Informations TECHNIQUES

EF 183 - EF 184
EL 183
ECF / PCF 86

MINIWATT
DARIO

BULLETIN ÉDITÉ PAR LE BUREAU DE DOCUMENTATION DE LA S. A. LA RADIOTECHNIQUE
DIVISION TUBES ELECTRONIQUES ET SEMICONDUCTEURS

FÉVRIER 1961 N° 22

EF 183 - EF 184
AMPLIFICATION FI POUR TV

EL 183
AMPLIFICATION VIDÉO

ECF/PCF 86
CONVERSION DE FRÉQUENCE

Dans la présente information, nous étudions les exigences posées par la construction de l'amplificateur FI dans les récepteurs de télévision modernes. Jusqu'à maintenant, il était couramment nécessaire d'équiper un tel amplificateur avec trois ou même quatre pentodes RF (1) du type EF 80 par exemple, type de tube de structure interne classique.

L'apparition des pentodes RF à grille-cadre, c'est-à-dire de la pentode à faible recul de grille EF 184 et de la pentode à pente réglable EF 183, donne maintenant la possibilité de faire l'économie d'un étage, sans rien sacrifier ni sur la sensibilité ni sur la largeur de bande. Ce progrès résulte de la très forte pente de ces tubes qui a été obtenue sans augmentation notable de la conductance d'entrée.

Nos lecteurs trouveront dans ces pages les descriptions d'amplificateurs à deux et trois étages FI équipés de tubes EF 183 et EF 184 (normes françaises 819 lignes), du récepteur de « son » (2 × EBF 89 et PCL 82) et d'une tête de récepteur complète (ECC 189, ECF 86 ou tubes correspondants de la série P).

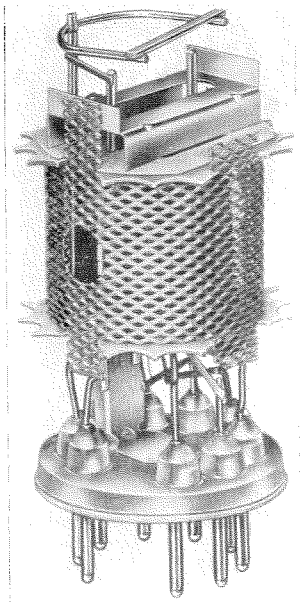


Fig. 1. — Structure des électrodes du tube EF 184 (grossissement approximatif : 4 diamètres). La structure du tube EF 183 présente ce même aspect.

La nouvelle pentode de puissance EL 183 ($V_f = 6{,}3$ V ou 12,6 V), à grille-cadre, pour amplification vidéo permet de construire des amplificateurs vidéo à très large bande et à forte tension de sortie grâce à sa très grande pente 25 mA/V (contre 10,5 mA/V pour la pentode EL 83 ou PL 83 qu'elle remplace avantageusement).

Nous donnerons également, à la fin de cette information, les caractéristiques (*) des pentodes amplificatrices FI (EF 183, EF 184) et du tube convertisseur de fréquence ECF 86.

Dans les régions où se trouve un émetteur de télévision, des récepteurs comportant un amplificateur FI à deux étages avec tube EF 80 ont été fournis, mais l'amplification que l'on pouvait en obtenir était évidemment **juste suffisante** pour la réception de l'émetteur régional.

Une simplification notable de l'amplificateur FI ne peut donc être obtenue sans une augmentation très importante de la **pente** des tubes. Or, la pentode EF 80 a une pente de 7,4 mA/V, ce qui est déjà une valeur élevée pour une pentode RF de construction classique. On comprend donc bien que l'on ait souvent eu, dans le passé, l'idée d'équiper les récepteurs de télévision des classes normales et supérieures avec trois ou quatre étages FI.

(*) Caractéristiques provisoires.
(1) Pour radio-fréquences (anciennement, pour HF).

ÉTUDE GÉNÉRALE DES AMPLIFICATEURS FI ET VIDEO POUR TÉLÉVISION

EXIGENCES DE L'AMPLIFICATION FI

UTILISATION DES PENTODES A GRILLE CLASSIQUE

Dans les récepteurs de la classe de sensibilité supérieure, on avait l'habitude, jusqu'à maintenant, d'employer un amplificateur FI à quatre étages. Si ces étages étaient équipés de quatre pentodes RF du type EF 80, il était possible d'obtenir un récepteur capable de satisfaire à toutes les exigences de la longue distance. Et cela restait vrai, même si les couplages entre étages s'opéraient par des bouchons FI à un seul circuit accordé.

Pour les récepteurs plus courants, un amplificateur FI à trois étages équipés de tubes EF 80, constituait une solution normale, encore très répandue. On a souvent utilisé des filtres de bande à double accord au lieu de transformateurs FI à un seul circuit accordé.

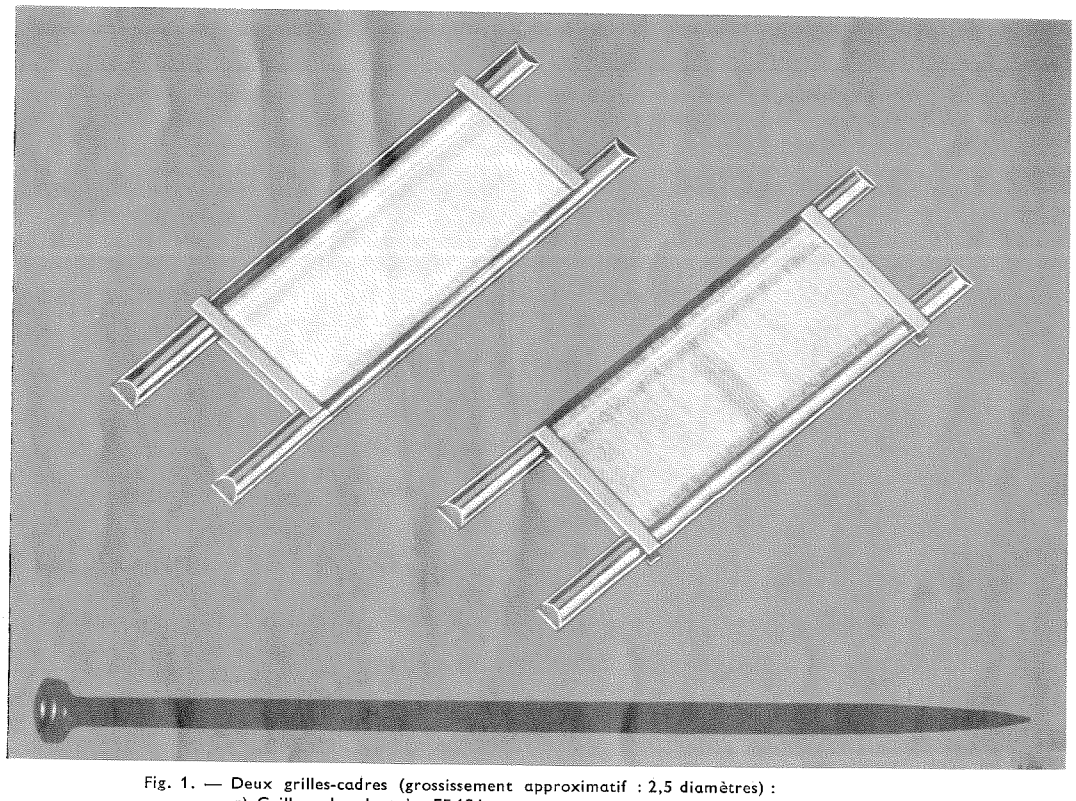


Fig. 1. — Deux grilles-cadres (grossissement approximatif : 2,5 diamètres) :
a) Grille-cadre du tube EF 184;
b) Grille-cadre à pas variable du tube EF 183.
L'épingle figurant au premier plan donne une idée des dimensions réelles des grilles-cadres.

UTILISATION DES TUBES A GRILLE-CADRE

Les nouveaux tubes à grille-cadre EF 184 et EF 183 ont été spécialement étudiés pour écarter les difficultés dont nous venons de parler. Ils sont utilisés pour l'amplification FI dans les récepteurs de télévision. Tout comme les tubes pour cascode ECC/PCC 189, ces tubes sont munis d'une grille-cadre (voir la figure 2 (a et b).

Cette grille-cadre comprend un cadre robuste, formé par deux bâtonnets rigides maintenus parallèlement par deux entretoises, cadre sur lequel on bobine le fil de grille, dont le diamètre est seulement de 10 μ. On a reconnu qu'il était possible d'obtenir ainsi un très faible espacement entre la cathode et la grille et des dimensions bien définies, sans aucun risque de court-circuit possible entre les électrodes, même aux fortes variations de température qu'elles peuvent éprouver (1). Ce mode de construction permet d'obtenir de très fortes pentes, tout en maintenant la puissance de chauffage habituelle des tubes. On a pu ainsi, sans difficulté, dépasser considérablement les résultats, déjà excellents, obtenus avec le tube EF 80 qui nous est bien familier.

Le tube EF 184 est une pentode à faible recul de grille. Sa pente est de 15 mA/V, environ (contre 7,4 mA/V pour le type EF 80); la conductance d'entrée est, malgré cela, seulement un peu plus élevée que celle du tube EF 80.

Le tube EF 183 possède une grille-cadre à pas variable (voir la fig. 2 b). Ce tube a été étudié pour être relié au circuit de commande manuelle ou automatique d'amplification mais il peut être utilisé sans aucune commande de ce genre (avec polarisation fixe). Il a une pente maximale de 12,5 mA/V environ et sensiblement la même conductance d'entrée que le tube EF 80. On a pris soin, tout spécialement, d'obtenir des conductances d'entrée faibles pour les deux tubes (EF 183, EF 184). Parmi les détails de construction

(1) Nous recommandons la lecture de l'article de Ph. Sainte-Beuve, Utilisation des grilles à cadre, Revue « Le Vide », n° 87, p. 220-225.

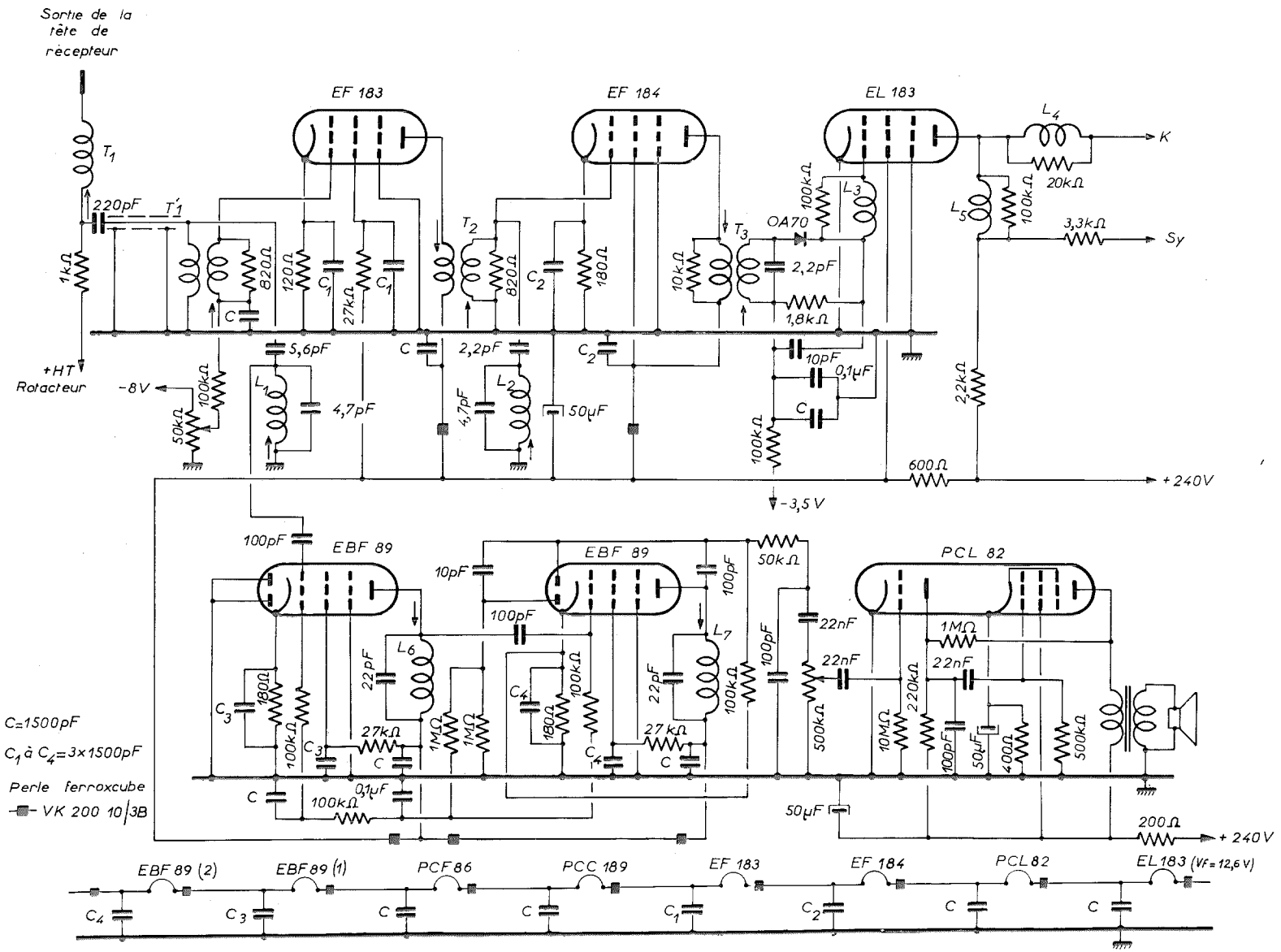


Fig. 3. — La diode employée est du type OA 70.

possibles, on a prévu d'abord l'emploi de deux conducteurs de cathode, puis l'on a reconnu, par la suite, qu'il était possible d'améliorer considérablement le fonctionnement par l'adjonction d'une inductance propre supplémentaire dans le conducteur de la grille 2. Cela est obtenu à l'aide d'une boucle, disposée dans le tube, entre la grille 2 et sa broche sur l'embase.

Les deux tubes ont été étudiés pour diminuer la tendance à la microphonie et ils contiennent une entretoise en mica **supplémentaire** du type à languettes, destinée à supprimer les vibrations de la cathode et des grilles.

La capacité anode-grille C_{ag1} de ces tubes a pu être réduite à une valeur inférieure à 0,005 pF. Il y a eu, pour cela, plusieurs modifications et, particulièrement, le montage de petits blindages entre les extrémités de la grille 2 et de la grille d'arrêt. Ces blindages sont de faible surface afin que les électrons qui se déplacent entre la grille 2 et l'anode ne retournent pas à la grille 2, ce qui aurait produit, en effet, un courant excessif de cette grille.

La structure des électrodes des tubes EF 184 et EF 183 est visible sur la figure 1. L'emploi de ces tubes permet pratiquement d'**économiser un étage** dans un amplificateur FI pour télévision, sans obtenir de résultats plus faibles qu'auparavant. Pour obtenir ce résultat, le jeu de tubes d'équipement du récepteur de télévision doit comprendre les tubes et le semiconducteur suivants :

Amplification RF, cascode	ECC 189
Conversion de fréquence	ECF 86, au lieu du type ECF 80
Amplification FI	EF 183, EF 184
Détection	OA 70
Amplification vidéo	EL 183

CONSTRUCTION DES AMPLIFICATEURS FI « VISION », « SON » ET DE L'ÉTAGE VIDÉO (NORMES FRANÇAISES, 819 lignes)

AMPLIFICATEUR FI A DEUX ÉTAGES (EF 183, EF 184)

La figure 3 indique, en outre du nouvel amplificateur de fréquence intermédiaire à deux étages (EF 183, EF 184), le schéma détaillé de l'amplificateur de vidéo-fréquences et de l'amplificateur d'audio-fréquences (AF) pour le « son ».

Amplificateur FI « vision ». — L'amplificateur FI décrit comporte deux étages chargés par des transformateurs surcouplés. Chaque transformateur est accordé sur 33 MHz. Le premier étage est équipé d'une pentode à pente réglable EF 183 (pente nominale : 12,5 mA/V) et le second étage d'une pentode EF 184 (pente fixe de 15 mA/V).

Cet amplificateur FI étant plus particulièrement destiné à être incorporé dans un récepteur « économique » de sensibilité moyenne et donnant une image de qualité acceptable, la bande passante de l'amplificateur est relativement peu large (8,5 MHz à — 3 dB).

Entre la tête du récepteur et le premier étage, la liaison est faite à basse impédance. Le primaire du premier transformateur est divisé en deux parties, reliées entre elles par un câble blindé. Les huit spires, servant au couplage, sont bobinées sur l'enroulement relié à la grille 1 du tube EF 183. L'anode de la pentode du tube convertisseur de fréquence est alimentée à travers une résistance de 1 kΩ servant à bloquer la composante RF, dérivée par le câble vers la masse, à travers l'enroulement coupleur. A cet enroulement vient se relier un circuit accordé (L_1) sur la fréquence intermédiaire de « son » (39,15 MHz). Avec une inductance mutuelle faible, il joue, par son absorption, le rôle de premier réjecteur de « son » et, de plus, on prélève à ses bornes la tension d'attaque de l'amplificateur FI de « son ».

Le transformateur T_2 constitue, à la fois, la charge et la liaison entre les deux étages. Un second circuit réjecteur (sur 39,15 MHz) est couplé, par un condensateur de 2,2 pF, au secondaire du transformateur T_2.

Le transformateur T_3 est analogue dans sa construction aux transformateurs T_1 et T_2 mais son primaire est amorti par une résistance de 10 kΩ. On dispose un condensateur de 2,2 pF en parallèle sur le secondaire pour accroître intentionnellement la capacité d'accord. Ainsi, la fréquence de résonance désirée est atteinte pour un très petit enfoncement du noyau de réglage dans le mandrin et le noyau exerce peu d'influence sur le couplage entre enroulements.

Le réglage de la sensibilité de l'amplificateur est obtenu par une variation de la polarisation de la pentode EF 183. Pour une variation $|\Delta V_{g1}| = 8$ V, l'amplification peut être modifiée de 26 dB, environ (EF 183 : gain de 18 ; EF 184 : gain de 27).

La courbe de réponse du transformateur T_2 inséré entre les deux tubes est représentée à la figure 4. Celle relevée sur le transformateur T_1 est sensiblement analogue. La courbe de réponse globale de l'amplificateur FI est donnée à la figure 5. Le mode de construction d'un transformateur FI convenant à ce projet est visible à la figure 6. Les deux mandrins de 6 mm de diamètre sont fixés sur une plaquette de carton bakélisé (épaisseur : 1 mm). Les cosses de sortie de la grille et de l'anode occupent les positions extrêmes à la partie inférieure du transformateur. Sur la vue en plan du boîtier, nous remarquons l'ouverture rectangulaire destinée à encastrer la languette du support en carton bakélisé du transformateur.

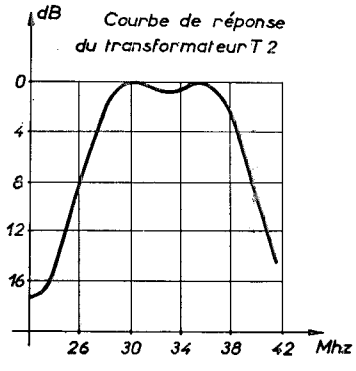


Fig. 4.

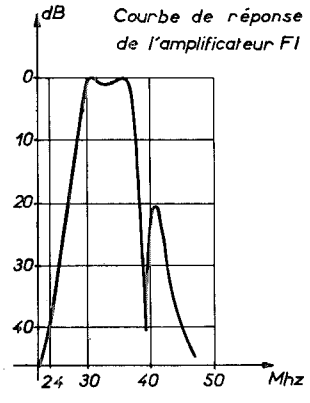
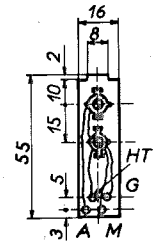


Fig. 5.



Transformateur

Fig. 6.

Amplificateur de fréquence intermédiaire pour le « son ». — L'amplificateur FI pour le « son » (fig. 3) est équipé de deux doubles diodes pentodes EBF 89 (alimentation des filaments en série à 0,3 A). Ces tubes ont été choisis en raison de leur amplification intéressante, dans des conditions très économiques. La sensibilité ainsi obtenue sur la chaîne de « son » est dans un bon rapport avec la sensibilité qui a été mesurée sur la chaîne « images ». Des circuits-bouchons classiques constituent les charges de ces étages FI.

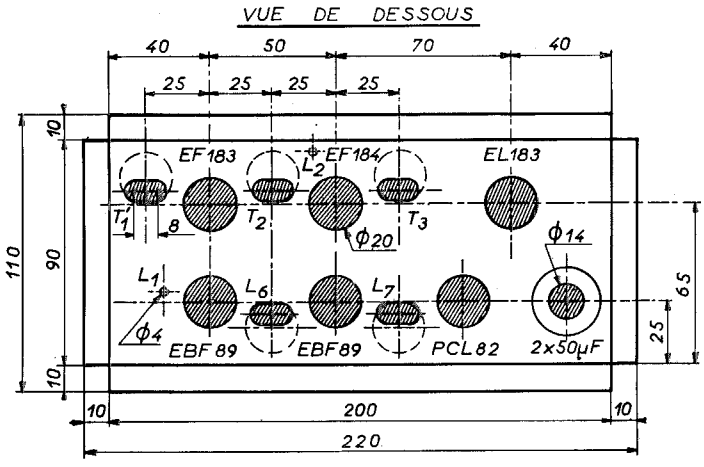


Fig. 7.

Tout comme dans la partie « images » du récepteur, nous remarquons que des perles de ferroxcube type VK 200 10/3 B Transco sont utilisées ici pour obtenir les découplages, avec quelques condensateurs triples de 1 500 pF (du type B 8 600 01/01 Transco). Les dispositions du montage sont classiques. Une commande automatique de gain (CAG) est appliquée au premier tube.

Étage amplificateur de vidéo-fréquences - Tube EL 183. — L'étage amplificateur de vidéo-fréquences (fig. 3) est équipé de la pentode EL183 (pente : 25 mA/V). La cathode de ce tube est reliée à la masse, la grille 1 est portée, à travers le système détecteur, à un potentiel négatif de 3,5 V. Cette disposition de montage a été adoptée car elle permet d'utiliser un dispositif de CAA avec alignement sur le niveau du noir. Signalons, toutefois, que si l'on veut polariser le tube par une résistance dans le circuit de la cathode il faut que cette résistance ait une valeur de 120 Ω.

Amplificateur d'audio-fréquences. — Le montage de l'amplificateur d'audio-fréquences (fig. 3) est absolument classique (une triode pentode de puissance PCL 82).

Dispositions sur la platine de montage. — La figure 7 fournit toutes les indications pour le façonnage de la platine et pour la disposition des éléments qu'elle doit recevoir : les deux amplificateurs de fréquences intermédiaires, l'étage amplificateur de vidéo-fréquences ainsi que les deux étages amplificateurs AF (PCL 82).

Bobinages (pour l'ensemble de la fig. 3).

Primaire nombre de spires	Secondaire nombre de spires	Fil, primaire et secondaire	Diamètre mandrin	Observations
T_1 24 + 8 de couplage	17	30/100 2 c.s.	6 mm	(1), (2), (3)
T_2 24 + 9 —	17	»	»	(1), (3)
T_3 25 + 7 —	25	»	»	(1), (4)
L_1 20 spires 30/100 2 c.s.,			6 mm	
L_2 20 spires 30/100 2 c.s.,			6 mm	
L_3 70 spires 10/100 2 c.s. nid d'abeille d.v. 66 × 35, 100 kΩ,			3 mm	L = 20 µH.
L_4 85 spires 10/100 2 c.s. nid d'abeille d.v. 66 × 35, 20 kΩ,			3 mm	L = 32 µH.
L_5 40 spires 10/100 2 c.s. nid d'abeille d.v. 66 × 35, 100 kΩ,			3 mm	L = 8 µH.
L_6 8 spires 80/100 émaillé,			6 mm	
L_7 8 spires 80/100 émaillé,			6 mm	

(1) Les bobinages sont exécutés dans le même sens. Les entrées d'anode et de grille 1 sont, sur le mandrin, du côté « réglage ». La fraction du primaire qui contribue au couplage est bobinée du côté « masse » de l'enroulement secondaire et sur ce bobinage même.

(2) L'enroulement de 24 spires est réalisé sur un mandrin fixé à la platine de la tête de récepteur. Ce bobinage n'est pas sous blindage. La liaison entre cet enroulement et un prolongement de 8 spires est faite par un câble coaxial de 50 Ω (de 12 à 15 cm de longueur).

(3) Les enroulements secondaires de T_1 et de T_2 sont fractionnés : 8 spires sont placées du côté « réglage » et les 9 autres à 3 mm de distance, sous les spires de couplage du primaire.

(4) L'enroulement secondaire est fait à spires jointives et occupe toute la longueur du mandrin.

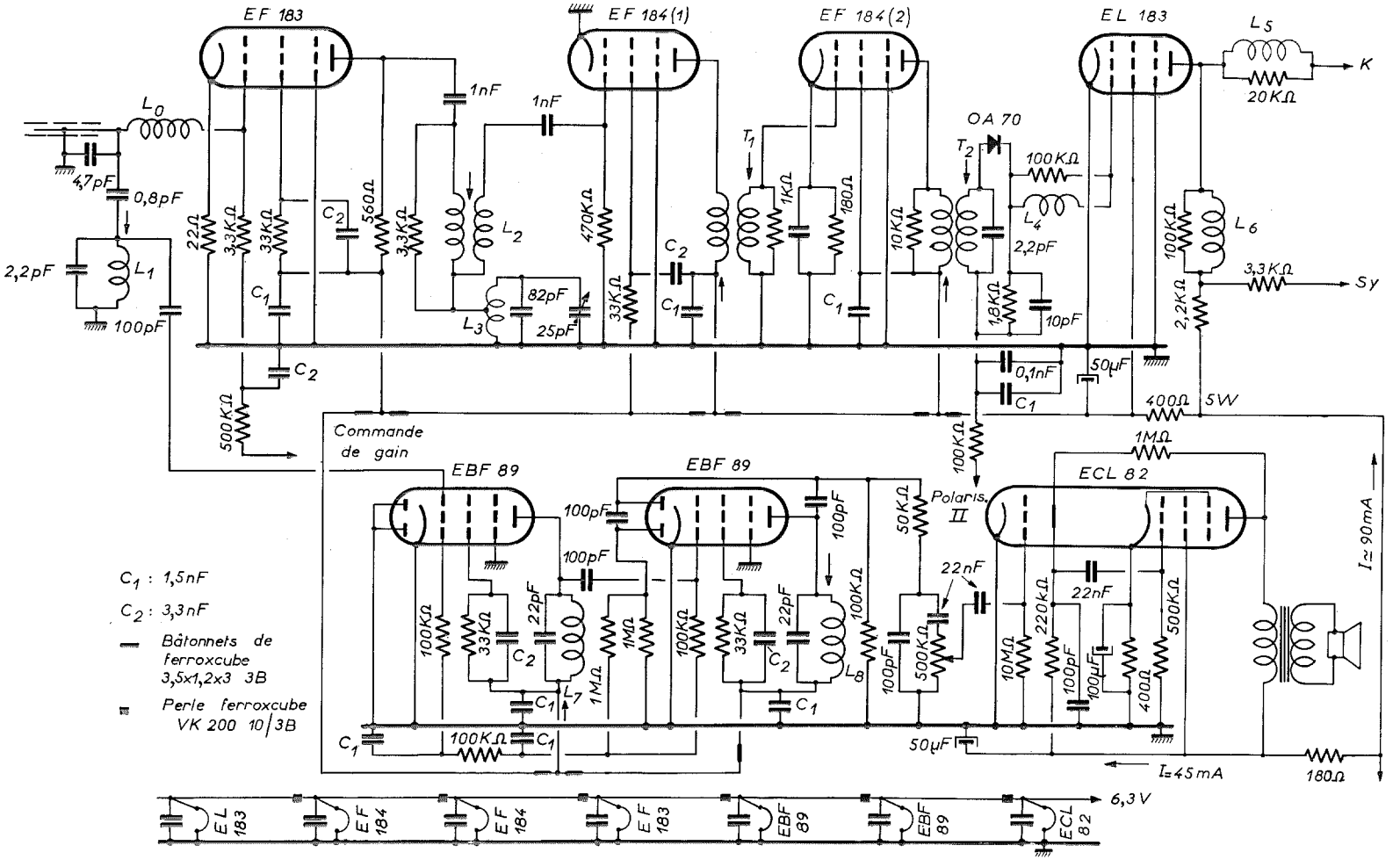


Fig. 8. — Le condensateur de cathode EF184 (2) a la même valeur de capacité que C_1.

AMPLIFICATEUR FI A TROIS ÉTAGES
(2 × EF 184 - EF 183)

Nous allons décrire un amplificateur de fréquence intermédiaire « vision » destiné à être employé dans un récepteur de qualité, à forte sensibilité.

Sa bande passante est de 10,4 MHz à 6 dB et le gain total est de 3 600 (mesure faite au centre de la bande). L'amplificateur se compose de deux tubes EF 184 et d'un tube EF 183, tous ces tubes étant des pentodes amplificatrices à grille-cadre, le tube EF 183 étant à pente réglable et servant à la commande de l'amplification. La figure 8 donne le schéma général de l'amplificateur FI « vision », de l'amplificateur de vidéo-fréquences et de l'amplificateur d'audio-fréquences ainsi que de la partie « son ».

Amplificateur FI « vision ». — Cet amplificateur est destiné à être couplé à un sélecteur de canaux, type A 379277 (C.O.P.R.I.M. Transco). Le bobinage inséré dans la grille du premier tube FI fait partie du circuit de sortie du sélecteur. Il est d'ailleurs fourni avec celui-ci. Il forme, avec la bobine disposée dans le sélecteur et le câble de liaison, un filtre de bande, à couplage capacitif à la base, dont la courbe de réponse est donnée à la figure 9. En parallèle sur le câble de liaison se trouve disposé un piège accordé sur la fréquence porteuse du « son ». Ce piège est faiblement couplé et il sert surtout pour organiser la liaison avec l'amplificateur FI de « son ».

Le premier tube FI est chargé à l'aide d'un circuit réjecteur bifilaire « en T » (1) dont le schéma de principe est donné à la figure 10. Il comporte un circuit-bouchon, composé de deux enroulements bobinés en bifilaire, la sortie de l'un étant reliée à l'entrée de l'autre. Cette liaison est ensuite réunie

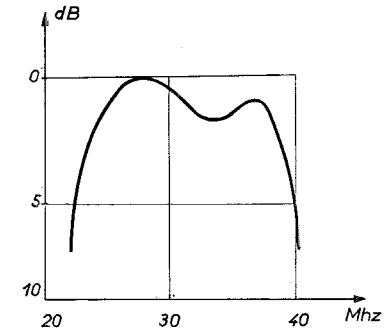


Fig. 9. — Courbe de réponse FI du sélecteur de canaux relevée à partir du point d'injection.

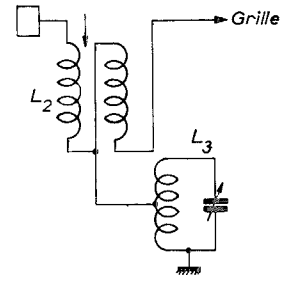


Fig. 10. — Réjecteur en T. Le groupe de bobinages L_2 est logé dans un boîtier analogue à celui utilisé pour T_1, T_2. Le circuit de L_3 est fixé directement sous la platine, le point du côté masse est soudé à celle-ci.

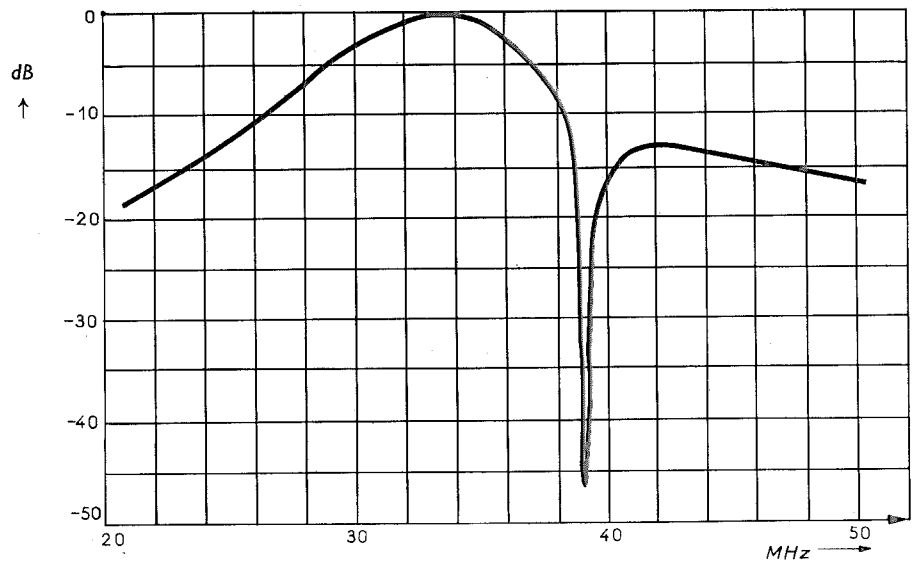


Fig. 11. — Courbe de réponse du circuit réjecteur en T.

à une prise pratiquée sur un circuit-bouchon qui est accordé sur la fréquence à éliminer. Une résistance disposée en parallèle sur l'enroulement d'anode permet de compenser la résistance du circuit réjecteur, donc d'augmenter son coefficient de surtension.

On arrive ainsi à obtenir une forte réjection sans perturbation notable de la bande passante et sans provoquer de remontée sur le flanc adjacent de la courbe de réponse. Beaucoup d'autres circuits réjecteurs produisent des effets indésirables du genre de ceux que nous venons de citer.

(1) Pour une étude assez complète du circuit réjecteur bifilaire en question, consulter l'article paru dans « Wireless World » (february 1959).

La résistance d'alimentation de l'anode du tube sert également de résistance d'amortissement pour le circuit et cela permet donc de régler la largeur de la bande passante. La courbe de réponse obtenue avec ce circuit est donnée à la figure 11. La liaison entre le second et le troisième étage FI est constituée par un filtre de bande à couplage inductif et avec amortissement asymétrique. Le couplage est réglé au-dessus du couplage transitionnel, afin d'obtenir une courbe de réponse comportant un creux d'environ 4 à 5 dB au centre de la bande, de sorte que la courbe de réponse qui résulte de l'association de ce circuit avec le précédent est pratiquement plate.

La liaison avec le dernier étage FI est assurée par un second filtre de bande à couplage inductif, mais réglée cette fois, au couplage transitionnel, ce qui donne une courbe de réponse de forme très plate. L'amortissement de ce filtre est presque totalement dû au circuit du détecteur. Celui-ci est équipé d'une diode au germanium OA 70 chargée par 1,8 kΩ, ce qui assure avec la bobine de correction L_4 une réponse vidéo-fréquence correcte. Les deux premiers tubes FI sont polarisés seulement par le courant de grille; une résistance disposée dans le circuit de la grille 2 évite toute dissipation exagérée de puissance en l'absence d'émission. On profite ainsi d'une augmentation de la pente d'environ 20 %. De plus, on peut alors utiliser l'espace grille-cathode du tube pour assurer un certain retard de la tension de commande automatique d'amplification (CAA).

Une résistance de compensation de 22 Ω est insérée dans le circuit de cathode du tube EF 183.

Amplificateur vidéo. — L'amplificateur vidéo est équipé d'une pentode à grille-cadre EL 183, la charge d'anode étant de 2 200 Ω. La correction de fréquence est assurée à l'aide de deux bobines, l'une en shunt, l'autre en série. On polarise cet étage par la grille (— 3,5 V). La liaison entre la grille et la détection se fait directement.

Amplificateur FI de « son ». — L'amplificateur FI de « son » est équipé de deux tubes EBF 89 chargés par des circuits résonnants simples. Les deux tubes sont reliés à une commande automatique d'amplification (CAA). Ces tubes ne sont pas polarisés par la cathode et la résistance disposée dans les circuits de grille 2 est destinée à limiter le courant anodique en l'absence d'émission, selon le même procédé qui a été décrit pour les tubes FI « vision ».

Amplificateur AF. — L'amplificateur AF est équipé d'un tube ECL 82. Le montage, classique, comporte une contre-réaction entre anode et anode.

Construction. — L'amplificateur est construit sur un châssis en tôle étamée de 0,8 mm d'épaisseur. Le dessin de la figure 12 indique les cotes principales, ainsi que l'implantation des différents éléments. Un blindage longitudinal évite tout couplage entre la partie FI « son » et la partie FI « vision ». Deux autres blindages disposés l'un sur le dernier étage FI de « son », l'autre sur le dernier étage FI « vision », limitent le rayonnement des circuits de détection sur le restant de l'amplificateur.

Les bobinages sont disposés dans des boîtiers en aluminium de 20 mm de diamètre et de 42 mm de hauteur. Ils sont montés sur des plaquettes de bakélite découpées selon le dessin de la figure 13. Les mandrins sont en bakélite moulée (diamètre : 6 mm, longueur : 13 mm). Un noyau fileté en poudre de fer permet de faire l'accord de la bobine. Les caractéristiques des enroulements sont données dans le tableau suivant :

Bobinages.

Primaire	Secondaire	Fil, primaire et secondaire	Diamètre mandrin	Observations
T_1 24 + 9 de couplage	17	30/100 2 c.s.	6 mm	(1), (2)
T_2 25 + 8 de couplage	25	30/100 2 c.s.	6 mm	(1), (3)
L_0 Filtre Coprim Transco FD 00409.				
L_1 12 spires 30/100 2 c.s. jointives,			6 mm	
L_2 2 × 8 spires, bifilaire, 30/100 2 c.s.,			6 mm	
L_3 5 spires 12/10 diamètre intérieur 10 mm (spires écartées), prise à 2,5 spires.				
L_4 70 spires 10/100 2 c.s. nid d'abeilles du 66 × 35, 100 kΩ,			3 mm	L = 20 μH.
L_5 85 spires 10/100 2 c.s. nid d'abeilles du 65 × 35, 20 kΩ,			3 mm	L = 32 μH.
L_6 40 spires 10/100 2 c.s. nid d'abeilles du 66 × 35, 100 kΩ,			3 mm	L = 8 μH.
L_7 8 spires 80/100 émaillé, jointives,			6 mm	
L_8 8 spires 80/100 émaillé, jointives,			6 mm	

Observations :

(1) Les bobinages sont exécutés dans le même sens. Les entrées anode et grille sont, sur le mandrin, du côté réglage. La fraction du primaire qui contribue au couplage est bobinée côté masse de l'enroulement secondaire et sur ce bobinage.

(2) L'enroulement secondaire de T_1 est fractionné : 8 spires sont placées du côté réglage et les 9 autres à 3 mm de distance, sous les spires de couplage du primaire.

(3) L'enroulement secondaire est fait à spires jointives et occupe toute la longueur du mandrin.

Découplage du circuit de l'alimentation. — Dans les circuits d'alimentation de cet amplificateur, on emploie des bobines d'arrêt et des perles en ferroxcube pour obtenir le blocage de la fréquence FI. Il y a lieu de remarquer sur le schéma que les découplages des résistances d'alimentation des grilles 2 des tubes FI sont ramenés sur le condensateur

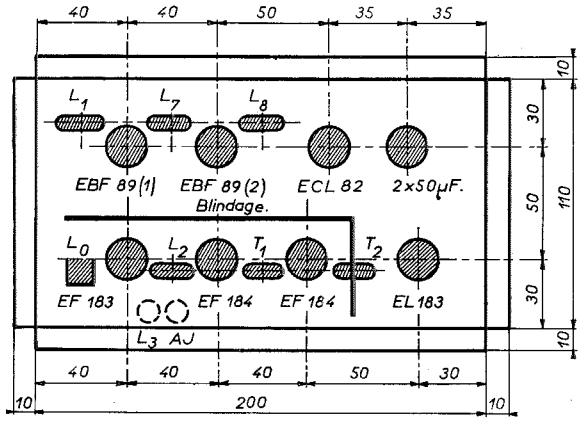


Fig. 12. — Disposition des bobinages de T_1, T_2, boîtiers pour L_2, T_1, T_2, L_7, L_8.

de découplage du circuit d'anode. Grâce à ce mode particulier de montage, on diminue sensiblement la réaction due à la capacité anode-grille des tubes et l'on obtient ainsi un ensemble très stable ne manifestant aucun accrochage, même au cours des réglages.

Résultats de mesure. — La courbe de réponse à partir de la grille du premier tube FI est donnée à la figure 14 et la courbe globale à la figure 15. Cette dernière courbe est mesurée à partir de la grille de l'étage convertisseur de fréquence du sélecteur de canaux.

Le gain est de 3 600 entre la grille du premier tube FI et l'anode du détecteur. Il se répartit ainsi :

6,2 pour le tube EF 183,
20 pour le tube EF 184-1,
29 pour le tube EF 184-2.

Une sensibilité FI de 70 µV a été mesurée à partir de la grille du tube convertisseur de fréquence pour un signal d'une tension efficace de 3,5 V à l'anode du tube amplificateur de vidéo-fréquence. Les mesures ont été effectuées au milieu de la bande. La sensibilité mesurée à partir de la borne d'antenne et sur la fréquence porteuse est de 36 µV pour la même tension de sortie. Les amplifications mesurées sur la partie FI « son », sont de :

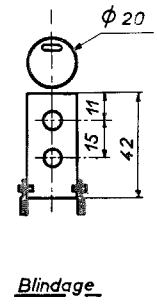


Fig. 13. — Mode de construction des transformateurs FI.

29 pour le premier tube FI,
24 pour le second tube FI.

La sensibilité mesurée à partir de la prise d'antenne est de 9 µV pour une puissance de sortie de 50 mW.

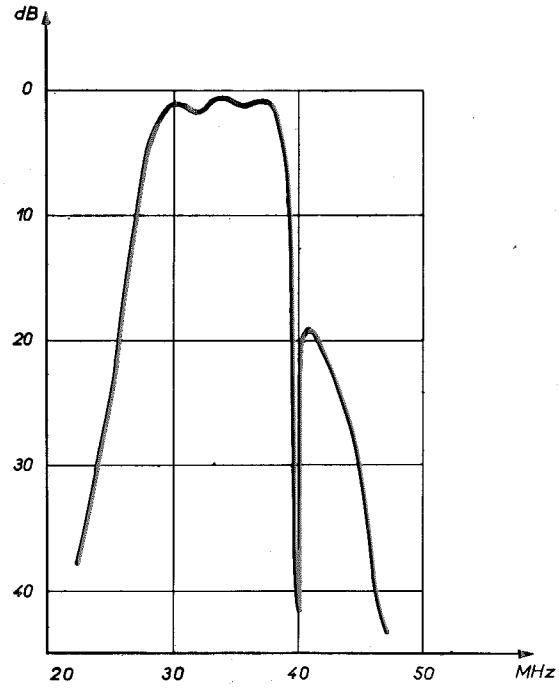


Fig. 14. — Courbe de réponse globale de l'amplificateur FI « vision ». Point d'injection = grille du tube EF 183, tension de sortie mesurée au détecteur.

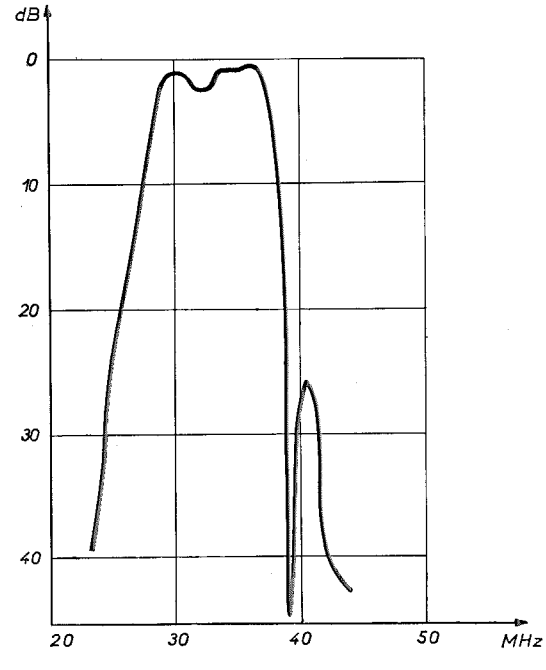


Fig. 15. — Courbe de réponse globale. Point d'injection = grille de l'étage convertisseur, tension de sortie mesurée au détecteur.

Construction mécanique. — Le contacteur rotatif utilisé comporte six gammes. Sur chaque plaquette de gamme sont fixés quatre mandrins en bakélite moulée de 6 mm de diamètre.

Un châssis latéral supporte les tubes et le câblage. La figure 16 indique la disposition recommandée des éléments, celle qui assure les connexions les plus courtes et la plus grande facilité de câblage. Le cylindre métallique central de chaque support est relié à la masse par un petit blindage servant d'écran de Faraday entre les circuits d'entrée et de sortie. Il est également employé pour relier à la masse les électrodes correspondantes à l'aide d'un fil court, à induc-

trique capacitif. Le réseau de polarisation par la cathode est établi, comme nous l'avons déjà indiqué, pour procurer un désamortissement du circuit d'entrée. L'impédance de ce circuit présente, dans ces conditions, une valeur sensiblement constante en présence d'une commande de gain de l'étage RF. Par ailleurs, la disposition adoptée évite qu'il en résulte une dérive trop importante de la fréquence d'accord.

Ces résultats contribuent d'une manière importante au maintien d'une adaptation stable à l'antenne et d'une régularité assez satisfaisante de la courbe de réponse, sur les diverses gammes du contacteur rotatif.

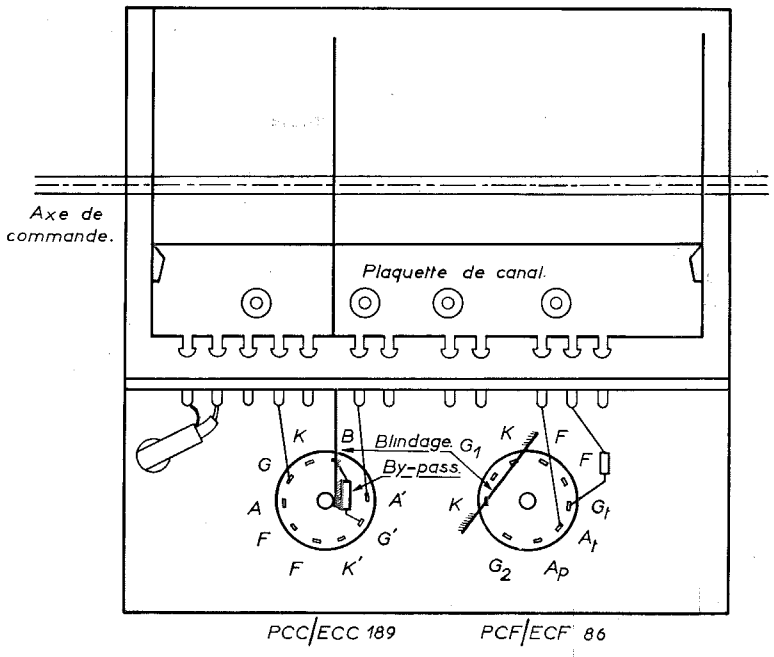


Fig. 16. — Disposition pratique du montage de la tête de récepteur de télévision à contacteur rotatif.

tance propre minimum. Il s'agit de la réunion à la masse du blindage interne et, éventuellement, de la cathode du tube PCC/ECC 189 (broches 9 et 8) ainsi que des deux connexions des cathodes du tube PCF/ECF 86 (broches 1 et 3).

Il est avantageux, par ailleurs, de ramener toutes les masses d'un étage sur le blindage propre de cet étage et, notamment, le condensateur (du type « by-pass ») qui découple la grille du second étage du cascode. Dans le cas du tube convertisseur de fréquence, on retourne aussi en un tel point le condensateur qui se trouve en parallèle sur la résistance de fuite de grille de l'étage mélangeur.

Description du montage pratique. — Le schéma de montage de la tête de récepteur est représenté à la figure 17. L'amplification RF est assurée par un montage cascode dont la première triode est neutralisée par un pont élec-

Le groupement R et C de cathode présente l'inconvénient d'augmenter légèrement le chiffre de bruit de la tête. Il y a donc tout intérêt à supprimer ce groupement de cathode particulier si l'on n'envisage pas de régler le gain de l'étage RF. Il n'est pas nécessaire, dans ce cas, de modifier les données des bobinages. Par contre, si l'on passe de la première disposition au montage simplifié, il faut refaire le réglage du circuit d'entrée. Si l'on n'utilise pas de C.A.G., relier la prise de polarisation à — 1,5 V.

Transformateur de liaison. — Le transformateur de liaison, inséré à la suite du cascode, est un filtre de bande à deux circuits. Dans le type de contacteur rotatif utilisé pour la construction de la maquette, il est plus facile de régler le couplage de ce filtre de bande au moyen d'un petit condensateur placé « en tête » de chaque enroulement. La valeur de la capacité doit être ajustée en vue d'obtenir la bande passante exigée.

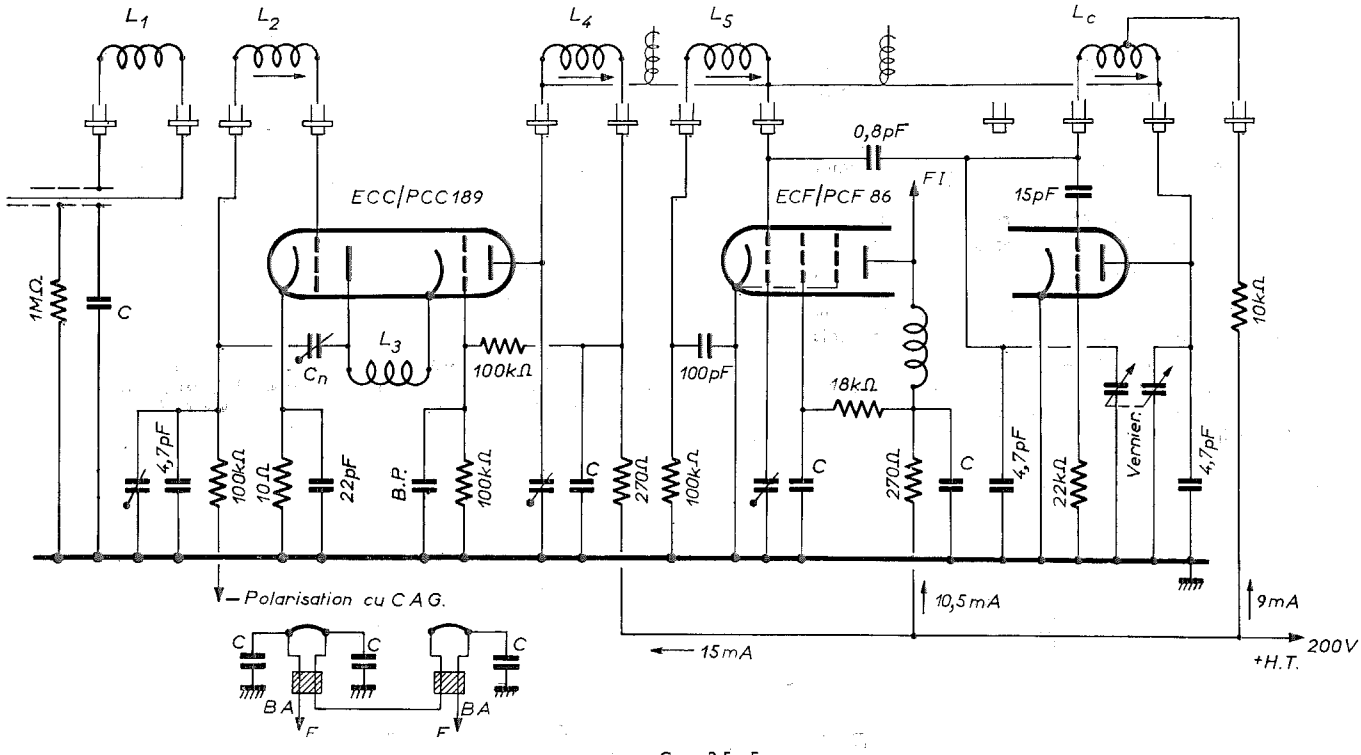


Fig. 17. — Tête de récepteur. Schéma de montage complet :

C_N = 2,5 pF.
C = 1,5 nF type perle, C 303 BA/H 1 K 5 Transco.
BP = Cond. céramique « by-pass », n° FC 815 12 (820 pF), Transco.
BA = Bobines d'arrêt bifilaires sur ferroxcube VK 200 03/4 B Transco.

Le condensateur relié en parallèle sur la résistance de fuite de grille du tube convertisseur de fréquence retourne à la masse sur le blindage du support de ce tube afin de diminuer le plus possible sa conductance d'entrée.

L'oscillateur. — Le montage de l'oscillateur, à utiliser exclusivement, est du type Colpitts. Il est alimenté au milieu de la bobine afin d'éviter l'amortissement du circuit par la résistance et d'interrompre facilement la haute tension de l'oscillateur, au moment où cela devient nécessaire (c'est-à-dire à l'utilisation du récepteur sur les bandes IV et V). Il ne faut pas, en effet, faire débiter de façon exagérée, et inutilement, la triode oscillatrice.

Les données pour la fabrication des bobinages sont groupées dans le tableau A (p. 13).

Réglage du filtre de bande. — En raison de la pente de conversion élevée du tube convertisseur de fréquence, une rétroaction peut se produire entre l'anode et la grille et modifier la courbe de réponse RF lorsque l'on effectue le réglage au vobulateur en utilisant l'espace grille-cathode du tube convertisseur en redresseur, selon le procédé habituel. Il est donc recommandé lors de ce réglage de court-circuiter le primaire du premier filtre de bande FI ou le circuit antirésonnant, suivant le cas.

Réglage du condensateur de neutralisation Cn. — Pour faire ce réglage, on injecte un signal de haute fréquence sur l'anode de la triode à neutraliser et l'on recherche alors le réglage qui donne le minimum de tension à haute fréquence aux bornes du circuit d'antenne.

Pour cela, on relie l'entrée d'antenne à une sonde, montée suivant le schéma de la figure 18. Elle comprend une résistance d'adaptation représentant l'impédance de l'antenne et un redresseur au germanium qui détecte la tension RF. Le signal, provenant d'un générateur RF, réglé sur une fréquence voisine du milieu de la bande de fréquence à recevoir, est appliqué à travers un condensateur de faible capacité, de l'ordre de 10 pF, par un générateur délivrant une tension RF de 250 mV. Elle pourra être avantageusement réduite si l'on dispose à la sortie d'une tension plus élevée.

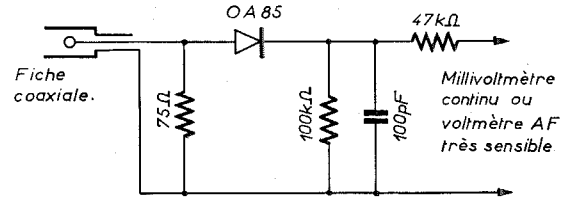


Fig. 18.

Pour la mesure de la tension résiduelle, un millivoltmètre continu n'est pas indispensable. On peut également utiliser un millivoltmètre AF, mais il faut alors moduler la tension RF du générateur.

Pendant ces mesures, il est recommandé de couper l'alimentation de l'oscillateur local du convertisseur de fréquence pour éviter toute cause d'erreur.

Montage de mesure. — Afin de pouvoir mesurer facilement le gain total de la tête, nous utilisons un ensemble de mesure (fig. 19) constitué par des éléments dont les caractéristiques ont été déterminées par avance. Il comporte un bobinage FI à fort coefficient de qualité, dont l'impédance à la résonance est élevée. Ainsi l'impédance résultante dans le montage est très voisine de la résistance d'amor-

tissement employée (1 000 Ω). Le voltmètre à diode à cristal de germanium (OA85) sert à contrôler la tension RF obtenue aux bornes de la bobine L.

La mesure est effectuée à l'aide d'un générateur RF modulé. On remarquera que le contrôle du niveau de sortie en AF permet d'éviter d'avoir à tenir compte de la composante continue qui apparaît aux bornes de la résistance de charge de la diode, cette composante étant due à une tension résiduelle provenant de l'oscillateur.

Résultats de mesure. — Les courbes de réponses obtenues sur les canaux français 2-6-8-10-12 sont tracées à la figure 20.

Le gain desiré entre l'antenne et le circuit de mesure est de 120 sur le canal 8 et de 110 sur le canal 12.

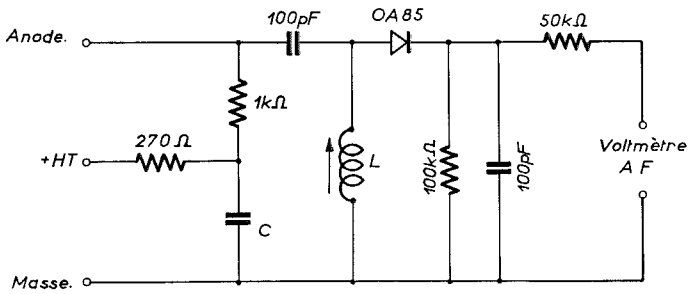


Fig. 19. — Appareil simple destiné à la mesure du gain total de la tête : L = 20 spires, fil 0,2 mm ém. et soie. Enroulement à spires jointives sur mandrin de ⌀ = 6 mm. Noyau de réglage en poudre de fer.

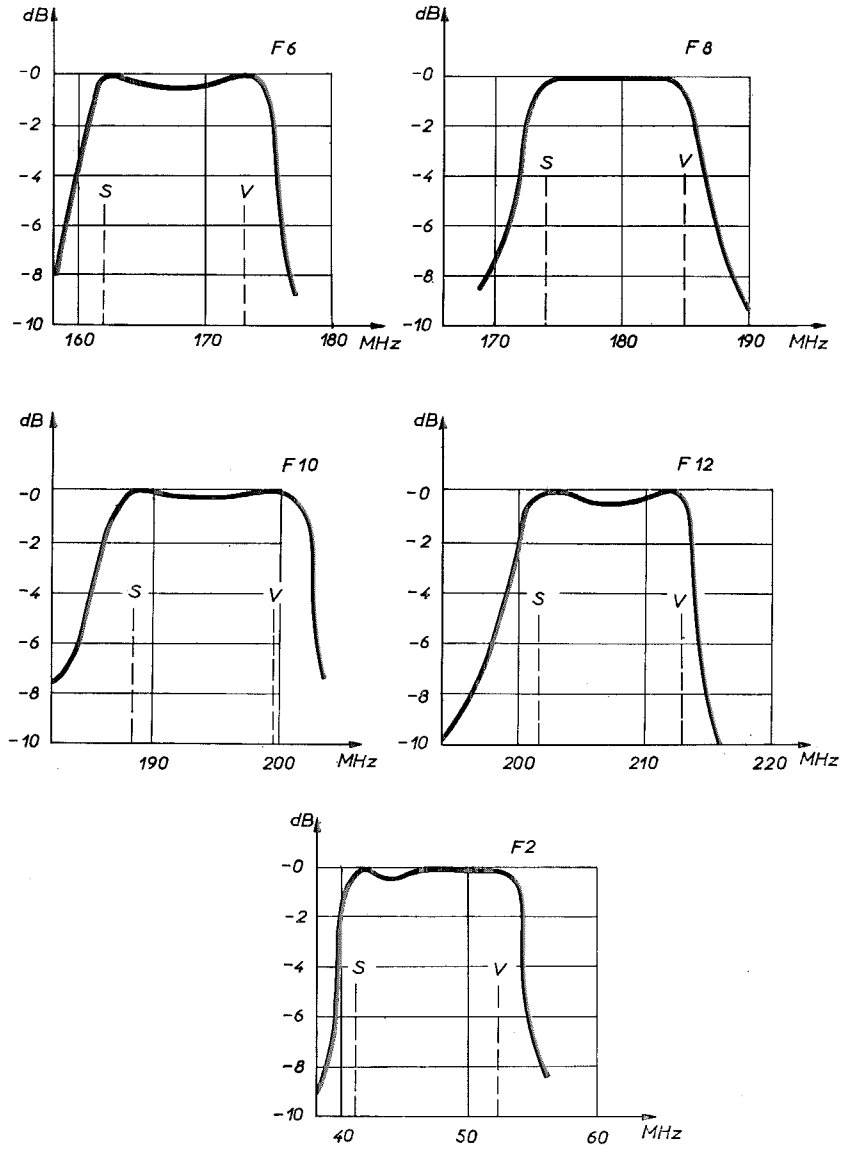


Fig. 20. — Courbes de réponse entre l'antenne et la grille du tube convertisseur de fréquence.

TABLEAU A : DONNÉES POUR LA FABRICATION DES BOBINAGES

Canaux	F 2	F 6	F 8 A	F 10	F 12	
Fréquence« Son »	41,25	162,25	174,1	188,55	201,70	MHz
Fréquence « Vision »	52,40	173,40	185,25	199,70	212,85	MHz
Fréquence d'oscillation	80,4	201,40	213,25	227,70	240,85	MHz
L 1 (autour de L 2)	2 8/10	2 8/10	2 8/10	1 1/2 8/10	1 1/4 8/10	Nbre de spires ⌀ fil (sous chlorure de polyvin.)
L 2	15 (1) 20/100 2 c.s. jointives	6 6/10 étamé 1,5 mm	5 1/2 6/10 étamé 1,5 mm	4 6/10 étamé 1,5 mm	3 1/2 6/10 étamé 1,5 mm	Nbre de spires ⌀ fil pas
L 4	11 1/2 (2) 20/100 2 c.s. jointives	4 6/10 étamé 1,5 mm	3 6/10 étamé 1,5 mm	2 1/4 6/10 étamé 1,5 mm	1 3/4 6/10 étamé 2 mm	Nbre de spires ⌀ fil pas
L 5	9 1/2 (3) 20/100 2 c.s. jointives	2 1/2 6/10 étamé 2 mm	2 6/10 étamé 1,5 mm	1 1/2 6/10 étamé 2 mm	1 6/10 étamé —	Nbre de spires ⌀ fil pas
L 6 (avec prise au milieu) ...	10 45/100 émail jointives	3 1/2 6/10 étamé 2 mm	3 6/10 étamé 2,5 mm	2 6/10 étamé 2 mm	1 3/4 6/10 étamé 2 mm	Nbre de spires ⌀ fil pas

(1) 10 kΩ en parallèle.

(2) 4,7 pF entre L 4 et L 5.

(3) 2,2 kΩ en parallèle.

Mandrin de 6 mm, noyaux laiton sauf pour L 1 - L 2 - L 4 et L 5, canal 2, noyaux en poudre de fer.

APPENDICE 1

QUALITÉ D'UN TUBE AMPLIFICATEUR

Pour caractériser la qualité d'un tube destiné à l'amplification des fréquences élevées, on emploie souvent le rapport de la pente et des capacités d'entrée et de sortie :

$$S/C_g + C_a$$

Ce rapport doit avoir une valeur aussi élevée que possible, mais l'on doit considérer également la valeur de la capacité anode-grille (capacité de réaction) qui doit être faible pour l'obtention d'une haute qualité. Enfin, au-delà d'une certaine fréquence, la résistance d'entrée du tube commence à intervenir d'une manière assez importante (1).

Le facteur de mérite d'un tube considéré isolément est :

$$M = (AB) = S/2\,\pi\,(C_g + C_a)$$

Cette expression n'est autre que la valeur maximale du produit du gain A par la bande passante B (2). Dans cette expression S est la pente maximale du tube. La grandeur $S/2\,\pi\,C$ a les dimensions d'une fréquence, la pente s'exprime en A/V ou en mho (1/R), la capacité C étant exprimée en farad, on obtiendrait M en hertz. On remarquera que 1/RC est l'inverse d'un temps, donc une fréquence (1/T).

Pour le calcul pratique, nous utilisons la pente en mA/V, la capacité en pF et par conséquent, nous obtenons M en MHz. L'expression devient alors pratiquement :

$$M = 160\ S/(C_g + C_a) \qquad [MHz]$$

Pour mieux représenter le fonctionnement d'un tube dans un montage, il est préférable de majorer la valeur de C_g de 30 %, pour avoir une valeur s'approchant de celle de la capacité à chaud. A cette capacité augmentée, il faut ajouter la somme des capacités parasites (capacités des supports, du câblage, des liaisons, des résistances d'amortissement et des bobinages). On peut adopter en pratique une valeur de

(1) Pour de plus amples détails sur l'amplification RF et FI sur les fréquences élevées, nos lecteurs peuvent consulter l'ouvrage de M.A. Uitjens : « Construction des récepteurs de télévision », tome 1, 1955, distribué en France par Dunod.

(2) Cette largeur de bande est celle à l'intérieur de laquelle l'impédance des charges anodiques varie de 3 dB.

C_p de 7 à 8 pF. Dans ces conditions, le facteur de mérite s'écrit :

$$M = 160\ S/(C_g + C_a + C_p) \qquad [MHz]$$

Il y a lieu de remarquer que C_p présente une importance plus grande si C_g et C_a ont de faibles valeurs que dans le cas où ils auraient une valeur élevée. On voit que le tube qui présente les capacités les plus faibles n'est pas forcément le meilleur car la forte valeur de la pente joue son rôle dans l'évaluation du facteur de mérite.

Nous supposons, en général, que l'impédance du circuit de la cathode est assez faible pour pouvoir être négligée. Il n'y a donc pas lieu de considérer la pente efficace ou dynamique S_{eff}, surtout pour des calculs comparatifs, et nous pouvons, d'une manière très valable, adopter la valeur de la pente statique S. Toujours pour des comparaisons, nous aurions pu considérer seulement la valeur des capacités à froid, mais il semble plus logique de tenir compte des valeurs des capacités dans le circuit, en fonctionnement. Si nous calculons les valeurs de M pour deux pentodes destinées en particulier à l'équipement des amplificateurs à large bande : la pentode EF 80 et la nouvelle pentode à grille-cadre EF 184, nous obtenons les principaux résultats qui nous intéressent.

EF 80	EF 184
Caractéristiques sommaires à $V_a = V_{g2} = 200$ V	**Caractéristiques sommaires à $V_a = V_{g2} = 200$ V**
$S = 7{,}1$ mA/V	$S = 15$ mA/V
Capacité de l'anode $C_a = 3{,}3$ pF	$C_a = 3$ pF
Capacité d'entrée à chaud $C_e = 7{,}5 \times 1{,}3 = 9{,}7$ pF	C_e à chaud $= 10 \times 1{,}3 = 13$ pF
Les résultats du calcul donnent :	
EF 80, seule : $M = 87$ MHz	EF 184, seule : $M = 150$ MHz
EF 80 (dans un circuit où $C_p = 8$ pF) $M = 54$ MHz	EF 184 (dans un circuit où $C_p = 8$ pF) $M = 100$ MHz

On notera l'influence du circuit associé au tube sur le facteur de mérite. Il le réduit de 38 % pour le tube EF 80 et de 33 %, seulement, pour le tube EF 184.

EXEMPLES DE CALCUL DU GAIN OBTENU

Nous comparons le gain obtenu pour une largeur de bande B = 5 MHz avec le montage de la figure 21 sur une fréquence centrale $f_o = 30$ MHz.

EF 80	EF 184
$S = 7{,}1$ mA/V	$S = 15$ mA/V
$C_a = 3{,}3$ pF	$C_a = 3$ pF
$C_e = 7{,}5 \times 1{,}3 = 9{,}7$ pF	$C_e = 10 \times 1{,}3 = 13$ pF
$C_{bobine} + C_p = 7$ pF	$C_{bobine} + C_p = 7$ pF
$C_{totale} = 9{,}7 + 3{,}3 + 7 = 20$ pF $= C_t$	$C_{totale} = 13 + 3 + 7 = 23$ pF $= C_t$
$R_a = 1/(2\pi BC_t) = 1600\ \Omega$	$R_a = 1/(2\pi BC_t) = 1450\ \Omega$
Gain $A = SR_a = 7{,}1 \times 1{,}6 \approx 11$	Gain $A = SR_a = 15 \times 1{,}45 \approx 21$

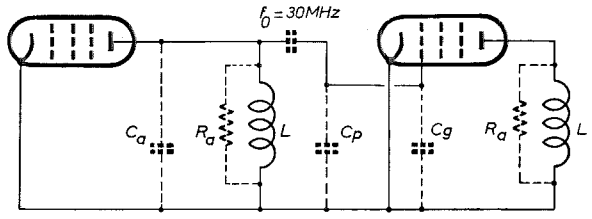


Fig. 21.

FRÉQUENCE-LIMITE DU TUBE

La fréquence pour laquelle le gain devient égal à 1 est la fréquence-limite f_l. Le gain maximal pouvant être obtenu avec le tube (voir Uitjens) est :

$G_{max} = (f_l/f)^2$ (valeur théorique maximale absolue).

Pour le tube EF 80, la fréquence f_l, à laquelle $SR_e = 1$ est de 430 MHz (R_e = résistance d'entrée du tube). On a, en effet :

$$S = 7{,}4 \times 10^{-3} \text{ et}$$
$$R_{e1} = 1/7{,}4 \times 10^{-3} = 135\ \Omega$$

On calcule alors à quelle fréquence on aura, effectivement .

$$R_{e1} = 135\ \Omega.$$

La conductance d'entrée à 100 MHz étant $G_e = 400\ \mu A/V$, la résistance d'entrée à 100 MHz est de :

$$R_{e2} = 1/(400 \times 10^{-6}) = 2\,500\ \Omega,$$

correspondant à une certaine fréquence f_2. Nous pouvons donc calculer la fréquence f_l où la résistance d'entrée de 135 Ω serait effectivement obtenue, d'après la relation :

$$R_{e2}/R_{e1} = (f_l/f_2)^2$$

d'où :

$$f_l = [(2500/135) \times 10^4]^{1/2}\ MHz = 425\ MHz.$$

Nous faisons le même calcul pour le tube EF 184.

La résistance d'entrée est de 10 kΩ à 40 MHz et de 1 600 Ω à 100 MHz.

La résistance d'entrée pour la fréquence-limite est de $1/(15 \times 10^{-3}) = 66\ \Omega$, $f_l = (10\,000/66)^{1/2}$ d'où $f_l = 492$ MHz.

La résistance d'entrée du tube EF 184 étant plus petite que celle du tube EF 80, l'écart entre les fréquences-limites n'est donc pas aussi important que la différence des pentes pouvait le laisser espérer.

FACTEUR DE STABILITÉ

La limite de stabilité d'un amplificateur est donnée par l'expression, établie dans l'ouvrage de Uitjens :

$$\omega_o C_{ag1}\, Z^2\, S = 2 = p_r^2$$

Cette relation donne la limite de stabilité, avec oscillation possible. Afin d'assurer l'amplification **stable** avec sécurité, $P_r^2 = 0{,}5$, d'où la relation suivante donnant Z,

$Z^2 = 0{,}5/(S.\omega_o.C_{ag1})$.

Nous admettons que les deux circuits anodiques sont semblables (même Z) sur deux étages successifs de l'amplificateur et nous comparons les résultats obtenus avec des tubes EF 80 et EF 184. La fréquence-limite de stabilité d'un tube (voir Uitjens, page 103) est donnée par $f_s = S/(2\pi C_{ag1})$.

EF 80	EF 184
$S = 7{,}1$ mA/V ; $C_{ag1} \leqslant 7.10^{-15}$	$S = 15$ mA/V ; $C_{ag1} \leqslant 5{,}5.10^{-15}$
$f_s \geqslant \dfrac{7{,}1 \times 10^{-3} \times 10^{15}}{6{,}28 \times 7}$	$f_s \geqslant \dfrac{15 \times 10^{-3} \times 10^{15}}{6{,}28 \times 5{,}5}$
$= 15 \times 10^8$ MHz	$= 42 \times 10^8$ MHz

Nous avons, par ailleurs :

$G_{max} = SZ_{max} = (S^2Z^2_{max})^{1/2}$

$G_{max} = [0,5\ S^2/(S\omega_0 C_{ag1})]^{1/2} = 0,7\ (S/\omega_0 C_{ag1})^{1/2}$

$G_{max} = 0,7\ (f_s/f_0)^{1/2}$ car $(\omega_0 = 2\ \pi\ f_0)$,

f_0 étant la fréquence commune d'accord des deux circuits (30 MHz, dans notre exemple).

Pour la même stabilité et pour la même fréquence d'accord f_0, le gain maximal est donc 1,6 fois plus fort avec le tube EF 184.

EF 80	EF 184
$f_0 = 30$ MHz	$f_0 = 30$ MHz
$G_{max} = 0,7$	$G_{max} = 0,7$
$(15 \times 10^{10}/3 \times 10^7)^{1/2}$	$(42 \times 10^{10}/3 \times 10^7)^{1/2}$
$G_{max} = 49$	$G_{max} = 82,6$

APPENDICE 2

AMPLIFICATION MAXIMALE COMPARÉE A CELLE D'AUTRES PENTODES (ASPECT THÉORIQUE ET PRATIQUE)

Si nous reprenons la terminologie et les équations permettant de calculer l'impédance maximale et l'amplification admissible des amplificateurs à circuit accordé (Informations Techniques-EF 89, n° 12, février 1956), nous pouvons dresser le tableau comparatif suivant :

TABLEAU A2-1

TUBE	EF 41	EF 85	EF 80	EF 89	EF 183	EF 184	Unités
S	2,2	6	7,4	3,6	12,5	15	mA/V
C_{ag1}	2 + 2	7 + 2	7 + 2	2 + 2	5,5 + 2	5,5 + 2	mpF
S/C_{ag1}	0,55	0,66	0,82	0,9	1,66	2	mA/(pF.V)
$\sqrt{S/C_{ag1}}$	0,74	0,82	0,90	0,95	1,29	1,41	
$1/\sqrt{S/C_{ag1}}$	0,34	0,14	0,12	0,26	0,13	0,09	

Les éléments du tableau permettent d'établir le graphique de la figure 22 qui représente l'amplification maximale pouvant être obtenue théoriquement, lorsque l'on tient compte d'un coefficient de sécurité de 4 contre l'auto-oscillation des étages à circuits accordés simples. Nous supposons que les circuits de grille et d'anode sont identiques et sont accordés sur la même fréquence.

Nous donnons dans le tableau suivant, les valeurs d'amplification ayant servi à la construction du graphique :

TABLEAU A2-2 : AMPLIFICATIONS

Pentode :	Fréquence : 1	10	100 MHz
EF 41	210	66	21
85	230	73	23
80	255	81	25,5
89	270	85	27
183	365	115	36,5
184	400	125	40

Dans cette comparaison, nous avons supposé, évidemment, que la valeur pratique de la capacité de rétroaction ne s'écarte pas de la valeur de la capacité anode-grille 1 mesurée sur une fréquence basse, mais dans la pratique, il n'en sera pas ainsi à toutes les fréquences.

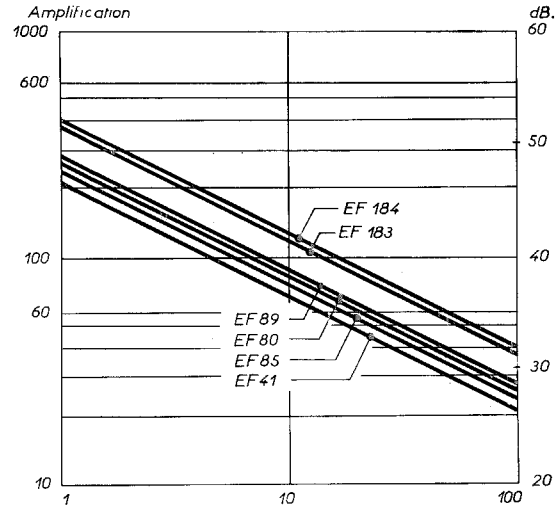


Fig. 22.

En conséquence, les tracés du graphique sont seulement utilisables directement comme base de calcul pour les fréquences inférieures à 20 MHz environ. A ces fréquences, on peut aisément accroître la stabilité si l'on neutralise la capacité C_{ag1} au moyen de condensateurs de découplage communs à l'anode et à la grille 2. La tolérance des condensateurs employés doit être inférieure à $\pm$ 10 % si l'on veut obtenir de bons résultats. Le montage à employer a déjà été décrit dans le bulletin d'information relatif au tube EF 89. Ce montage de neutralisation est indiqué à la figure 23.

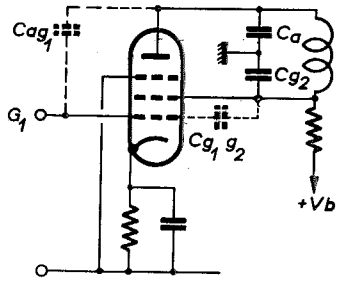


Fig. 23.

Lorsque les conditions indiquées ci-dessous sont satisfaites :

$$C_{g2} \gg C_{g1g2}$$
$$C_{g2} \gg C_a$$

nous obtenons pour la valeur nouvelle de C_{ag1} avec neutralisation :

$$C_{ag1eff} = C_{ag1} - \frac{C_a \cdot C_{g1g2}}{C_{g2}}$$

Pour obtenir une neutralisation complète, il faut donc que le condensateur C_{g2} ait une valeur calculée d'après la formule :

$$C_{g2} = \frac{C_a \cdot C_{g1g2}}{C_{ag1}}$$

Cette méthode devrait théoriquement fournir une neutralisation indépendante de la fréquence, mais elle se révèle dans la pratique inutilisable pour les fréquences supérieures à 30 MHz environ et cela pour les raisons suivantes :

1° La valeur du condensateur nécessaire étant souvent de l'ordre de 2 700 pF, l'impédance d'un tel condensateur peut être suffisamment inductive, par ses connexions, pour compromettre le résultat.

2° Les condensateurs céramiques utilisés dans ce cas ont des limites de tolérance élevées.

3° Ces condensateurs présentent toujours un fort coefficient de température.

De plus, aux fréquences élevées, les électrodes peuvent être portées à certains potentiels RF dus à l'inductance de liaison interne du tube et à celle des fils de connexion internes. Les capacités des électrodes avec la grille de commande étant toujours très supérieures à la capacité anode-grille 1, les potentiels alternatifs, même faibles, auxquels les électrodes sont soumises, produisent souvent des rétroactions importantes. Il est donc recommandé pour les fréquences supérieures à 30 MHz :

— d'employer deux condensateurs séparés pour les découplages du circuit anodique et du circuit de la grille 2,
— de choisir une valeur élevée pour le condensateur de découplage de la grille 2 (par exemple, 4,7 nF à 33 MHz),
— de mettre à la masse chaque électrode et le blindage interne en des points distincts, afin d'éviter les couplages intempestifs.

Dans le cas où la valeur de la rétroaction obtenue est critique, on peut la régler en agissant sur l'inductance de la liaison de l'une des électrodes et en maintenant les autres mutuellement distantes et aussi courtes que possible.

En effet, si nous notons L_e l'inductance totale de la liaison entre une électrode e (autre que la grille 1, la cathode et l'anode) et la masse, nous obtenons la relation :

$$C_{ag1eff} = C_{ag1} - L_e \cdot C_{ae} \cdot C_{g1e} \cdot \omega^2$$

c'est-à-dire, dans le cas de C_{ag1}, pratique :

$$C_{ag1eff} = C_{ag1} - L_b \cdot C_{ab} \cdot C_{g1b} \cdot \omega^2.$$

Dans cette relation, b est le blindage interne du tube et sert à caractériser les capacités avec ce blindage. Il est donc possible, en jouant sur l'inductance de la liaison, d'obtenir une rétroaction minimale. Ce résultat est facile à contrôler. Il suffit d'observer, au moyen d'un vobulateur et d'un oscilloscope, la courbe de réponse du circuit de grille amorti. La réaction devient minimale lorsque l'irrégularité de courbe, due à l'influence du circuit anodique, n'est plus visible sur l'oscilloscope.

APPENDICE 3

UTILISATION DES NOUVELLES PENTODES POUR L'AMPLIFICATION RF A LARGE BANDE ET A GAIN ÉLEVÉ

Si l'on veut obtenir une amplification élevée sur des étages RF à large bande, il est nécessaire d'utiliser des tubes pour lesquels le produit gain × bande passante (A × B) soit aussi élevé que possible. On peut se livrer à une étude comparative des tubes actuels et des tubes anciens, afin de situer leur zone d'emploi.

L'utilisation la plus favorable est celle où les circuits de couplage sont des filtres de bande en couplage transitionnel. Ce type d'amplificateur permet d'obtenir un produit (gain × largeur de bande) de la forme :

$$A.B.'' = \frac{S \cdot F_s \cdot F_b''_1}{4\pi\sqrt{(C_s + C_{xp})(C_e + C_{xs})}}$$

ou bien :

$$A.B.'' = (AB)'' F_s \cdot F_b''_1 \cdot F_x''.$$

Dans cette expression $(AB)'' = \dfrac{S}{4\pi\sqrt{C_s C_e}}$

$$F_s = S_{eff}/S$$

$F''_{b1} = \sqrt{2}$ si $Q_p = Q_s$ et ce coefficient tend vers la valeur 2 si $Q_p \gg Q_s$.

$$F_x'' = \sqrt{\frac{C_s}{C_s + C_{xp}} \cdot \frac{C_e}{C_e + C_{xs}}}$$

F_s est le coefficient permettant de tenir compte de la différence entre la pente statique du tube et sa pente dynamique dans le circuit.

F''_{b1} est le coefficient de largeur de bande qui s'applique au cas où les circuits de liaison sont des filtres de bande. Il est fonction du rapport des coefficients de qualité (Q) du circuit primaire et du circuit secondaire.

F_x'' est le coefficient qui permet de tenir compte de l'influence des capacités parasites.

C_e et C_s sont les capacités d'entrée et de sortie du tube. C_{xp} et C_{xs} sont les capacités parasites des circuits externes. B est la bande passante obtenue à une atténuation de 3 dB.

Le produit $(AB)'' = \dfrac{S}{4\pi\sqrt{C_s \cdot C_e}}$ caractérise, par conséquent, les tubes considérés isolément (1).

(1) Bibliographie : « Amplificateurs MF », volume VIII A, A. Uitjens (Bibl. Philips). Distributeur : Dunod, Paris.

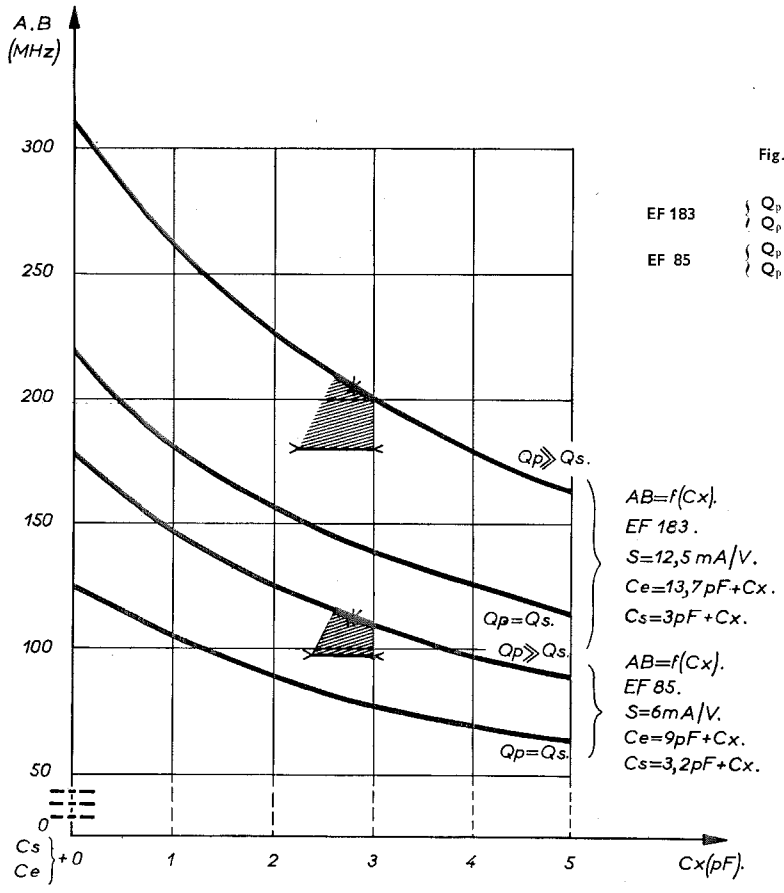


Fig. 24. — Tableau des valeurs nécessaires :

		$C_x =$ 0	1	2	3	4	5	pF
EF 183	$Q_p \gg Q_s$	311	260	225	199	179	165	MHz
	$Q_p = Q_s$	219	184	159	140	126,5	115	MHz
EF 85	$Q_p \gg Q_s$	178	148	126,5	111	99	89,5	MHz
	$Q_p = Q_s$	126	104,5	89,5	78,5	70	63	MHz

Le tableau ci-dessous permet de comparer les tubes entre eux, mais il ne nous met pas en mesure de déterminer immédiatement ce que nous pouvons obtenir pour un ensemble de tubes et de circuits.

Les graphiques ci-contre indiquent les zones du produit A × B en fonction des capacités parasites ($C_{xp} = C_{xs} = C_x$) et de la qualité relative des circuits accordés, sans exercer de correction sur la valeur de la pente.

TABLEAU DES VALEURS RELATIVES A DIFFÉRENTS TYPES DE TUBES

Paramètre / Tube	EF 42	EF 85	EF 80	EF 183	EF 184	Unité
S	9,5	6	7,4	12,5	15	mA/V
C_{g1}*	8,5	6,9	7,7	9,5	10	pF
C_e	13	9	10,3	13,7	14,5	pF
C_s	4,5	3,2	3,4	3	3	pF
$\dfrac{S}{4\pi\sqrt{C_e C_s}}$	99	89	100	155	182	MHz

* Mesurée à froid.

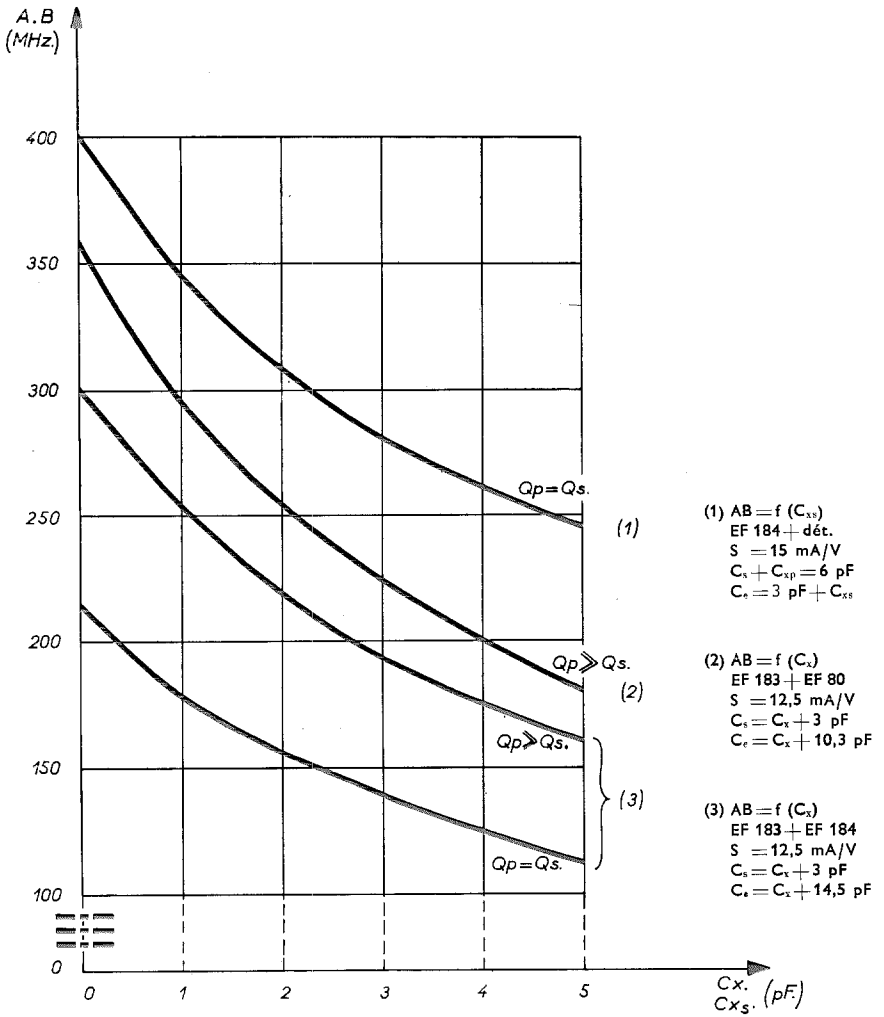


Fig. 26.

	C_x =	0	1	2	3	4	5	pF
EF 184 + détection								
	$Q_p = Q_s$	400	346	308	282	262	245	MHz
EF 183 + EF 80								
	$Q_p \geq Q_s$	358	296	254	223	199	180	MHz
EF 183 + EF 184								
	$Q_p \geq Q_s$	302	253	219	194	177	159	MHz
	$Q_p = Q_s$	214	178	154,5	137	125	112,5	MHz

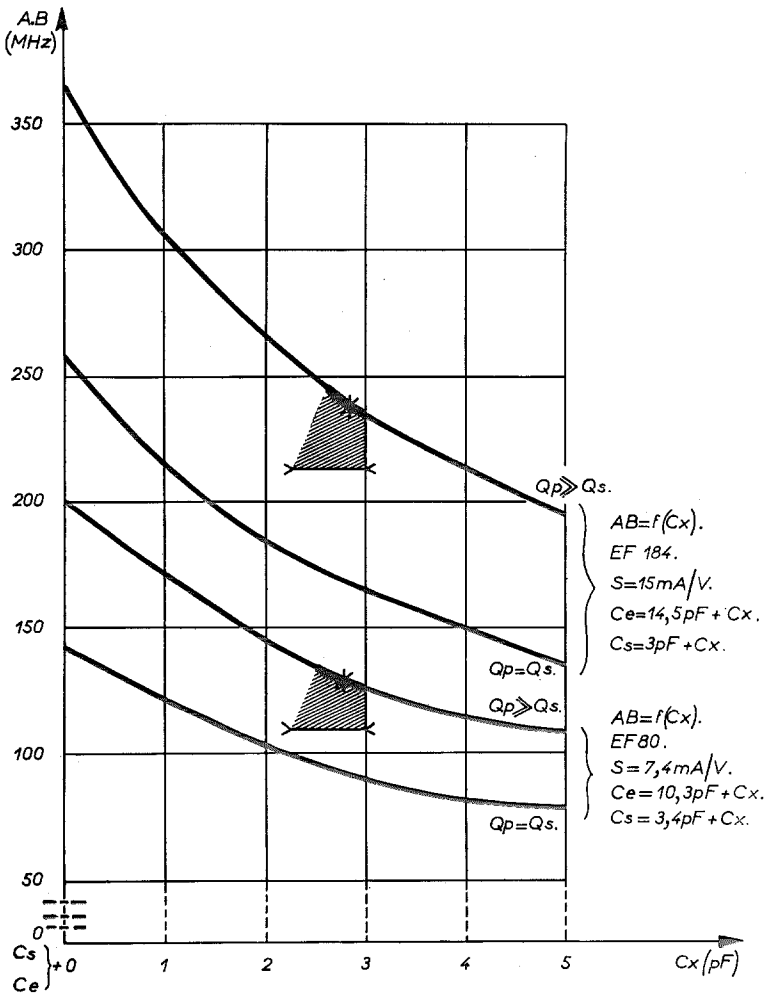


Fig. 25.

	C_x =	0	1	2	3	4	5	pF
EF 184 A.B.	$Q_p \geq Q_s$	364	304	263	233	213	192	MHz
	$Q_p = Q_s$	257	215	186	165	151	135	MHz
EF 80 A.B.	$Q_p \geq Q_s$	199	167	145	128	114	104	MHz
	$Q_p = Q_s$	141	118	102	90	81	73,5	MHz

Les surfaces hachurées des figures 24 et 25 sont déterminées par les valeurs du produit A × B obtenues expérimentalement. Il y a lieu de remarquer que la valeur la plus faible indiquée sur chaque type de tube a été obtenue à l'aide d'un filtre à deux circuits accordés en couplage magnétique et de construction ordinaire, c'est-à-dire sans aucun artifice spécial tendant, par exemple, à diminuer notablement la capacité parasite. La bande passante était de l'ordre de 10 MHz et l'amortissement externe était entièrement reporté sur le secondaire.

La valeur la plus élevée du produit A × B pour les différents types de tubes a été obtenue à l'aide d'un filtre en « π dégénéré », c'est-à-dire un filtre en π dont il ne subsiste que l'inductance de couplage (inductance de liaison anode-grille du tube suivant) et le circuit accordé secondaire (inductance grille-masse), fortement amorti. Le rapport Q_p/Q_s est alors infini et la bande passante était de l'ordre de 25 MHz. Le groupe de courbes de la figure 26 montre ce que l'on peut obtenir :

1° avec un étage à EF 183 suivi d'un étage avec EF 184,

2° avec un étage à EF 183 suivi d'un étage avec EF 80,

3° avec un étage à EF 184 suivi d'un étage détecteur avec la condition $Q_p = Q_s$.

Il convient de remarquer pour le relevé de cette dernière courbe que l'on a seulement fait varier la capacité du secondaire, ce qui permet de constater l'influence de la capacité parasite du circuit de détection.

APPENDICE 4

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES PENTODES EF 183 ET EF 184

CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT PARTICULIÈRES DU TYPE EF 183.

Les tableaux I et II ci-après indiquent les conditions de fonctionnement pour le tube EF 183 d'une part, avec compensation de la capacité d'entrée (découplée pour la mesure de la pente) pour les amplificateurs FI réglés par CAG et d'autre part, sans compensation, pour les amplificateurs FI où les variations de la capacité d'entrée ne présentent pas d'importance. Nous indiquons différentes valeurs pour établir le potentiomètre sur la grille 2, ce qui permet d'avoir différents domaines d'admission. Nous avons également mentionné une condition de

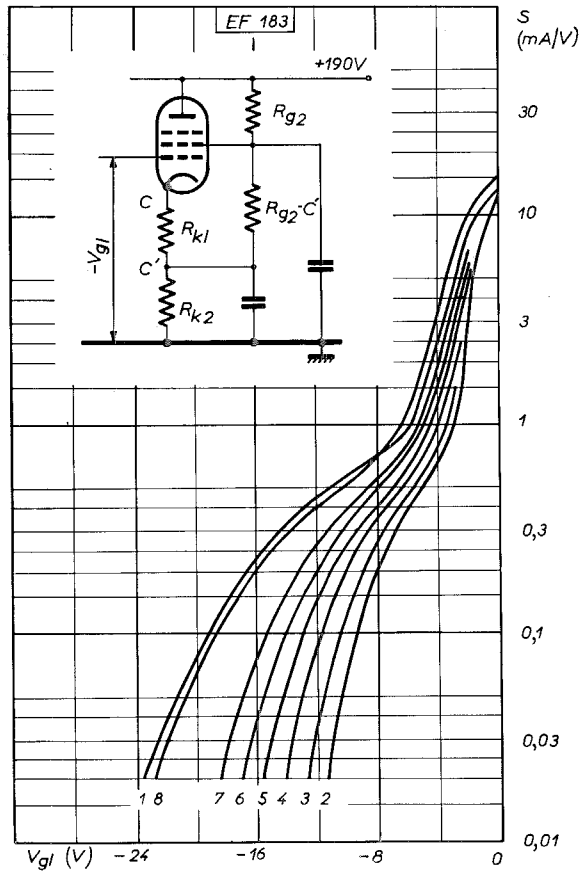


Fig. 27. — EF 183 - Caractéristiques de pente, dans les conditions donnée par le tableau 1.

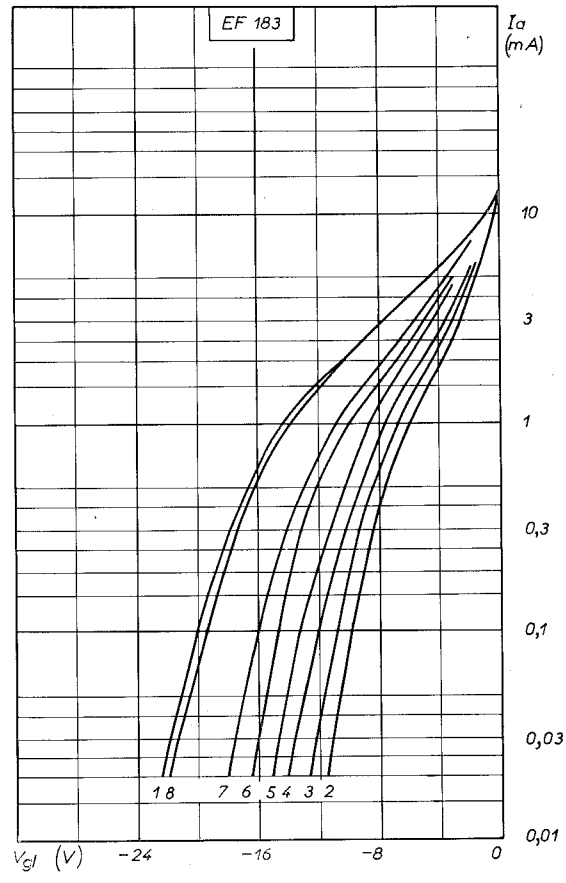


Fig. 28. — EF 183 - Caractéristiques du courant anodique, dans les conditions données par le tableau 1.

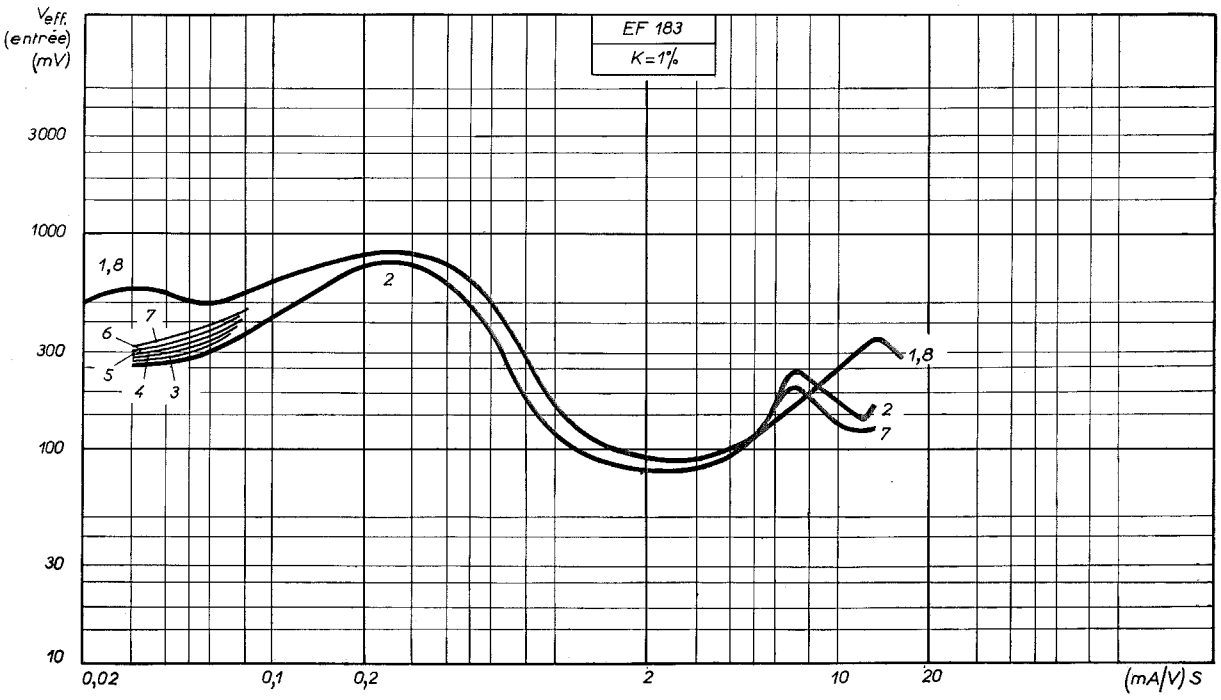


Fig. 29. — EF 183 - Caractérisfiques de transmodulation, dans les conditions données par le tableau 1.

fonctionnement avec polarisation par le courant de grille, car cette disposition particulière permet d'obtenir une amplification plus élevée.

Les caractéristiques de pente et de courant anodique du tube EF 183 sont indiquées aux figures 27 et 28. Le montage employé est représenté sur la figure 27. Les courbes de la figure 29 permettent de connaître par avance les conditions de transmodulation et les courbes de la figure 30 permettent de faire facilement la compensation de la capacité et de la résistance d'entrée. Nous conseillons d'employer une résistance de compensation de 22 Ω, dans les cas qui sont prévus au tableau 1.

Dans la plupart des conditions ainsi indiquées, le courant du potentiomètre parcourt soit une partie, soit la totalité de la résistance de cathode, comme on le voit à la figure 27, car cela permet d'obtenir une différence d'admission de l'ordre du volt.

Toutes les conditions ont été évaluées pour une ligne de haute tension portée à 190 V. Si l'on utilise une valeur de haute tension peu différente, il faut modifier la valeur de la résistance du circuit de la grille 2 pour maintenir le courant anodique à 12 mA, environ, et rester dans les spécifications prévues pour le tube. L'admission et la transmodulation du tube ne varient pas dans les conditions où la tension de grille 2 est fixe, c'est-à-dire avec un potentiomètre dont la valeur est faible. Par contre, elles varient plus ou moins proportionnellement aux variations de la haute tension si l'on fait fonctionner le tube avec une tension de grille 2 glissante.

EF 184 : conditions de fonctionnement particulières. Le tableau III indique les conditions particulières de fonctionnement du tube EF 184. Les caractéristiques sont indiquées à la figure 31 et les courbes de transmodulation et de compensation sont représentées aux figures 32 et 33. Pour des hautes tensions inférieures à 200 V, la condition indiquée pour 90 V est la plus satisfaisante mais à la condition que l'on règle d'une manière appropriée la valeur de la résistance servant à la chute de tension. Une résistance de 10 Ω

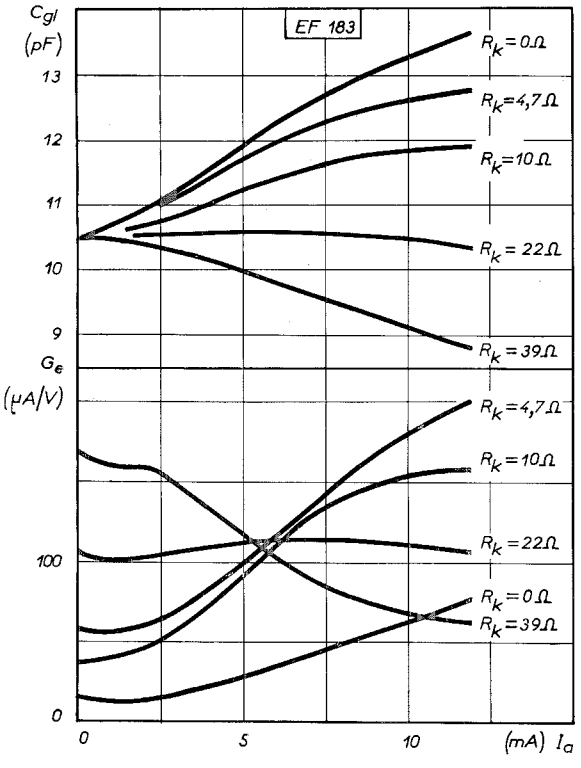


Fig. 30. — EF 183 - Compensation de la capacité d'entrée (C_{g1}) et des variations de la conductance d'entrée (G_e).

TABLEAU I

Conditions particulières de fonctionnement du type EF 183 avec une résistance de compensation de 22 Ω, à V_b = 190 V.

Schéma (fig. 27)

	1	2	3	4	5	6	7	8	
R_{g2}	22	6,8	8,2	10	12	15	18	33	kΩ
R_{g2}-c'	—	8,2	12	18	27	47	82	—	kΩ
R_{k1}	22	22	22	22	22	22	22	22	Ω
R_{k2}	100	56	68	82	82	82	82	0	Ω
R_{g1}	—	—	—	—	—	—	—	470	kΩ
I_a	11,6	11,8	11,7	11,4	11,8	11,9	12	11,6	mA
I_{g2}	4,3	4,4	4,4	4,3	4,4	4,5	4,5	4,4	mA
S	12,8	12,9	12,7	12,5	12,7	13	13	16	mA/V
$-V_{g1}$ pour S/100.	18,5	9,0	10,0	11,0	12,0	13,5	14,5	17	V
I_{total}	16	27	24	21	19,7	18,5	17,5	16	mA

TABLEAU II

Conditions particulières de fonctionnement du type EF 183, sans résistance de compensation, à V_b = 190 V.

	1	2	3	4	5	6	7	
R_{g2}	22	6,8	8,2	10	12	12	18	kΩ
R_{g2}-c'	—	8,2	12	18	27	47	82	kΩ
R_k	120	68	82	100	100	100	100	Ω
I_a	11,7	12,0	11,8	11,4	11,8	12	12	mA
I_{g2}	4,3	4,5	4,4	4,3	4,4	4,5	4,5	mA
S	12,9	13,0	12,8	12,5	12,9	13	13	mV
$-V_{g1}$ pour S/10	5,0	3,0	3,25	3,5	4,0	4,4	4,6	V
$-V_{g1}$ pour S/100	18,5	9,0	10,0	11,0	12,0	13,5	14,5	V
I_{total}	16	27	24	21	19,7	18,5	17,5	mA

TABLEAU III

Conditions particulières de fonctionnement du type EF 184.

1		2		3	
V_b	190	$V_a = V_b$	190	$V_a = V_{g2}$ 200	V
R_a et R_{g2}	1,0	R_{g2}	33	—	kΩ
R_{g1}			470	—	kΩ
R_k	150		10	180	Ω
I_a	10		9,5	10	mA
I_{g2}	3,8		3,6	3,8	mA
S	15,5		18	15	mA/V

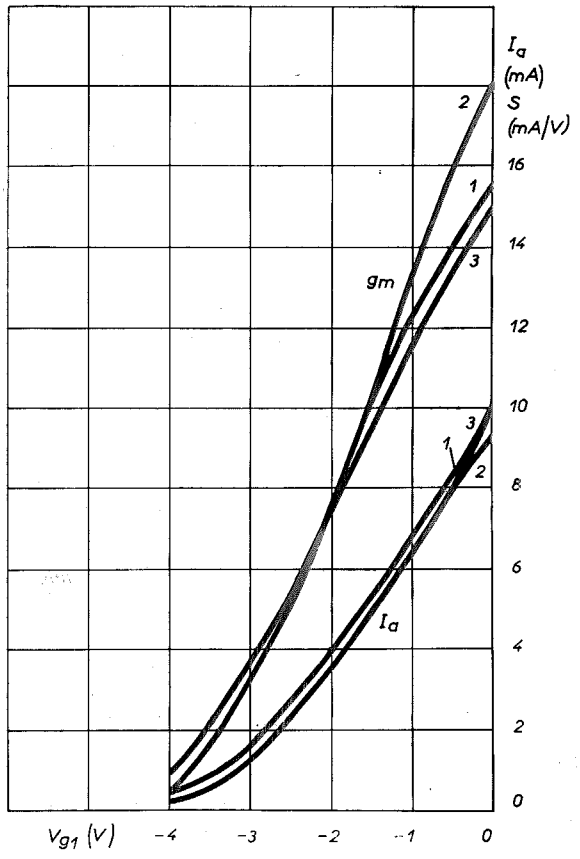


Fig. 31. — (S = gm).

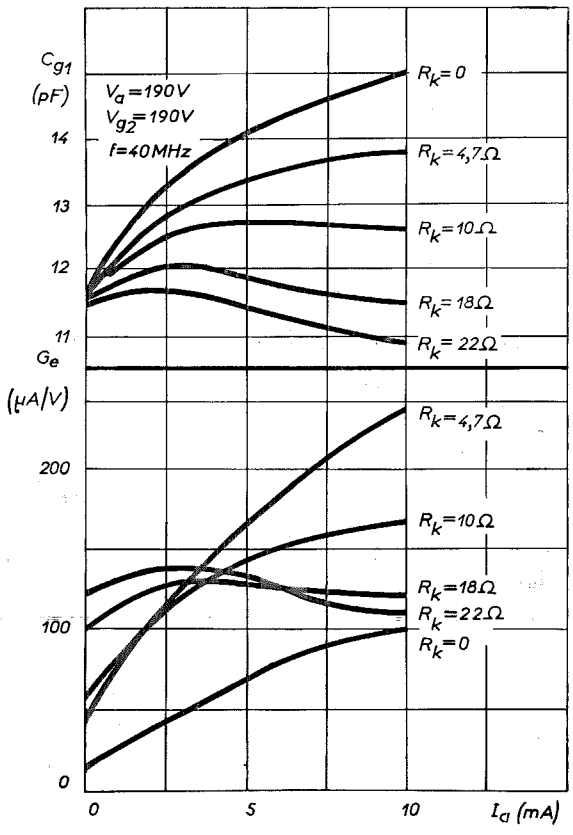


Fig. 32.

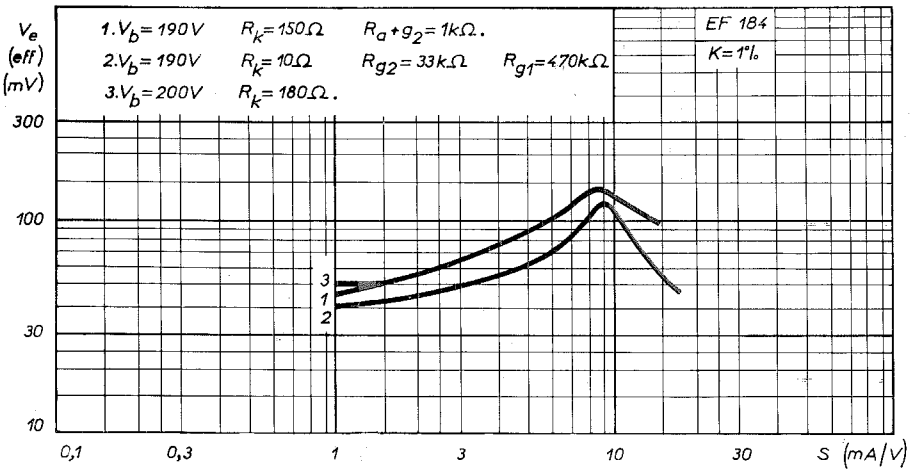


Fig. 33.

est incorporée dans le montage dans le cas de polarisation par le courant de grille. Une telle valeur de résistance est suffisante pour compenser l'effet de variation de la capacité d'entrée pour une commande automatique qui n'est pas poussée très loin.

Emploi des tubes EF 183 et EF 184 dans les amplificateurs FI « vision ». — A l'étage amplificateur FI non commun à la « vision » et au « son », les problèmes de transmodulation sont supprimés. Cependant, il existe des possibilités de distorsion. La courbe pour 1 % de distorsion est à peu près deux fois plus élevée pour ces signaux que la courbe de transmodulation, car le taux de distorsion est donné par la formule :

$$0{,}38\ m\ (V_c^2/Vtrans).$$

Dans cette formule, m est le taux de modulation et l'on peut tolérer des distorsions plus grandes que 1 %. Par conséquent, d'une manière générale, on peut admettre plus de deux fois le signal de grille normal.

Lorsque l'on n'exige aucune commande automatique ou une commande très faible, on peut encore utiliser le tube EF 184, mais il est conseillé de limiter à deux ou trois fois l'atténuation de gain obtenue par la commande automatique (C.A.G.) en raison des variations d'admission de grille d'un tube à l'autre dans la courbure inférieure. Si l'on veut exercer une commande plus importante on doit avoir recours, dans ce cas, au tube EF 183.

AMPLIFICATEUR FI POUR LE SON AVEC LE TUBE EF 183

Dans le cas où l'on utilise un amplificateur FI séparé pour le son, il y a de nouveau à résoudre un problème de distorsion. Etant donné que le niveau de cette modulation ne dépasse pas en moyenne 30 %, la courbe à 1 % de distorsion se trouve être environ 3,5 fois plus élevée que la courbe pour 1 % de transmodulation. Ainsi, avec une amplification de 100 (1), environ, au point de fonctionnement, laquelle peut être obtenue avec le tube EF 183 soigneusement neutralisé sur les étages en question, il est possible d'avoir un très bon fonctionnement de la commande automatique d'amplification. Le gain de boucle de la commande automatique d'amplification peut alors être suffisant pour maintenir la courbe de commande afin qu'elle ne dépasse jamais, d'une quantité notable, la courbe à 1 % de distorsion. Cela est obtenu effectivement si l'on fait choix de conditions d'admission restreintes telles que les nos 2, 3 et 4 (Tableaux I et II).

(1) 85 est une amplification plus couramment atteinte.

EF 183

AMPLIFICATRICE DE TENSION A PENTE RÉGLABLE

CARACTÉRISTIQUES

Chauffage

Indirect (cathode isolée du filament)	V_f	= 6,3	V
Alimentation du filament en série ou en parallèle	I_f	= 300	mA

CONDITIONS NOMINALES D'EMPLOI

Tension de l'anode	V_a	= 200	V
Tension de la grille 2	V_{g2}	= 90	V
Tension de la grille 3	V_{g3}	= 0	V
Tension de la grille 1	V_{g1}	= — 2	V
Courant anodique	I_a	= 12	mA
Courant de la grille 2	I_{g2}	= 4,5	mA
Résistance interne	ρ	= 500	kΩ
Pente	S	= 12,5	mA/V
Résistance d'entrée (f = 40 MHz)	R_e	= 10	kΩ

CONDITIONS NORMALES D'EMPLOI

Tension de l'anode et tension d'alimentation	$V_a = V_{bg2}$	= 200				V
Résistance du circuit de la grille 2	R_{g2}	= 24				kΩ
Tension de la grille 3	V_{g3}	= 0				V
Tension de la grille 1	V_{g1}	= — 2	— 6	—9,5	—19	V
Pente	S	= 12,5	1,25	0,625	0,125	mA/V
Tension d'entrée (pour 1 % de transmodulation)	V_e	= —	100	160	450	mV

Remarque. — Il est conseillé d'utiliser une résistance dans le circuit de la cathode et (ou) une résistance dans le circuit de la grille 2.

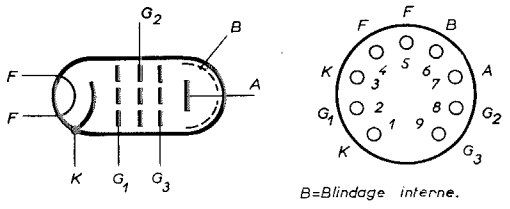
CAPACITÉS

Capacité de la grille 1	C_{g1}	= 9,5	pF
Capacité de l'anode	C_a	= 3	pF
Capacité anode-grille 1	C_{ag1}	< 5	mpF

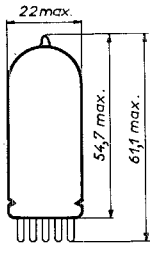
VALEURS A NE PAS DÉPASSER

Tension de l'anode	V_a	max =	250	V
Tension de la grille 2	V_{g2}	max =	250	V
Tension de la grille 1 (valeur de crête)	$-V_{g1p}$	max =	50	V
Puissance dissipée sur l'anode	P_a	max =	2,5	W
Puissance dissipée sur la grille 2	P_{g2}	max =	0,65	W
Courant cathodique	I_k	max =	20	mA
Résistance du circuit de la grille 1	R_{g1}	max =	1	MΩ
Tension entre filament et cathode	V_{kf}	max =	150	V
Résistance du circuit externe filament-cathode	R_{kf}	max =	20	kΩ
Tension de la grille 1 (I_{g1} = 0,3 µA)	$-V_{g1}$	max =	1,3	V

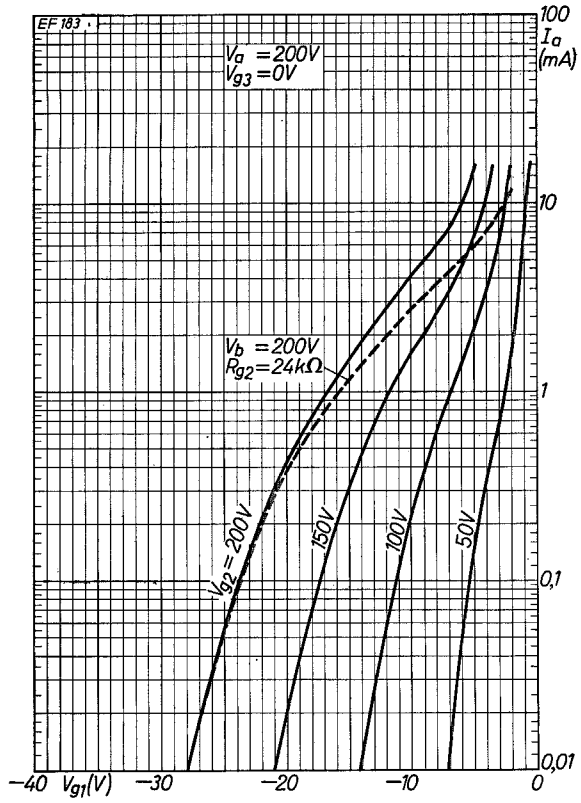
DISPOSITION DES ÉLECTRODES ET ENCOMBREMENT

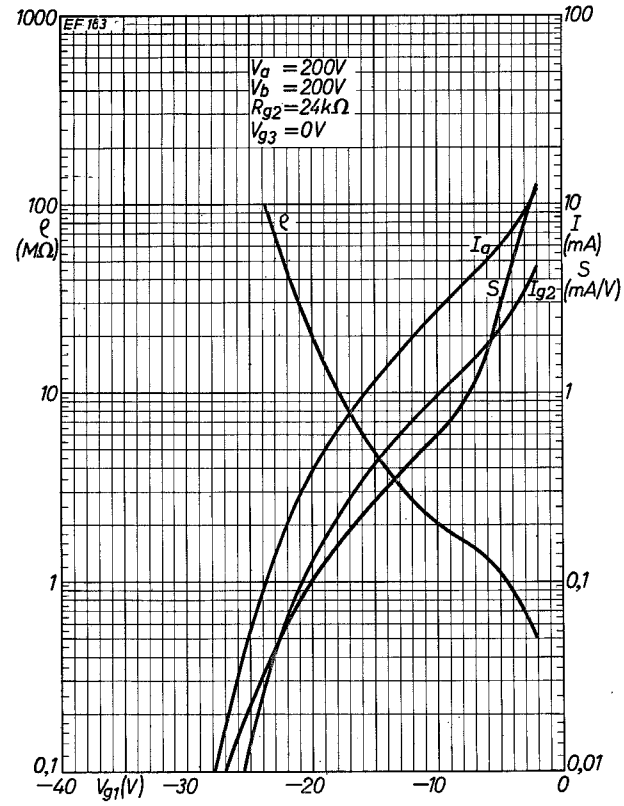


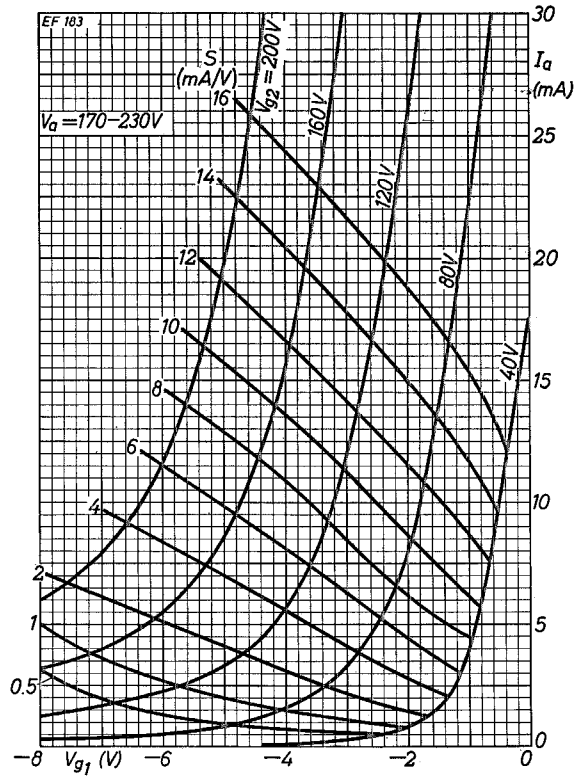
B=Blindage interne.



Embase : Miniature 9 broches (Noval) - Code 9 C 12.
Ce tube est muni d'une grille-cadre.


EF 183
V_a =200V
V_{g3} =0V
V_b =200V
R_{g2}=24kΩ
V_{g2}=200V
150V
100V
50V
100
I_a
(mA)
10
1
0,1
0,01
−40 V_{g1}(V) −30 −20 −10 0


EF 183
V_a =200V
V_b =200V
R_{g2}=24kΩ
V_{g3} =0V
1000
100
ϱ
(MΩ)
10
1
0,1
ϱ
I_a
S
I_{g2}
100
10
I
(mA)
S
(mA/V)
1
0,1
0,01
−40 V_{g1}(V) −30 −20 −10 0


EF 183
S
(mA/V)
V_a =170−230V
V_{g2} = 200V
160V
120V
80V
40V
16
14
12
10
8
6
4
2
1
0.5
30
I_a
(mA)
25
20
15
10
5
0
−8 V_{g1} (V) −6 −4 −2 0

EF 184

PENTODE RF A GRANDE PENTE A FAIBLE RECUL DE GRILLE

CARACTÉRISTIQUES

Chauffage.

Indirect (cathode isolée du filament)	V_f = 6,3	V
Alimentation du filament en série ou en parallèle	I_f = 300	mA

CONDITIONS NOMINALES D'EMPLOI

Tension de l'anode	V_a = 170	200	230		V
Tension de la grille 2	V_{g2} = 170	200	230		V
Tension de la grille 3	V_{g3} = 0	0	0		V
Tension de la grille 1	V_{g1} = —2	—2,5	—3		V
Courant anodique	I_a = 10	10	10		mA
Courant de la grille 2	I_{g2} = 4,1	4,1	4,1		mA
Résistance interne	ρ = 330	380	450		kΩ
Pente	S = 15,6	15	14,4		A/V
Coefficient d'amplification de la grille 2 par rapport à la grille 1	K_{g2g1} = 60	60	60		
Résistance d'entrée (f= 40 MHz)	R_e = 8,5	10	11,5		kΩ

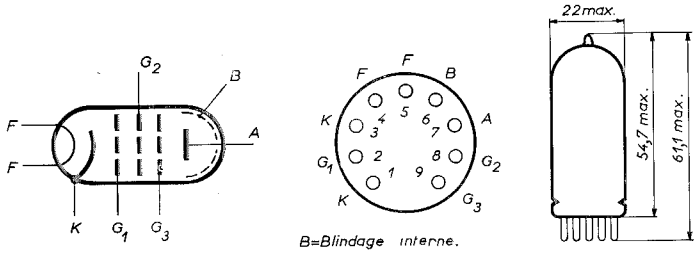
CAPACITÉS

Capacité de la grille 1	C_{g1} = 10	pF
Capacité de l'anode	C_a = 3	pF
Capacité anode-grille 1	$C_{ag1} \leqslant$ 5,5	mpF

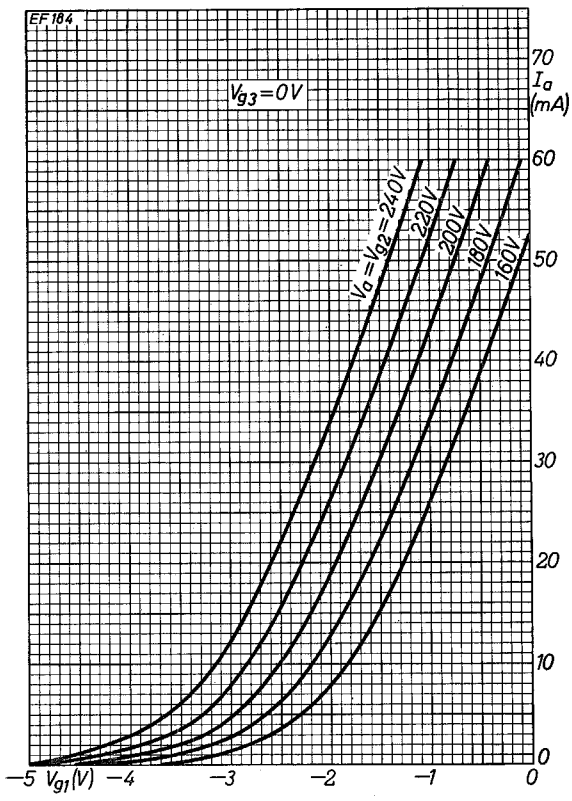
VALEURS A NE PAS DÉPASSER

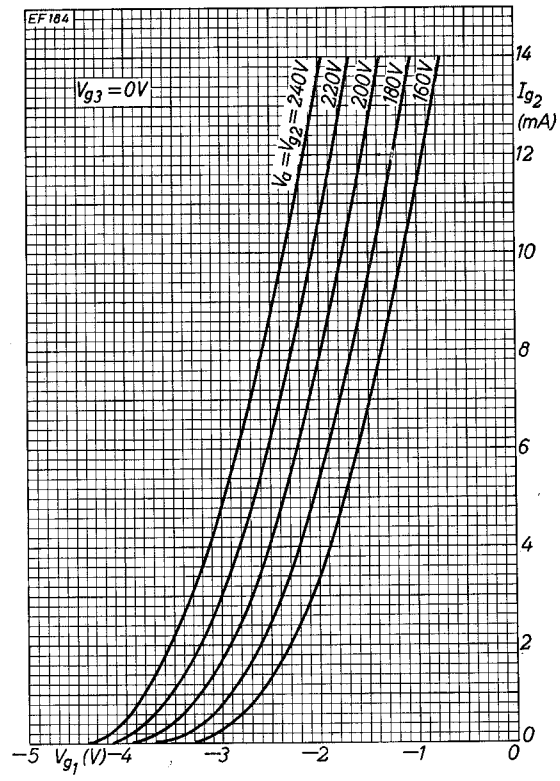
Tension de l'anode	V_a max = 250		V
Tension de la grille 2	V_{g2} max = 250		V
Tension de la grille 1 (valeur de crête)	$-V_{g1p}$ max = 50		V
Puissance dissipée sur l'anode	P_a max = 2,5		W
Puissance dissipée sur la grille 2	P_{g2} max = 0,9		W
Courant cathodique	I_k max = 25		mA
Résistance du circuit de la grille 1	R_{g1} max = 1		MΩ
Tension entre filament et cathode	V_{kf} max = 150		V
Résistance du circuit externe filament-cathode	R_{kf} max = 20		kΩ
Tension de la grille 1 (I_{g1} = 0,3 µA)	$-V_{g1}$ max = 1,3		V

DISPOSITION DES ÉLECTRODES ET ENCOMBREMENT



Embase : Miniature 9 broches (Noval) - Code 9 C 12.
Ce tube est muni d'une grille-cadre.


EF184
$V_{g3}=0V$
I_a (mA)
70
60
50
40
30
20
10
0
$V_a=V_{g2}=240V$
220V
200V
180V
160V
−5 V_{g1}(V) −4 −3 −2 −1 0


EF184
$V_{g3}=0V$
I_{g_2} (mA)
14
12
10
8
6
4
2
0
$V_a=V_{g2}=240V$
220V
200V
180V
160V
−5 V_{g_1}(V) −4 −3 −2 −1 0

EL 183

PENTODE DE PUISSANCE A TRÈS FORTE PENTE POUR ÉTAGE FINAL VIDÉO

CARACTÉRISTIQUES *

Chauffage.

Indirect (cathode isolée du filament) ..... $V_f = 12{,}6$ (1) 6,3 V (2), $I_f = 0{,}3$ 0,6 A

CONDITIONS D'UTILISATION EN AMPLIFICATRICE
(Classe A)

Tension d'alimentation	V_b	= 220	V
Tension de la grille 2	V_{g2}	= 220	V
Tension de l'anode	V_a	= 150	V
Puissance dissipée sur l'anode	P_a	⩽ 6	W
Courant anodique	I_a	= 40	mA
Courant de la grille 2	I_{g2}	= 8	mA
Tension de la grille 1	V_{g1}	= —2,1	V (3)
Pente	S	= 25	mA/V
Résistance interne	ρ	= 20	KΩ

CAPACITÉS (4)

Capacité de la grille 1	C_{g1}	= 13	pF
Capacité de l'anode	C_a	= 5,4	pF
Capacité anode-grille 1	C_{ag1}	= 0,08	pF

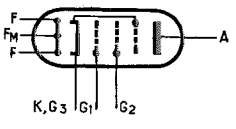
CONDITIONS D'UTILISATION EN AMPLIFICATRICE DE SORTIE VIDÉO

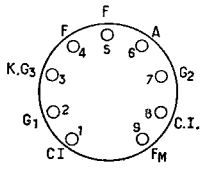
Tension d'alimentation	V_b	= 220	V
Tension de la grille 2	V_{g2}	= 220	V
Résistance de charge dans l'anode	R_a	= 1.800	Ω (5)
Résistance du circuit à la cathode	R_k	= 130	Ω (6)
Courant anodique (repos)	I_{ao}	= 21	mA

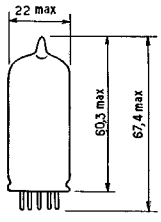
VALEURS A NE PAS DÉPASSER

Tension de l'anode	V_a max	= 250	V
Tension de la grille 2	V_{g2} max	= 250	V
Puissance dissipée sur l'anode	P_a max	= 6	W
Puissance dissipée sur la grille 2	P_{g2} max	= 2	W
Courant cathodique	I_k max	= 60	mA
Résistance du circuit de la grille 1	R_{g1} max	= 1	MΩ
Tension entre filament et cathode	V_{kf} max	= 200	V (7)

DISPOSITION DES ÉLECTRODES ET ENCOMBREMENT







Embase : miniature 9 broches (Noval) - 9 C 12.
Ampoule : A 22 - 4.
Ce tube est muni d'une grille-cadre.

(*) Caractéristiques provisoires.

(1) Les deux sections du filament en série.

(2) Les deux sections du filament en parallèle.

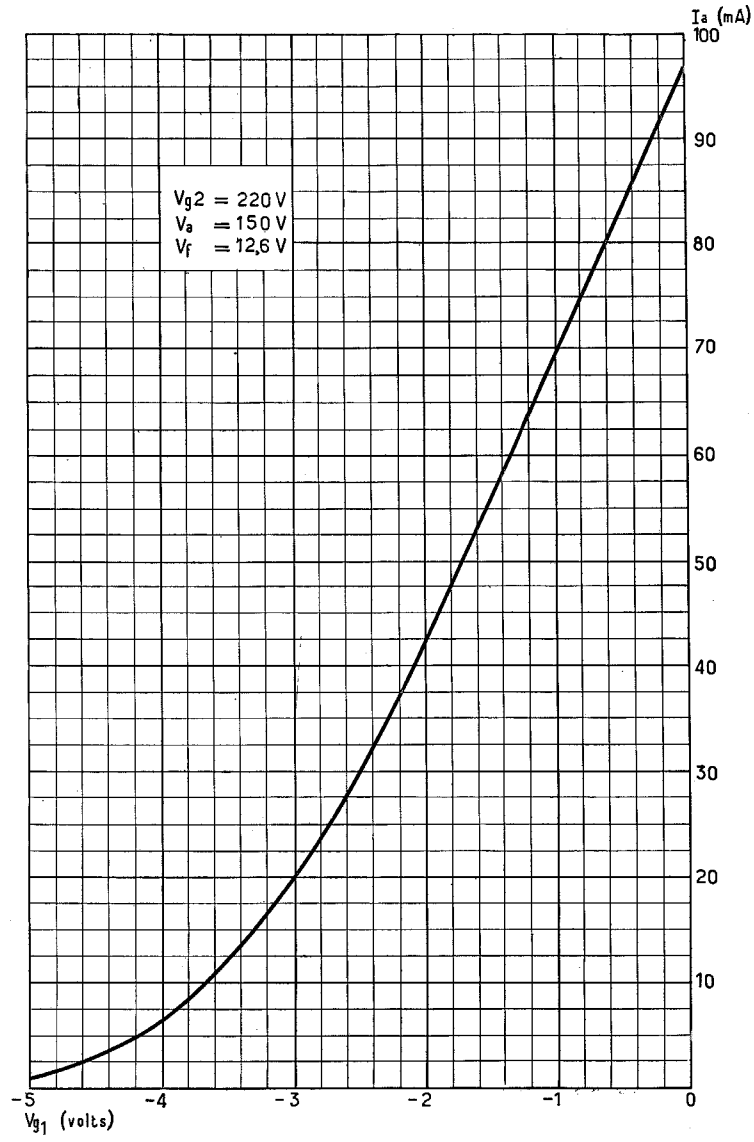
(3) Polarisation automatique exclusivement.

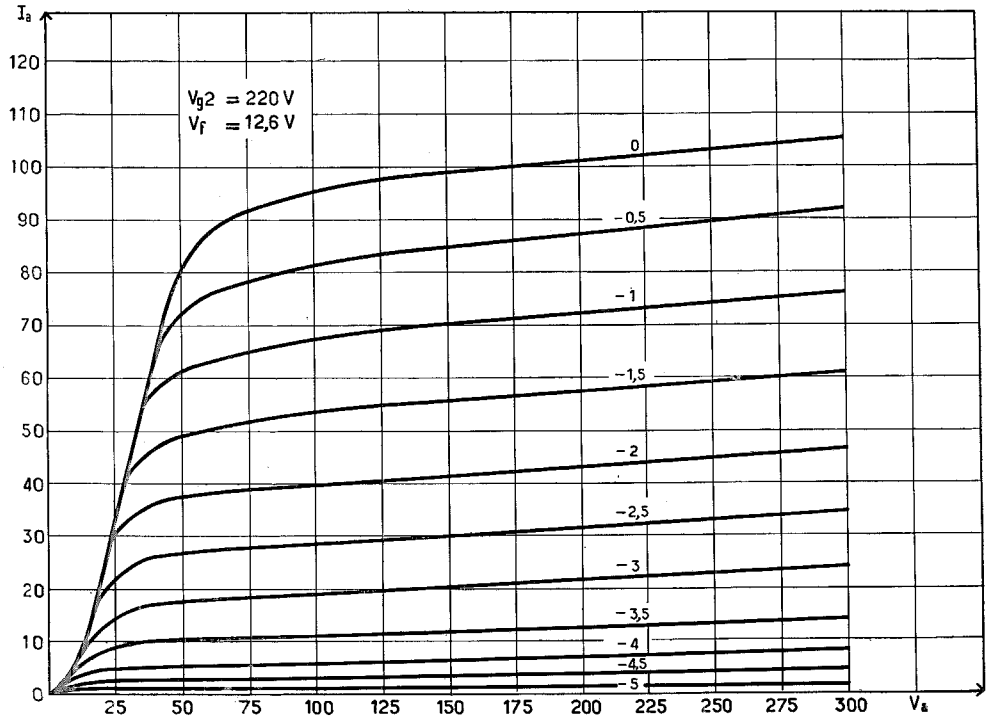
(4) Mesurées à froid, sans blindage extérieur.

(5) Pour $V_b = 220$ V, la résistance de charge anodique ne doit pas être inférieure à 1 800 Ω.

(6) En amplificateur vidéo, polarisation automatique recommandée.

(7) 50 V eff. crête et composante continue de 150 V.


Ia (mA)
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
Vg2 = 220 V
Va = 150 V
Vf = 12,6 V
-5
-4
-3
-2
-1
0
Vg1 (volts)


Ia
120
110
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
Vg2 = 220 V
Vf = 12,6 V
0
-0,5
-1
-1,5
-2
-2,5
-3
-3,5
-4
-4,5
-5
25
50
75
100
125
150
175
200
225
250
275
300
Va

ECF/PCF 86

TRIODE-PENTODE
CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCE ET OSCILLATEUR POUR TÉLÉVISION JUSQU'A 240 MHz

Ces tubes à grille-cadre spécialement étudiés pour la conversion de fréquence sont préférables au tube ECF 80 pour ce mode de fonctionnement. Le tube ECF 80 reste toujours à conseiller pour les autres applications multiples où il intervient, en dehors de la conversion de fréquence.

Les tubes ECF/PCF 86 ont un brochage particulièrement adapté aux nécessités de la conversion de fréquence et les cathodes des deux sections du tube sont reliées intérieurement afin d'obtenir une plus forte impédance d'entrée sur la section pentode. Cette section exige seulement une fraction de la tension d'oscillation appliquée antérieurement à la pentode du tube ECF/PCF 80, ce qui réduit considérablement la radiation externe de l'oscillateur.

CARACTÉRISTIQUES (*)

	ECF 86	PCF 86
Chauffage :	$V_f = 6{,}3$ V	$I_f = 300$ mA
	$I_f = 0{,}385$ A	$V_f \approx 8$ V
Alimentation du filament :	en parallèle	en série

CONDITIONS NOMINALES D'EMPLOI

Pentode.

Tension de l'anode	V_a	=	170	V
Tension de la grille 2	V_{g2}	=	150	V
Tension de la grille 1	V_{g1}	=	— 1,2	V
Courant anodique	I_a	=	10	mA
Courant de la grille 2	I_{g2}	=	3,3	mA
Coefficient d'amplification de la grille 2 par rapport à la grille 1	K_{g2g1}	=	70	
Résistance interne	ρ	>	350	k Ω
Pente	S	=	12	mA/V
Résistance équivalente de souffle	R_{eq}	=	1	k Ω
Résistance d'entrée (200 MHz)	R_e	=	3	k Ω

Triode.

Tension de l'anode	V_a	=	100	V
Tension de la grille	V_g	=	— 3,0	V
Courant anodique	I_a	=	14	mA
Coefficient d'amplification	K	=	17	
Pente	S	=	5,5	mA/V

CONDITIONS D'UTILISATION PRATIQUE

Pentode - Convertisseuse de fréquence.

Tension de l'anode	V_a	=	190	V
Tension d'alimentation de la grille 2	V_{bg2}	=	190	V
Résistance du circuit de la grille 2	R_{g2}	=	18	k Ω
Tension d'oscillation efficace	V_{osc}	=	2,3	V
Résistance du circuit de la grille 1	R_{g1}	=	100	k Ω
Courant anodique	I_a	=	8,5	mA
Courant de la grille 2	I_{g2}	=	2,7	mA
Pente de conversion	S_c	=	4,5	mA/V

Triode - Oscillatrice.

Tension d'alimentation de l'anode	V_b	=	190	V
Résistance dans le circuit de l'anode	R_a	=	8,2	k Ω
Résistance dans le circuit de la grille	R_g	=	10	k Ω
Tension d'oscillation efficace	V_{osc}	=	4,5	V
Courant anodique	I_a	=	12	mA
Pente efficace	S_{eff}	=	3,5	mA/V

(*) Caractéristiques provisoires.

CAPACITÉS

mesurées sans blindage externe

Pentode			Triode			Entre pentode et triode		
C_{g1}	= 6	pF	$C_{g/k+f}$	= 2,2	pF	C_{aPaT}	= 140	mpF
C_a	= 3,5	pF	$C_{a/k+f}$	= 1,1	pF	C_{aPgT}	≤ 30	mpF
C_{ag1}	= 12	mpF	C_{ag}	= 2,2	pF	C_{g1PgT}	≤ 10	mpF
C_{g1g2}	= 1,7	pF				C_{g1PaT}	≤ 10	mpF

VALEURS A NE PAS DÉPASSER

Pentode.

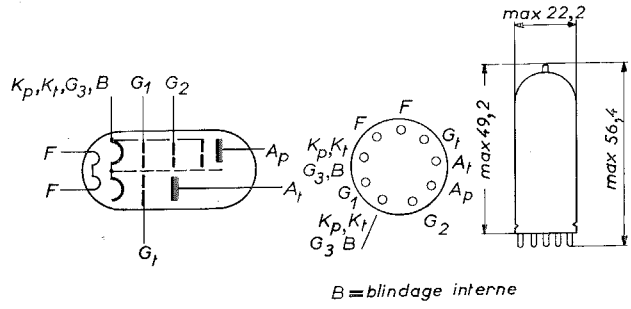
Tension de l'anode	V_a	max =	250	V
Tension d'alimentation de la grille 2	V_{bg2}	max =	300	V
Puissance dissipée sur l'anode	P_a	max =	2,0	V
Puissance dissipée sur la grille 2	P_{g2}	max =	0,5	W
Courant cathodique	I_k	max =	18	mA
Résistance du circuit de la grille 1	R_{g1}	max =	500	k Ω
Tension entre filament et cathode	V_{kf}	max =	100	V (1)

(1) Si l'on emploie la pentode pour la partie son (modulation d'amplitude), il faut maintenir $V_{kf} < 50$ V.

Triode.

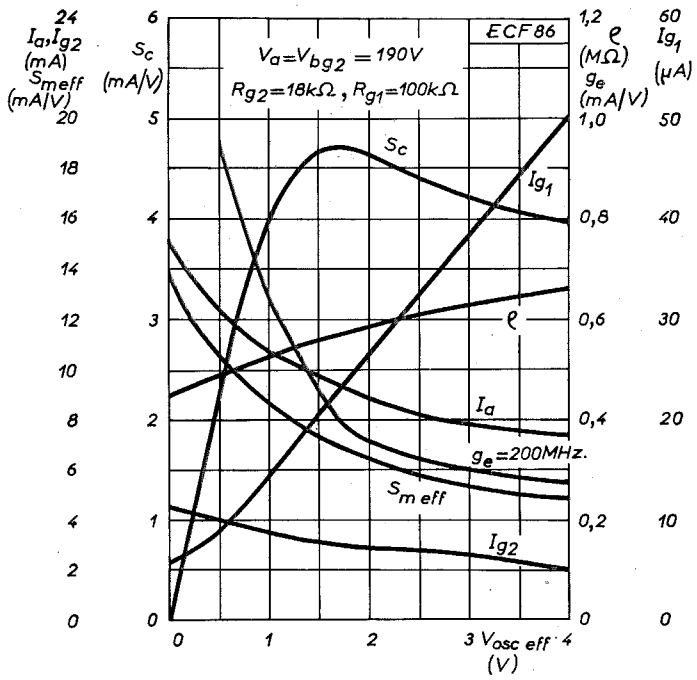
Tension d'alimentation de l'anode	V_{ba}	max =	250	V
Tension de l'anode	V_a	max =	125	V
Puissance dissipée sur l'anode	P_a	max =	1,5	W
Courant cathodique	I_k	max =	15	mA
Résistance du circuit de la grille	R_g	max =	500	k Ω

DISPOSITION DES ELECTRODES ET ENCOMBREMENT

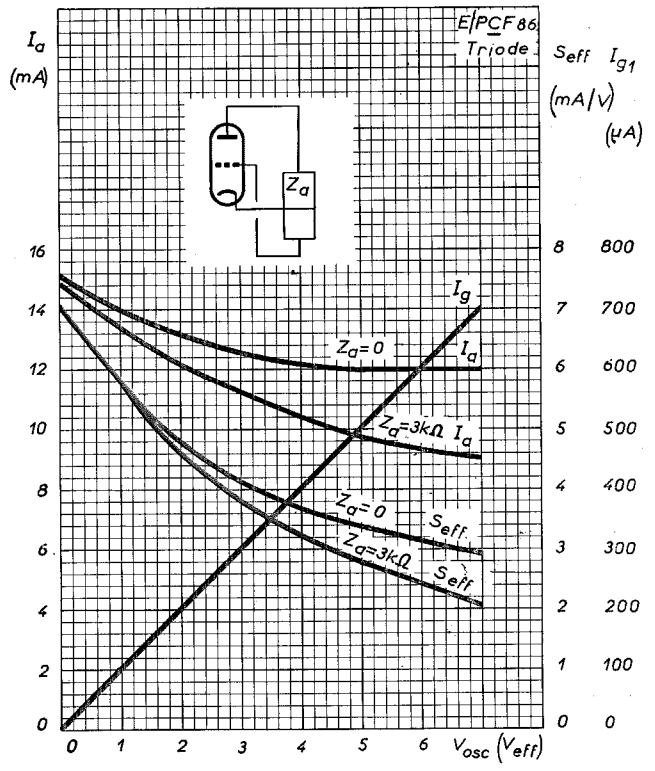


B = blindage interne

Embase : Miniature 9 broches (Noval) - Type 9 C 12.
Ampoule type A 22-2.
Ce tube est muni d'une grille-cadre.



E/PCF 86 - Caractéristiques de conversion.



E/PCF 86 - Pente effective d'oscillation de la triode.

Les informations et schémas contenus dans cette documentation sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets.
La reproduction est autorisée moyennant l'indication complète de la source : Bulletin "Informations Techniques" de La Radiotechnique.

LA RADIOTECHNIQUE — DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES ET SEMICONDUCTEURS
130, avenue Ledru-Rollin - PARIS XIe - Téléph. : VOLtaire 18-50 - Adr. Télégr. : TUBELEC - PARIS
USINES ET LABORATOIRES : SURESNES, CHARTRES, DREUX ET CAEN

R. C. Seine 55-B-2793. Imprimerie J. Mersch - Paris - 76.562 Réf. 244-2-61