En admettant une profondeur de modulation de $m = 0,3$, on arrive donc à une distorsion de $(\frac{5,6}{2})^2 \times 2,25 \times 0,3 = 5,4\%$.

Dans l'article cité sur le réglage automatique de l'intensité sonore, dans les Bulletins Techniques Nos. 11 et 12 l'attention a déjà été attirée sur le fait, que ceci pourrait constituer un motif pour régler la lampe haute fréquence par une tension plus forte, et la lampe moyenne fréquence par une tension plus faible, ce qui est possible, ainsi qu'il a été dit, en se servant de prises sur la résistance de la diode. Dans de nombreux appareils ceci se trouve automatiquement réalisé, puisque l'octode possède une caractéristique à pente rapidement variable, et que la penthode haute fréquence AF3, par exemple, possède une caractéristique de réglage plus longue.

IV. Transmodulation (coefficient K)

C'est en ayant encore recours à la figure 3 que cette notion pourra le mieux s'expliquer. Supposons que le poste récepteur soit accordé sur un signal de 1000 kilocycles, modulé jusqu'à 30% par de la musique de jazz. Supposons que l'intensité de ce signal soit de 100 microvolts dans l'antenne, par exemple. Toutefois, à côté de cette émission il y en a une autre, provenant d'un émetteur local, ayant une fréquence de 1020 kilocycles, et dont l'intensité dans l'antenne est de 1 volt. Supposons que cette émission locale soit modulée jusqu'à 100% par de la musique d'opéra.¹⁾

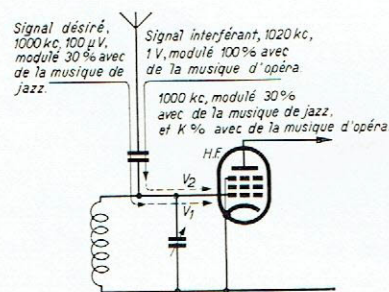
Dans le circuit anodique de la lampe haute fréquence on retrouvera le signal désiré de 1000 kilocycles, évidemment modulé toujours à 30% par la musique de jazz. Toutefois, sur la même onde porteuse on trouvera aussi la modulation de la musique d'opéra de l'émetteur interférant, avec une profondeur de modulation de $K\%$ de la modulation primitive.

La question se pose maintenant de savoir, si la profondeur de modulation de $K\%$ constituera une perturbation pour la modulation à 30% de la musique de jazz désirée.

Si l'émetteur interférant était modulé également à 30%, la profondeur de modulation de la musique d'opéra, après la lampe H.F. serait aussi réduite dans le même rapport. Elle serait donc alors de $0,30 K\%$.

Dans le cas d'égales profondeurs de modulation des deux émetteurs, K donne donc immédiatement le rapport, en centièmes, de la modulation désirée et de la modulation perturbatrice (voir aussi la définition à la page 4 du Bulletin Technique No. 11).

Nous allons maintenant calculer la perturbation due à la transmodulation pour un cas pratique, en admettant que la lampe H.F. AF3 est précédée d'un circuit accordé, ainsi qu'il est représenté figure 3. Nous supposons en outre qu'à la résonance, la multiplication dans ce circuit est de 6 (pour le calcul de cette multiplication voir le Bulletin Technique No. 17 page 8, la formule précédant l'équation (23)). Le signal interférant ayant un désaccord de 20 kilocycles par seconde n'est pas amplifié 6 fois mais un nombre de fois moindre, indiqué par la courbe de résonance du circuit considéré. Cette courbe



Représentation schématique de l'attaque de la grille par deux signaux. La modulation du signal V_2 se trouve transposée sur l'onde porteuse du signal V_1 dans le circuit plaque par suite de la transmodulation.

Fig. 3

de résonance se trouve à la page 6 du Bulletin Technique no. 17.

¹⁾ Cet exemple est tout à fait théorique. En général on aura pour une transmission de qualité (musique d'opéra) une profondeur de modulation faible et pour de la musique de danse, ne nécessitant pas une qualité supérieur, une profondeur de modulation élevée.



Tout d'abord il faut calculer le coefficient $\frac{\beta}{\delta}$

$$\beta = \frac{2 \times 2 \pi \times 20.000}{\omega_o}$$

$$\text{et } \delta = \frac{r}{\omega_o L}$$

Le rapport $\frac{r}{L}$ peut être évalué à 50.000, de sorte que nous pouvons admettre que $\delta = \frac{50.000}{\omega_o}$. Il en résulte que

$$\frac{\beta}{\delta} = \frac{2 \times 2 \pi \times 20.000}{50.000} = 5.$$

De la courbe de résonance on déduit que l'émission interférante est amplifiée 5 fois moins que l'émission désirée. Par conséquent le signal perturbateur produit, sur la grille de la lampe H.F., une tension de $1 \text{ volt} \times \frac{6}{5} = 1,2 \text{ volt}$.

A la réception d'un signal de 100 microvolts il est probable que le réglage automatique de l'intensité sonore n'a pas encore commencé à fonctionner, de sorte que la pente de la lampe AF3 est encore de 2 mA/V environ. Des courbes de transmodulation de la page 11 on déduit alors (courbe supérieure) qu'un signal de 0,8 volt entraîne une transmodulation de 6%. La tension du signal de notre exemple, de 1,2 volt, donne donc un coefficient de transmodulation de $K = \left(\frac{1,2}{0,8}\right)^2 \times 6 = 13,6\%$.

Dans le cas représenté par la figure 3, la modulation de la musique perturbatrice serait donc environ égale à la moitié de celle de la musique désirée. Il est vrai que l'exemple traité ici constitue un cas extrême. Des conditions comme celles que nous avons admises: réception d'un émetteur faible, avec une fréquence très rapprochée de celle d'un puissant émetteur local, la différence des fréquences n'étant que de 20 kilocycles par seconde, et en outre avec une modulation de 100%, conduisent nécessairement à l'adoption de deux circuits accordés avant la lampe haute fréquence. Un deuxième circuit, avec la même sélectivité, permettra d'affaiblir le signal perturbateur encore 5 fois sur la grille, de sorte que la transmodulation serait réduite dans le rapport de 1 : 25. La coefficient K serait alors de 0,5%, au lieu de 13,6%, ce qui constitue un résultat très pratique, si l'on admet que la profondeur de modulation de l'émetteur perturbateur est égale à celle de l'émetteur désiré, ce qui est bien conforme à la vérité dans la plupart des cas.

En faisant abstraction du cas où il n'y aurait qu'un seul circuit accordé, la transmodulation paraît encore assez supportable. Dans les conditions actuelles l'ordre de grandeur des intensités de champ est tel que l'on peut toujours compter sur des signaux pour lesquels le réglage de l'intensité sonore fonctionne déjà, de sorte que l'on arrive dans une région de la courbe (fig. 4, page 11) où l'on peut admettre par exemple, 1,8 volt ou plus pour une transmodulation de 6%. En ne supposant pas immédiatement une tension de 1 volt pour le signal perturbateur, mais par exemple, 0,25 volt seulement, ce qui constitue déjà un signal très fort, la tension interférante sur la grille sera de $1,2 \times 0,25 = 0,3 \text{ volt}$. Cette tension est 6 fois plus petite que celle de 1,8 volt, de sorte que le coefficient de transmodulation devient $\frac{1}{36} \times 6\% = 0,17\%$. Ainsi



on obtient donc encore des chiffres utilisables dans les cas normaux, car même lorsque l'émetteur interférant est modulé à 100%, il faudrait encore comparer entre elles la musique interférante modulée à 0,17% et la musique désirée modulée à 30%, par exemple.

Si derrière la lampe H.F. il y a un deuxième circuit présentant les mêmes caractéristiques que le premier, il est possible, évidemment, de calculer l'intensité du signal interférant se trouvant sur la grille de la lampe suivante. On constate alors que, dans ce cas aussi, on doit tenir compte de la transmodulation. Ceci restreint même souvent l'amplification H.F. que l'on peut adopter.

En principe on peut se représenter aussi l'existence de la transmodulation dans les tubes moyenne fréquence. Toutefois dans ce cas on s'apercevra que pratiquement la sélectivité avant les tubes M.F. est toujours assez grande pour que la transmodulation ne se produise guère.

Enfin, il peut être considéré comme superflu de rappeler que l'exemple considéré ici aurait pu être appliqué également au cas de l'octode (voir aussi la courbe de transmodulation de l'octode, fig. 9, page 8).

Résumé

Les courbes de ronflement de modulation permettent de calculer la distorsion en basse fréquence par les harmoniques 2, en employant la lampe comme amplificatrice basse fréquence. Les courbes de transmodulation permettent le calcul de l'harmonique 3, dont l'importance, au point de vue de la distorsion basse fréquence est cependant moins considérable. La même courbe est importante pour la distorsion de modulation dans les tubes haute fréquence. Cette distorsion est proportionnelle au carré de la tension de signal à la grille.

Enfin, les courbes de ronflement de modulation permettent de calculer les filtres à placer éventuellement, dans le circuit de grille des lampes à haute ou à moyenne fréquence, en étudiant des postes récepteurs. Ces courbes montrent aussi l'importance d'une sortie de grille au sommet des lampes pour courant continu ou alternatif.

Les courbes de transmodulation, en dehors de la possibilité de calculer l'harmonique 3 de la distorsion basse fréquence et de la distorsion de modulation dans l'amplification haute fréquence, permettent encore de déterminer les amplitudes maxima admissibles sur la grille, ce qui est intéressant au point de vue de l'étude des systèmes de réglage automatique de l'intensité sonore. En outre, on peut calculer ainsi l'amplification préalable nécessaire dans des conditions de réception déterminées, si l'on veut que la transmodulation ne dépasse pas des limites admissibles.

Sommaire

Le programme des nouveaux tubes pour la saison 1935/36 1

NOUVELLES LAMPES COURANT ALTERNATIF 4 VOLTS.

AK 2, octode	4
AF 3, penthode-sélectode	9
AB 2, duodiode	15
AF 7, penthode H.F.	18
AC 2, triode	27
ABC 1, duodiode-triode	30
AL 1, penthode de sortie à chauffage direct.....	35
AL 2, penthode de sortie à chauffage indirect.....	38
AL 3, penthode de sortie à pente élevée	41
AZ 1, redresseur biplaque à chauffage direct.....	44

NOUVELLES LAMPES „TOUS COURANTS”.

CF 3, penthode-sélectode	46
CB 2, duodiode	50
CF 7, penthode H.F.	51
CC 2, triode	54
CBC 1, duodiode-triode	57

Quelques conseils pour l'emploi de l'octode sur ondes très courtes 60

L'emploi pratique des courbes de transmodulation et de ronflement de modulation 63