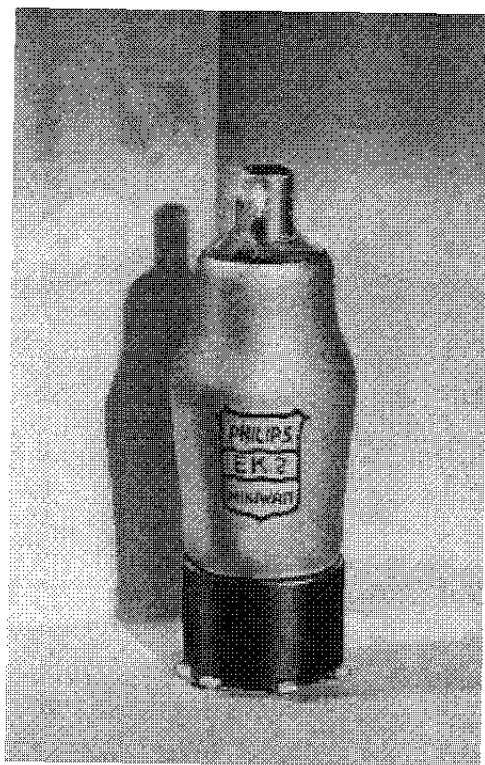




L'octode neutrodynée EK 2



La nouvelle octode EK 2.

Fig. 1

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

1) Effet de couplage électronique

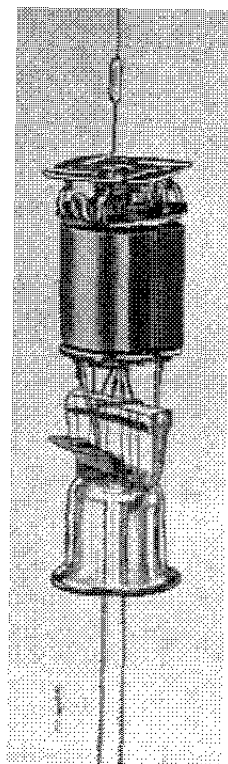
L'effet de couplage électronique, qui se manifeste d'une façon très gênante en ondes courtes, a été éliminé pratiquement en connectant un petit condensateur de neutrodynage entre la première et la quatrième grille. Nous allons voir quelle est la fonction de ce condensateur.

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

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

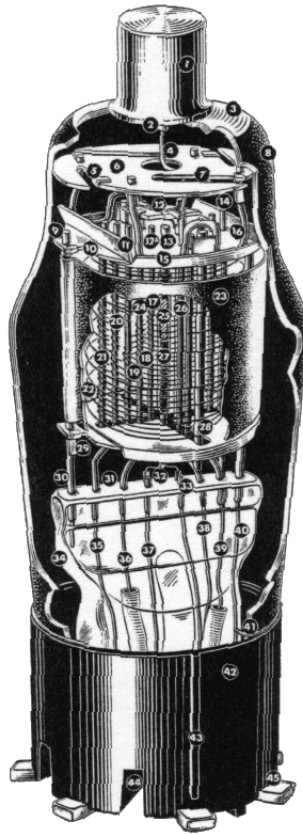
Le principe sur lequel est basé le changement de fréquence avec ce tube est déjà bien connu; c'est celui de l'ancienne lampe AK 2. Les faibles dimensions et certaines modifications dans la construction ont cependant apporté une amélioration appréciable pour l'utilisation de ce tube, particulièrement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

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



Construction intérieure de la nouvelle octode EK 2.

Fig. 2



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

Fig. 9

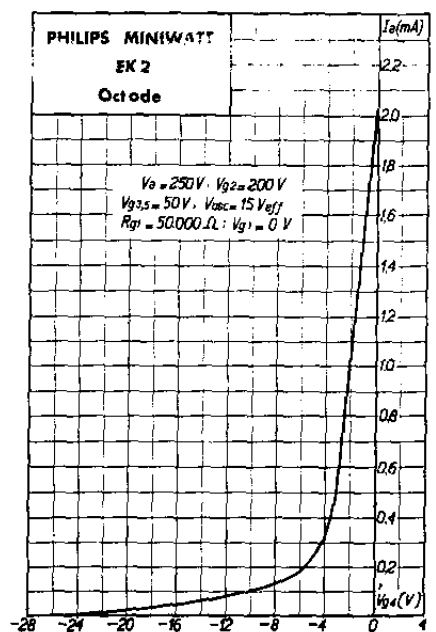
ment du circuit d'entrée. Elle ne saurait s'expliquer numériquement par les capacités statiques entre les électrodes en question et elle est due à un couplage électronique. La densité des électrons devant la quatrième grille est modifiée par la tension oscillante sur la première grille, et cette variation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

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

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

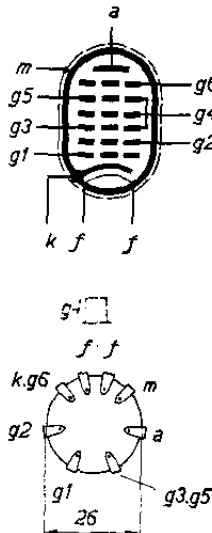
Puisque ces deux tensions sont de phases opposées, la tension parasite sur la grille 4 agit comme une baisse de la tension oscillante sur la grille.

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



Caractéristique I_a/V_{g4} de la EK 2.

Fig. 4



Disposition des électrodes et connexions du culot du tube EK 2.
Fig. 5

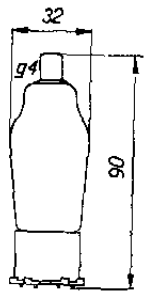
En tenant compte de la phase de la tension induite sur la grille 4, le couplage électronique entre la grille 1 et la grille 4 peut être comparé à une capacité négative qui existerait entre la grille 1 et la grille 4. Cette capacité n'existe cependant pas en sens inverse, c'est-à-dire de la grille 4 vers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

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

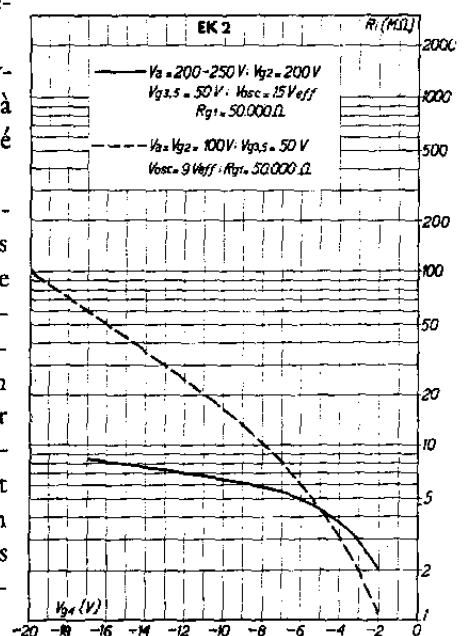
- 1) Cette tension décroît si, dans une gamme de longueurs d'onde, on augmente la capacité d'accord. Le couplage électronique décroît, dans une même gamme, de manière inversement proportionnelle au cube de la fréquence.
- 2) Pour une même position du condensateur variable du circuit d'entrée, mais pour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

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

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



Encombrement du tube EK 2.
Fig. 6



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

Fig. 7



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

II. Glissement de la fréquence

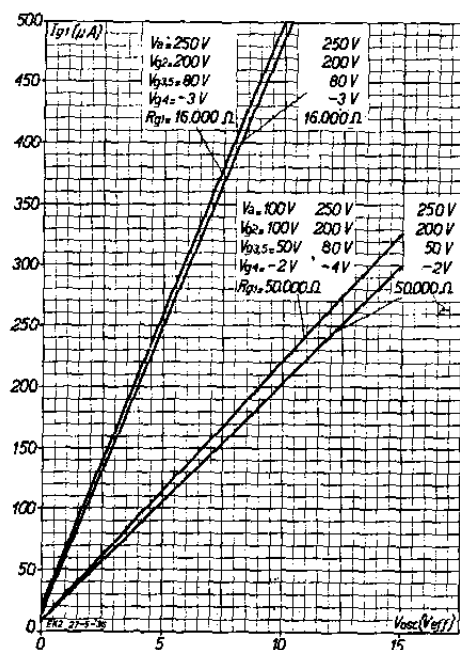
Plusieurs causes peuvent provoquer le glissement de la fréquence du circuit oscillant local et entraîner, dès lors, des ennuis sur ondes très courtes.

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

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

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

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



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

Fig. 8

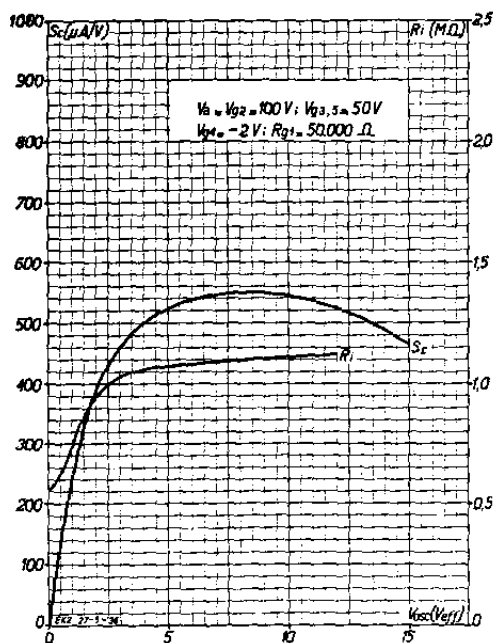


alimentant les grilles au moyen d'une résistance série au lieu de le faire par un système potentiométrique. Ce fait peut s'expliquer par la compensation partielle des influences qu'exercent les variations des tensions des différentes grilles sur le glissement de fréquence. Elle est valable aussi bien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

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

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

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



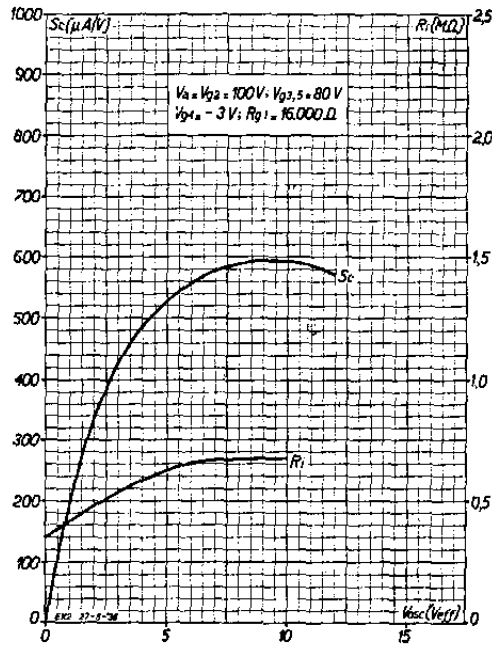
Pente de conversion et résistance interne en fonction de la tension oscillatrice, utilisation sur ondes longues et moyennes, $V_a = V_{g2} = 100$ V, $V_{g3,5} = 50$ V, $V_{g4} = -2$ V, $R_{g1} = 50.000$ ohms.

Fig. 9

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

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

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



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

Fig. 10

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

III. Effet du parcours électronique

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

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

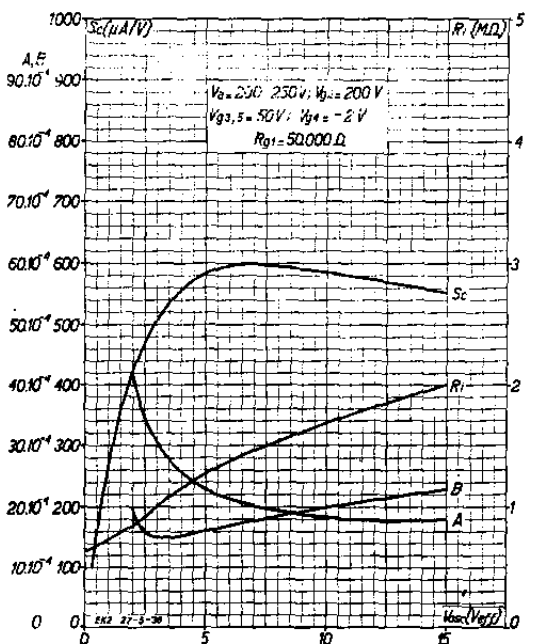
Pente de conversion et résistance interne en fonction de la tension oscillatrice, utilisation sur ondes longues et moyennes, $V_a = 200-250 \text{ V}$, $V_{g2} = 200 \text{ V}$, $V_{g3,5} = 50 \text{ V}$, $V_{g4} = -2 \text{ V}$, $R_{g1} = 50.000 \text{ ohms}$.

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

Intensité du sifflement par le 2e harmonique du signal d'entrée

Courbe B; $\frac{\text{Intensité du signal musical}}{\text{Intensité du signal musical}}$ après la deuxième détectrice (pour une détection linéaire) en fonction de la tension oscillatrice sur la grille 1. Ce rapport peut être représenté par l'expression $\frac{f_2}{S_c \cdot m}$ V_i (où $V_i = 0,003 \text{ V}$ et $m = 0,3$).

Fig. 11





IV. Résistance parallèle sur la grille

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

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

V. Bruit de fond et sifflements

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

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

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

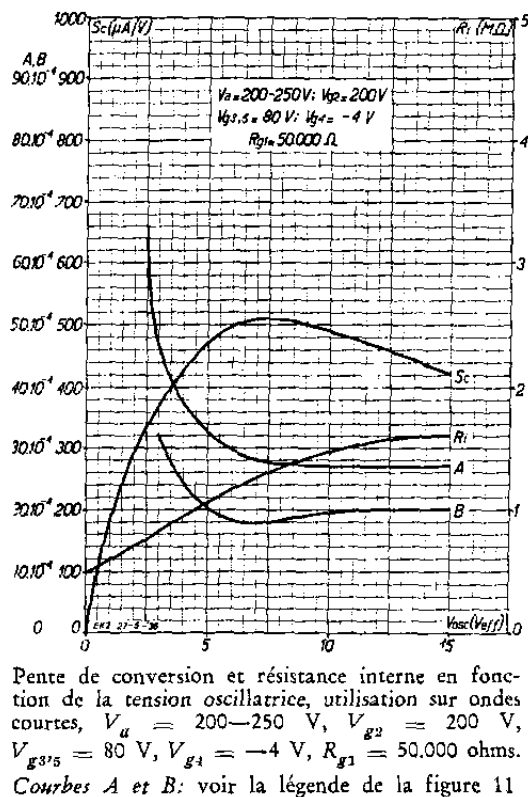
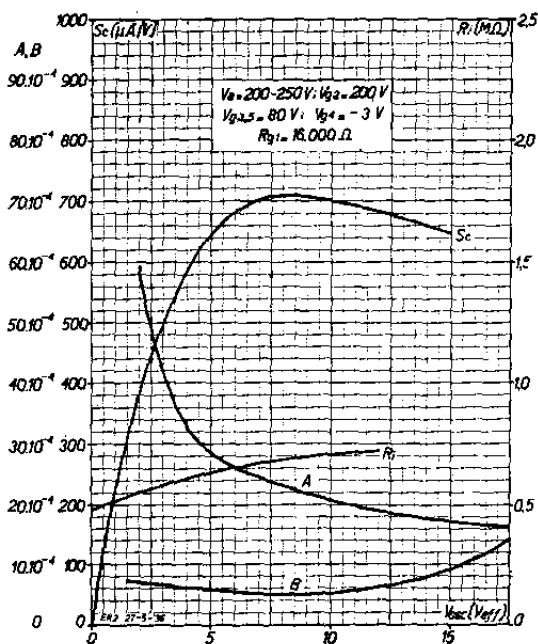


Fig. 12

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

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

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

Pente de conversion et résistance interne en fonction de la tension oscillatrice, utilisation sur ondes courtes, $V_a = 200-250 V$, $V_{g2} = 200 V$, $V_{g3,5} = 80 V$, $V_{g4} = -3 V$, $R_{g1} = 16.000 \Omega$. Courbes A et B: voir la légende de la figure 11

Fig. 13



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

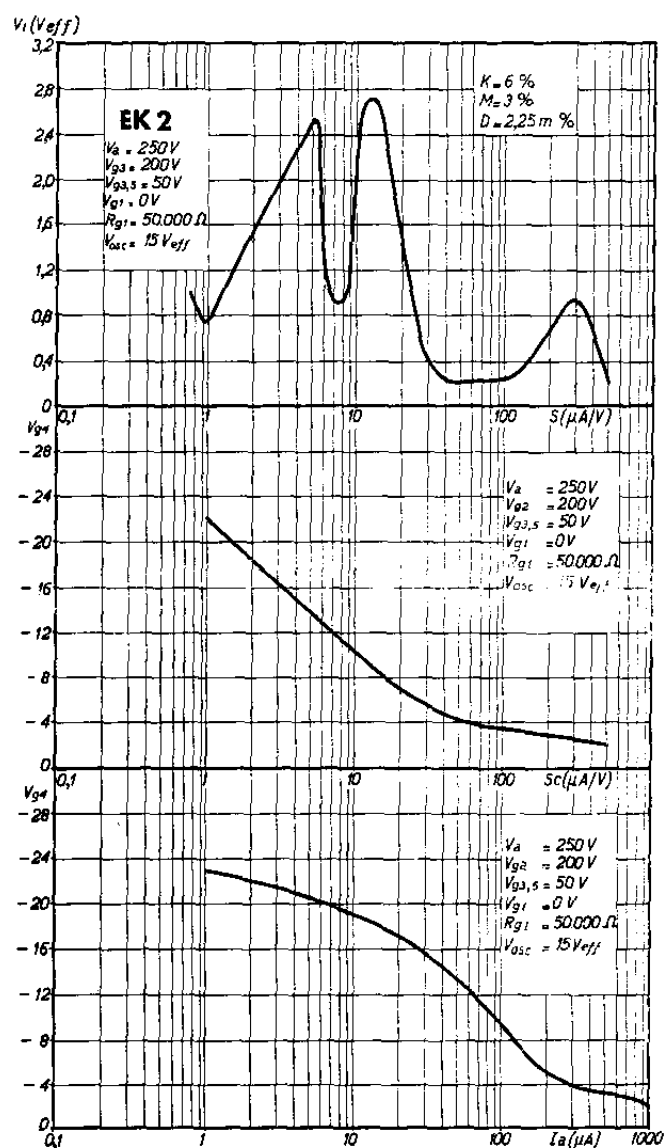
Courbes:

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

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

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

Fig. 14



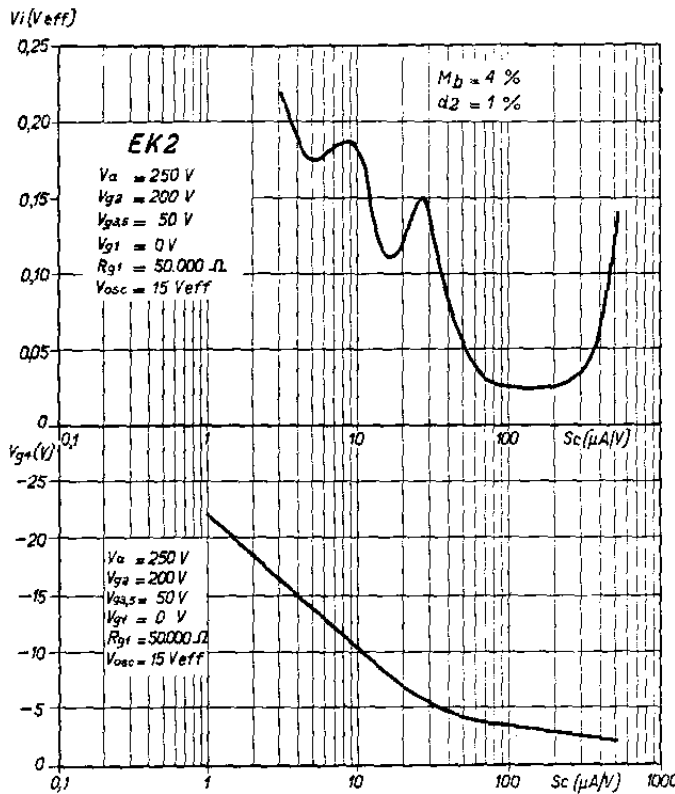


amplification de conversion aussi élevée que possible, d'un faible bruit de fond et d'une petite perturbation par sifflements. Dans tous les cas, le bruit de fond et la perturbation par sifflements sont le moins gênant pour une tension alternative sur la grille 1 de plus de 6 volts.

VI. Transmodulation

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

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



Courbes:

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

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

Fig. 15

VII. Résistance interne et consommation de courant

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

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



VIII. Effet microphonique

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

Caractéristiques de chauffage

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

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

Capacités

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

Caractéristiques de service (Utilisation sur ondes longues et moyennes)

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



Caractéristiques de service (utilisation sur ondes courtes)

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

Limites fixées pour les caractéristiques

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

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

²⁾ Utilisation sur ondes longues et moyennes, $V_a = 100 \text{ V}$.

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

⁴⁾ Utilisation sur ondes courtes, $V_a = 250 \text{ V}$, $R_{g2} = 50.000 \Omega$.

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

⁶⁾ Pour une résistance inférieure à 1000 ohms il faut utiliser un condensateur de découplage de $0,05 \mu\text{F}$ au moins; pour une résistance supérieure à 1000 ohms, il faut utiliser un condensateur de $1 \mu\text{F}$ au moins.



Utilisation

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

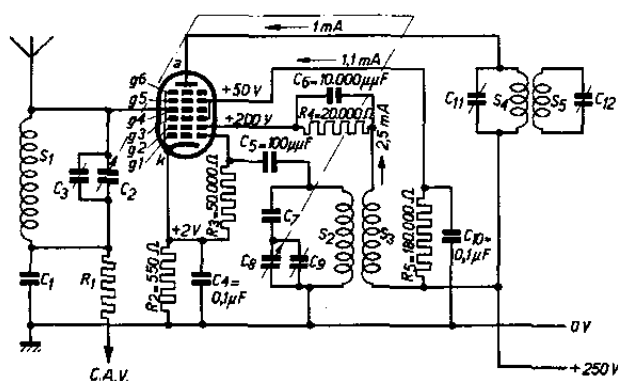


Schéma de principe de l'octode EK 2.

Fig. 16

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

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

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