

Informations TECHNIQUES

EF 89
PENTODE
AMPLIFICATRICE
HF & MF
A PENTE RÉGLABLE



BULLETIN ÉDITÉ PAR LE BUREAU DE DOCUMENTATION DE LA DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES
DE LA S. A. LA RADIOTECHNIQUE

FÉVRIER 1956

N° 12

EF 89

PENTODE AMPLIFICATRICE HF ET MF A PENTE RÉGLABLE

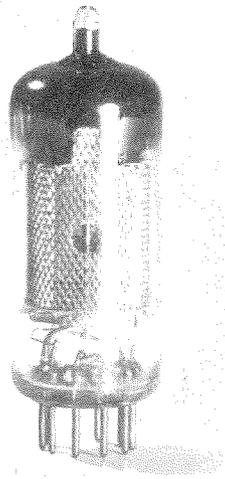
La pentode EF 89, à pente réglable, a été étudiée pour dépasser les amplifications précédemment obtenues sur des étages HF et MF non neutralisés. Grâce aux améliorations apportées, on observe aussi que le réglage des étages neutralisés peut devenir, ainsi, moins critique. L'amplification maximum d'un étage HF ou MF est étroitement conditionnée par le rapport $S_{C_{ag}}$ du tube utilisé. L'expérience a montré que les tubes EF 41 et UF 41, grâce à leur capacité anode-grille très réduite ($C_{ag} < 2$ mpF), répondaient déjà bien, en grande partie, à ces exigences fondamentales. Il convenait donc, pour le nouveau tube (EF 89) de rechercher plus particulièrement les moyens d'augmenter encore la pente S , pour une valeur comparable de la capacité anode-grille (C_{ag1}).

Le réglage normal du courant anodique du tube EF 89 à 9 mA, par une polarisation de la grille 1 de -2 V, correspond à une pente moyenne de 3,6 mA/V. Si l'on règle son courant anodique à 12 mA, on augmente encore la pente, qui est alors de 4,4 mA/V. Enfin, on peut bénéficier d'une pente encore plus élevée, de 5,2 mA/V, si l'on utilise une polarisation automatique par le courant de grille dans une résistance R_{g1} de valeur convenable, ce mode de polarisation étant employé seul. Les points de fonctionnement qui correspondent à ces deux derniers réglages du tube peuvent déjà provoquer une augmentation de l'amortissement d'en-

trée. Cet amortissement est en effet conditionné par l'allure de la courbe du courant de grille, autour des points de fonctionnement choisis. Pour certaines applications à grande largeur de bande des circuits, l'amortissement d'entrée peut être désirable. Mais si l'on veut l'éviter à tout prix, il convient alors de choisir une tension de polarisation de $-1,5$ V pour le réglage du point de fonctionnement initial du tube.

Si l'on utilise le tube EF 89 sur un étage MF, après un étage convertisseur de fréquence équipé d'un tube ECH 81, il convient d'éviter que les forts signaux d'entrée puissent surcharger l'étage MF, car il se produit dans ce cas des distorsions de modulation. En effet la caractéristique de réglage du tube MF doit être parcourue en harmonie avec celle du tube convertisseur de fréquence. D'après les conditions nominales d'emploi du tube EF 89, on peut voir qu'à une variation de la tension de la grille de -2 à $-16,5$ V, correspond une réduction de la pente dans un rapport de 1/10, tandis que la même variation de tension à la grille de l'heptode ECH 81 produit une réduction de la pente dans un rapport de 1/24. La courbe de transmodulation correspondante, reste, malgré cela, plus

favorable que celle du tube EF 41, employé dans un montage analogue. On peut donc régler, si l'on veut, la pente du tube EF 89 vers des valeurs plus faibles sans avoir à craindre pour cela la transmodulation.



Le tube EF 89 (grandeur naturelle).

Le nouveau tube est pourvu d'une grille G_3 avec sortie extérieure sur les broches du support. Le blindage intérieur très efficace est relié également à deux autres broches du support. Ces dispositions se révèlent très utiles dans les montages HF et MF à grande amplification, car grâce au blindage interne et à la mise à la terre de la grille 3, il ne se produit aucune réaction supplémentaire, aucun désamortissement. Dans le cas où l'on veut insérer un circuit dans la grille 3, la résistance du circuit compris entre la grille 3 et le châssis doit être faible (R_{G_3} max = 10 k Ω).

Les meilleures amplifications HF et MF obtenues par l'emploi du tube EF 89 sont faciles à constater, si l'on compare les résultats de mesures effectuées sur plusieurs tubes différents mais de pentes comparables. L'amélioration due à l'augmentation du rapport S/C_{ag} apparaît toujours très nettement.

AMPLIFICATION MAXIMUM DU TUBE EF 89 COMPARÉE A CELLE D'AUTRES PENTODES

Pour tirer parti des excellents coefficients de qualité Q des bobinages modernes HF et MF, il faut tenir compte de la réaction qui va se produire à travers la capacité anode-grille 1 et que les oscillogrammes montreront sous la forme d'une asymétrie des courbes de sélectivité. Dans le cas de certains tubes, cette réaction étant plus importante, il convient même de régler le tube à une si faible pente qu'il ne puisse plus auto-osciller.

La stabilité d'un étage amplificateur à circuits accordés en présence d'une réaction par la capacité totale C_{ag} est caractérisée, à la résonance, par le coefficient (de stabilité) P_0^2 .

$$P_0^2 = S \cdot Z_{a0} \cdot Z_{g0} \cdot \omega \cdot C_{ag} = S \cdot Z_0^2 \cdot \omega \cdot C_{ag}$$

On a supposé pour écrire cette formule que l'on se trouve dans le cas usuel d'un circuit de grille et d'un circuit d'anode accordés de filtre de bande présentant le même coefficient de qualité Q. On a représenté alors par Z_0 la résistance à la résonance de l'un de ces circuits accordés identiques.

Les conditions d'auto-oscillation limites, qu'il ne faut pas atteindre, sont alors :

P_0^2 max = 2 pour des étages d'amplification comportant un seul circuit accordé.

P_0^2 max = 0,8 pour des étages d'amplification travaillant sur des filtres de bande au couplage critique ($kQ = 1$), et si l'on désire une sécurité quatre fois plus grande contre l'auto-oscillation, on admettra donc, respectivement, pour P_0^2 les limites suivantes :

$P_0^2(4) = 0,5$ pour les étages amplificateurs équipés d'un seul circuit oscillant accordé.

$P_0^2(4) = 0,2$ pour les étages amplificateurs équipés de filtres de bande réglés au couplage critique.

Dans le cas d'étages comportant un seul circuit accordé, on trouve les résistances de résonance admissibles à l'aide des formules suivantes, en fonction de la fréquence d'accord des circuits et des caractéristiques des tubes.

$$Z_{0(4)} = \sqrt{\frac{P_0^2(4)}{S \cdot \omega \cdot C_{ag}}} = \frac{282}{\sqrt{f}} \sqrt{\frac{1}{S \cdot C_{ag}}}$$

l'amplification admissible étant, alors :

$$A_{(4)} = \sqrt{\frac{S \cdot P_0^2(4)}{\omega \cdot C_{ag}}} = \frac{282}{\sqrt{f}} \sqrt{\frac{S}{C_{ag}}}$$

UNITÉS

S en mA/V
 C_{ag} en mpF
 $Z_{0(4)}$ en k Ω
 f en MHz

Pour les étages d'amplification employant des filtres de bande réglés au couplage critique, on trouve, en tenant toujours compte d'un coefficient de sécurité de quatre fois, une impédance de transfert admissible et une amplification admissible, à la résonance, données par les formules suivantes :

$$Z_{tro(4)} = \frac{173}{\sqrt{f}} \sqrt{\frac{1}{S \cdot C_{ag}}}$$

$$A_{i,4} = \frac{173}{\sqrt{f}} \sqrt{\frac{S}{C_{ag}}}$$

UNITÉS

S en mA/V
 C_{ag} en mpF
 $Z_{tro(4)}$ en k Ω
 f en MHz

Pour des valeurs de kQ différant relativement peu de 1, et par exemple, pour kQ compris entre 0,8 et 1,2, il n'y a rien à modifier dans les résultats de ces calculs.

Les résultats tirés de ces formules et correspondant à l'utilisation de divers tubes, ont été réunis dans le tableau ci-dessous.

TABLEAU 1

	ECH 81	EF 41	EF 85	EF 89	EF 89	EF 93		
S	2,4	2,2	6	3,6 (2)	5,2	4,5 (1)	mA/V	
C_{ag}	6 + 2	2 + 2	7 + 2	2 + 2	2 + 2	3,5 + 3	mpF	
$\frac{S}{C_{ag}}$	0,3	0,55	0,66	0,9	1,3	0,69	$\frac{A}{pF \cdot V}$	
$\sqrt{\frac{S}{C_{ag}}}$	0,55	0,74	0,82	0,95	1,14	0,83		
$\frac{1}{\sqrt{S \cdot C_{ag}}}$	0,23	0,34	0,14	0,26	0,22	0,12		
Un seul circuit accordé sur 10,7 MHz	$Z_{0(4)}$	20	29	12	23	19	10,3	k Ω
	$A_{(4)}$	47	64	70	82	98	71	
Filtre de bande sur 10,7 MHz	$Z_{tro(4)}$	12,5	18,5	7,6	14	11,5	6,4	k Ω
	$A_{(4)}$	30	40	45	52	60	44	

(1) Pente à $V_{G_1} = -1V$.
 (2) Pente à $V_{G_1} = -2V$.

On a considéré le problème de l'amplification atteinte sur 10,7 MHz, avec le coefficient de sécurité de 4 contre l'auto-oscillation. On a tenu compte de la capacité grille-anode du support de tube de 2 mpF pour l'embase Noval et de 3 mpF avec l'embase miniature 7 broches. Pour le tube EF 89, on a examiné le cas du réglage du tube sans courant de grille et l'autre cas extrême dans lequel la polarisation est produite seulement par le courant de grille dans une résistance de grille de 10 M Ω .

La figure 1 représente les amplifications maxima des divers tubes représentés dans le tableau, en fonction de la fréquence. Deux familles de droites représentent, respectivement, les

Les courbes de sélectivité obtenues dans le cas d'un coefficient de sécurité de 4 fois ont déjà une asymétrie visible sur la bande des fréquences utiles. Si l'on recherche une meilleure symétrie ou une plus grande sécurité contre l'oscillation, il convient alors de neutraliser l'effet de réaction dû à la capacité C_{ag1} .

On va examiner maintenant de façon approfondie, dans le paragraphe suivant, deux montages pour la neutralisation. Comme cette amélioration ne présente pas, en général, un caractère de nécessité absolue, il sera bon d'étudier ces montages seulement en vue de corriger les résultats de mesures obtenus, au préalable, sur un montage non neutralisé. La neutralisation présente cependant de l'intérêt

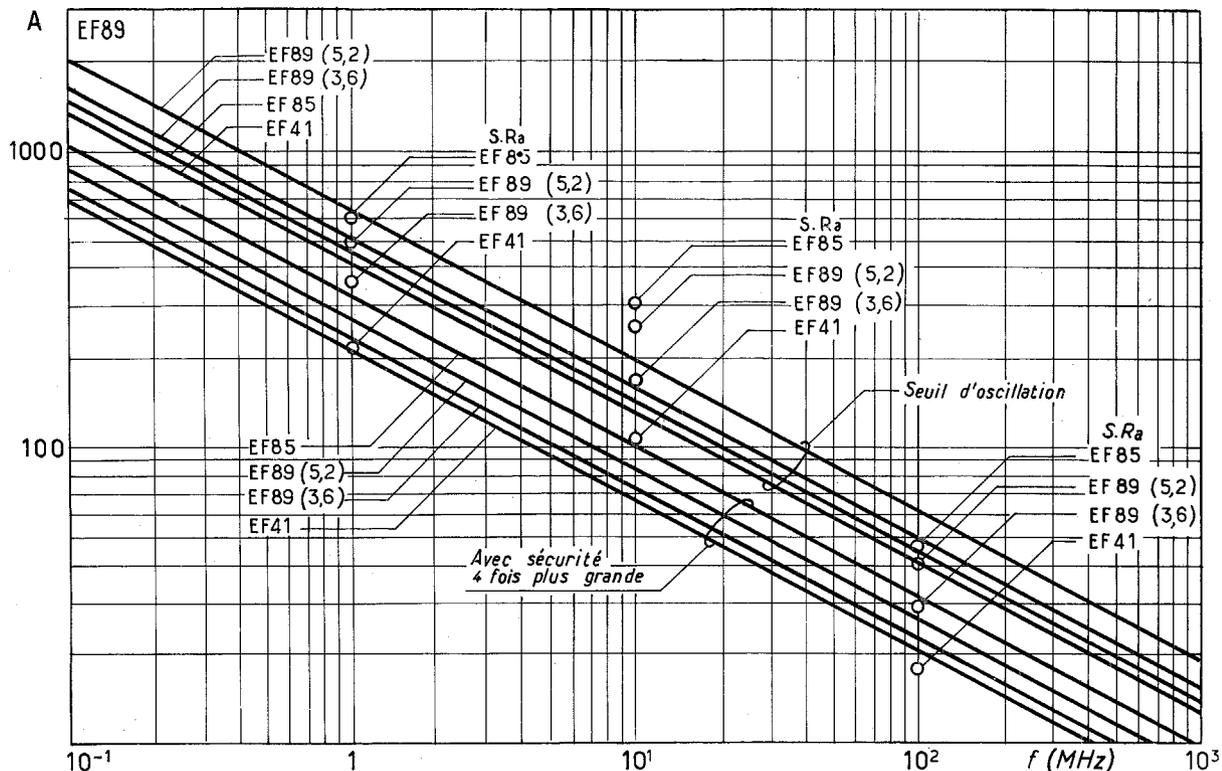


Fig. 1. — Amplification jusqu'au seuil d'auto-oscillation. Amplification avec un coefficient de sécurité de 4 fois contre l'auto-oscillation. Valeurs de $S.R_a$ pour diverses fréquences avec EF 41 (ou UF 41), EF 85 et EF 89 (avec $S = 5,2$ mA/V et $3,6$ mA/V).

valeurs obtenues pour un coefficient de sécurité de 4 fois et celles correspondant au seuil d'auto-oscillation.

On a fait figurer sous la forme de cercles, pour quelques fréquences choisies, les valeurs de $S.R_a$, calculées d'après les données courantes de simples circuits accordés, et que l'on peut effectivement obtenir avec un mode de construction à faibles pertes.

lorsque le tube EF 89 est employé, successivement, pour des amplifications sur des fréquences différentes (cas des récepteurs AM/FM par exemple).

Dans la phrase précédente et dans tout le texte de nos informations précédentes et suivantes, les abréviations AM et FM représentent, respectivement, la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence.

NEUTRALISATION DE C_{ag1}

Les figures 2 et 3 représentent deux dispositions différentes permettant d'obtenir la neutralisation de la capacité interne C_{ag1} . On remarquera l'utilisation de condensateurs de découplage, dont les capacités sont plus faibles que les valeurs usuelles et l'application à la grille 2 d'une tension MF en opposition avec la tension alternative d'anode. Cette tension MF assure une commande supplémentaire de la

grille 1 à travers la capacité entre électrodes C_{g1g2} . Le montage le plus simple est celui de la figure 2. A la figure 3, on voit que la tension ramenée à la grille provient d'une double division de tension sur le circuit accordé. Ce procédé donnant de plus faibles capacités de montage, l'influence de la self-induction des connexions de condensateurs (en série dans le circuit accordé) est, de ce fait, beaucoup moins

importante que dans le montage de la figure 2. Le fonctionnement du montage de la figure 3 est théoriquement et pratiquement indépendant de la fréquence et s'il est réglé sur la réception FM, il assure encore une neutralisation correcte lorsqu'on commute sur AM.

Dans le montage simple de la figure 2, l'inductance en série du condensateur C_{g2} joue un rôle très important dans la mise à l'équilibre du pont électrique, si bien que lorsqu'on

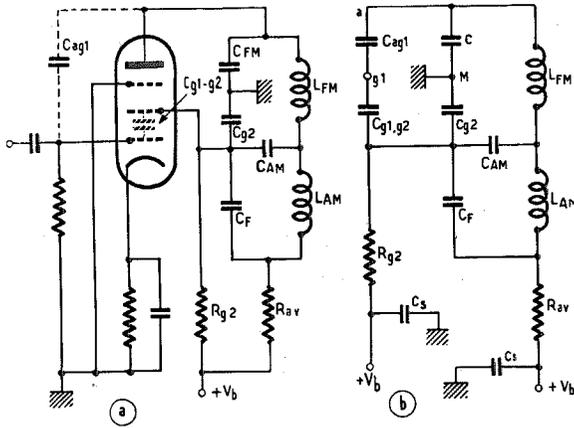


Fig. 2. — Montage simple pour la neutralisation facultative à 10,7 MHz et 455 kHz.
a) Schéma de principe; b) circuit équivalent;

l'a réalisé sur la réception FM, il existe une erreur de neutralisation en commutant sur AM. Le pont de neutralisation est formé par les capacités C_{ag1} , C_{g1g2} , C et C_{g2} (voir à la figure 2 b, le réseau équivalent). Dans ce réseau équivalent, C est la capacité entre anode et masse pour la réception FM,

L'impédance de transfert du filtre d'anode et l'amplification, se trouvent diminuées dans le rapport du diviseur de tension capacitif ainsi constitué sur le circuit d'anode. Le rapport de prise t_{FM} peut être représenté par, le produit $t_{1FM} \times t_{2FM}$. Le premier facteur t_{1FM} est voisin de 1, en pratique.

$$t_{1FM} = \frac{C_{g2}}{(C_{g2} + C)} = \frac{C_{g1g2}}{(C_{g1g2} + C_{ag1})}$$

(Équilibre du pont). C_{g2} , dans cette formule, est la valeur tirée du fonctionnement réel du montage et doit donc inclure les effets de self-induction des connexions.

$$t_{2FM} \approx \frac{C_{AM}}{C_{AM} + C}, \quad \text{car } C_{g2} \gg C$$

On a donc : $t_{FM} = t_{1FM} \times t_{2FM} \approx t_{2FM}$.

On peut représenter entièrement t_{1FM} par des données relatives au tube et donc, en quelque sorte, le fixer par avance.

Pour ce qui est de t_{2FM} , la condition $C_{AM} \gg C$ doit être remplie pour avoir le minimum de perte d'amplification.

En réception AM, on obtient d'ailleurs des relations analogues. Le rapport de prise est, dans ce cas :

$$t_{AM} = t_{1AM} \times t_{2AM}$$

Si l'on néglige l'influence de L_{FM} dans le réseau équivalent de la figure 2 b, on peut écrire :

$$t_{1AM} = t_{1FM} = \frac{C_{g1g2}}{C_{g1g2} + C_{ag1}} \approx 1$$

$$t_{2AM} = \frac{C_F}{C_F + C_{AM} + C}, \quad \text{car } C_{g2} \gg C$$

Pour avoir une très faible perte d'amplification en réception AM, il faut que l'on ait : $C_F \gg C_{AM}$.

Dans le montage avec double division de tension de la figure 3, on voit que le pont de neutralisation existe encore,

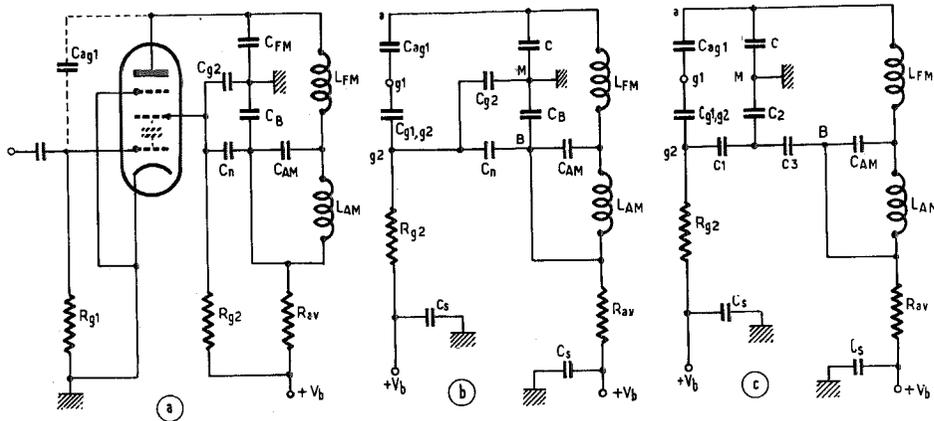


Fig. 3. — Montage à double diviseur de tension pour la neutralisation facultative.
a) Schéma de principe; b) circuit équivalent.
c) circuit équivalent après une transformation étoile-triangle sur les capacités entre B et M.

c'est-à-dire la capacité du tube et du support, la capacité avec la terre de la bobine FM, celle des connexions et la capacité du condensateur C_{FM} du montage.

Pour équilibrer le pont, la capacité de la grille 2, C_{K2} , doit valoir :

$$C_{K2} = C \left(\frac{C_{g1g2}}{C_{ag1}} \right)$$

le réseau en triangle C_{g2} , C_n , C_B de la figure 3 b étant remplacé par le réseau en étoile C_1 , C_2 , C_3 de la figure 3 c. On a pour ce pont, à l'équilibre :

$$C_2 = C \left(\frac{C_{K2}}{C_{ag1}} \right) \text{ et l'on a admis que :}$$

$$C_1 = C_{g2} + C_n + \frac{C_{K2} \cdot C_n}{C_B}$$

est toujours grand par rapport à C_{g1k2} . Par conséquent, la valeur de C_{g2} choisie n'est pas critique en ce qui concerne la mise en équilibre du pont. La valeur de C_n détermine la neutralisation. On la calcule d'après les formules de transformation étoile-triangle :

$$C_n = \frac{C_{k2} \times C_{l1}}{C_2 - C_{g2} - C_{l1}}$$

On peut choisir à volonté les capacités de C_{g2} et de C_{l1} . On adopte donc des valeurs inférieures à 1 000 pF, pour diminuer l'influence des self-inductions en série des connexions, dont on a déjà parlé. C_2 étant déterminé par la condition d'équilibre du pont, C_n a donc alors une valeur bien déterminée.

Le rapport de la prise t , dans le cas présent, est maintenant représentable par un produit de trois facteurs.

On a, en examinant la figure 3 C :

$$t_{1FM} = \frac{C_2}{C + C_2} = \frac{C_{g1k2}}{C_{g1k2} + C_{ak1}} \approx 1$$

Comme dans le montage simple précédent, ce facteur est aussi formé de résultats de mesures faites sur le tube.

Le second facteur peut s'écrire, avec l'hypothèse vérifiée en pratique, $C_2 \gg C$

$$t_{2FM} = \frac{C_3}{C_3 + C} = \frac{1}{1 + \frac{C}{C_3}} = \frac{1}{1 + \frac{C}{C_B + 2C_n}}$$

La dernière formule résulte de l'application de la relation

$$C_3 = C_B + C_n + \frac{C_B \cdot C_n}{C_{g2}}, \text{ avec } C_B \approx C_{g2}$$

Lorsque $C_B \gg C$, le facteur t_{2FM} est aussi relativement grand, et l'on ne doit pas choisir pour C_B une trop faible valeur.

Pour le troisième facteur, on a :

$$t_{3FM} = \frac{C_{AM}}{C_{AM} + C}$$

Pour ne pas avoir une perte d'amplification importante C_{AM} doit répondre à la condition $C_{AM} \gg C$.

Le rapport de prise total est donc :

$$t_{FM} \approx t_{2FM} \times t_{3FM}$$

Pour la réception AM, on a deux facteurs déterminant t_{AM} :

$$t_{1AM} = t_{1FM} = \frac{C_{g1k2}}{C_{g1k2} + C_{ak1}} \approx 1$$

$$t_{2AM} = t_{2FM} = \frac{1}{1 + \frac{C}{C_B + 2C_n}}$$

Donc : $t_{AM} \approx t_{2AM}$.

En dehors de la perte d'amplification due à la prise HF sur le circuit d'anode, le montage de neutralisation exerce d'autres influences sur l'amplification, les résistances R_{an} et R_{g2} n'étant pas complètement découplées.

Le tableau 2 (voir page 14) réunit les éléments de calcul pour les montages de neutralisation. On a consigné aussi, dans ce tableau les résultats du montage neutrodyne simplifié (fig. 2), afin que l'on puisse établir des comparaisons utiles. On applique la tension de neutralisation à la grille 3 sur une résistance inférieure à 10 k Ω . Le montage de la figure 2 paraît intéressant dans ces conditions, car, C_{g3g1} étant très faible, on obtient ainsi une meilleure symétrie du pont de neutralisation. Toutefois, dans la pratique, il donne, comme le tableau le laisse pressentir, de moins bons résultats que le montage de la figure 3. Dans les calculs (et dans le tableau) on a admis que les erreurs de phase peuvent être négligées. Or, dans la pratique, elles interviennent, surtout si l'on neutralise par G_2 .

Dans le tableau 2, on a tenu compte des valeurs suivantes de capacités :

Neutralisation « A » sur G_2 (fig. 2).

$C_{ak1} = 6$ mpF (avec support et câblage), $C_{g1k2} = 1,9$ pF.
 $C = 20$ pF, $C_{k3} = 6\ 300$ pF (grandes dispersions des résultats dues aux inductances en série).
 $C_{AM} = 120$ pF, $C_F = 47\ 000$ pF.

Neutralisation « B » sur G_3 (fig. 2).

$C_{g1k3} = 40$ mpF $C_{k3} = 220$ pF
 le reste comme pour la neutralisation « A ».

Neutralisation « C » sur G_2 , avec double division de tension (fig. 3).

$C_B = 500$ pF $C_{k2} = 500$ pF $C_n = 47$ pF

CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES (1)

CHAUFFAGE

Indirect, alimentation en parallèle } $V_f = 6,3$ V
 } $I_f = 0,2$ A

CONDITIONS NOMINALES D'EMPLOI

Tension de l'anode	$V_a =$	250	250	170	V
Tension de la grille 2	$V_{k2} =$	100	85	100	V
Tension de la grille 3	$V_{k3} =$	0	0	0	V
Tension de la grille 1	$V_{k1} =$	-2	-1 (2)	-1 (2)	V
Courant anodique	$I_a =$	9	9	12	mA
Courant de la grille 2	$I_{g2} =$	3	3,2	4,4	mA
Résistance interne	$\rho =$	0,9	0,75	0,4	M Ω
Pente	$S =$	3,6	4,0	4,4	mA/V

CAPACITÉS *

Capacité de la grille 1	$C_k =$	5,5	pF
Capacité de l'anode	$C_a =$	5,1	pF
Capacité anode-grille	$C_{ak1} <$	0,002	pF

(1) Provisoires.

(2) Il peut se produire un courant de grille. S'il n'est pas admissible, porter V_{k1} à -1,5 V.

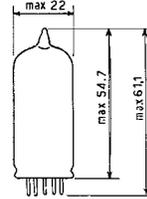
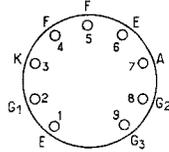
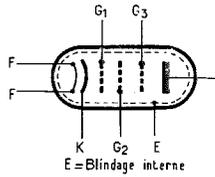
(*) Mesurées selon la méthode R.M.A. (à froid).

CONDITIONS D'EMPLOI COMME AMPLIFICATRICE HF ET MF

Tension de l'anode	$V_a =$	250	200	V	
Résistance du circuit de la grille 2	$R_{g2} =$	51	24	k Ω	
Tension de la grille 3	$V_{g3} =$	0	0	V	
Résistance de cathode	$R_k =$	160	130	Ω	
Tension de réglage de la grille 1	$V_{g1} =$	-1,95	-20	-1,95 - 20	V
Courant anodique	$I_a =$	9	11,1	mA	
Courant de la grille 2	$I_{g2} =$	3	3,8	mA	
Pente	$S =$	3,5	0,24	3,85 0,16	mA/V
Résistance interne	$\rho =$	0,9	0,55	M Ω	

VALEURS A NE PAS DÉPASSER

Tension de l'anode	$V_a \text{ max} =$	300	V	Courant cathodique	$I_k \text{ max} =$	16,5	mA
Tension de la grille 2	$V_{g2} \text{ max} =$	300	V	Résistance du circuit de la grille 1	$R_{g1} \text{ max} =$	3	M Ω (1)
Puissance dissipée sur l'anode ...	$P_a \text{ max} =$	2,25	W	Résistance entre filament et cathode	$R_{kf} \text{ max} =$	20	k Ω
Puissance dissipée sur la grille 2 .	$P_{g2} \text{ max} =$	0,45	W	Tension entre filament et cathode	$V_{kf} \text{ max} =$	100	V



Disposition des électrodes et encombrement.
Embase miniature 9 broches (Noval).

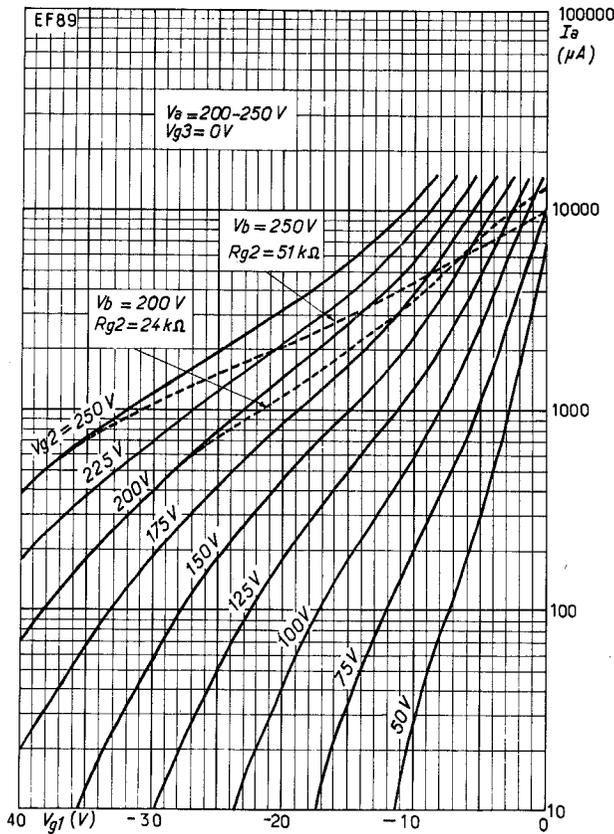


Fig. 4. — Courbes de réglage du tube EF 89 : courant anodique la en fonction de la tension de commande V_{g1} , pour diverses tensions de la grille 2. Tension d'anode de 200 à 250 V.

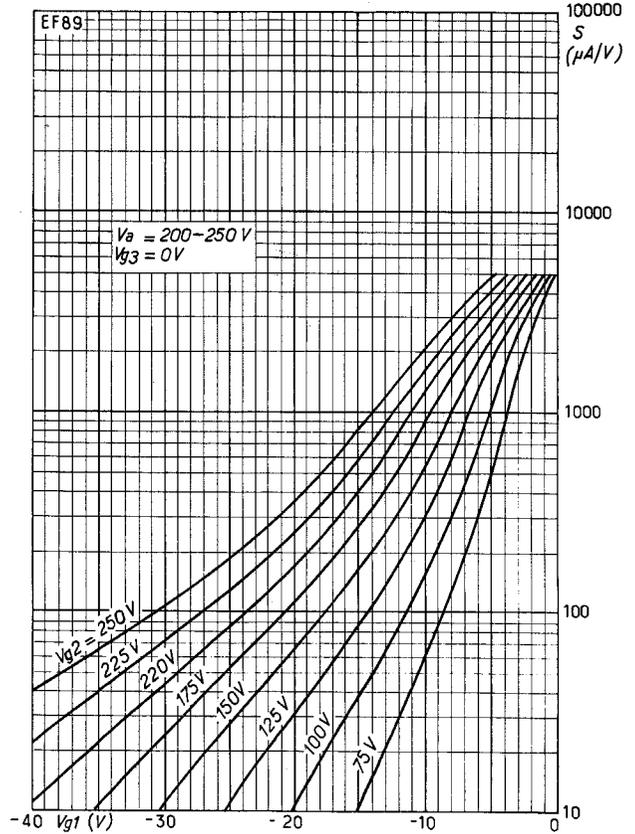


Fig. 5. — Courbes de réglage du tube EF 89 : pente en fonction de la tension de commande V_{g1} , pour diverses tensions de la grille 2. Tension d'anode de 200 à 250 V.

(1) $R_{g1} \text{ max} = 22 M\Omega$ avec polarisation par R_{g1} , seulement.

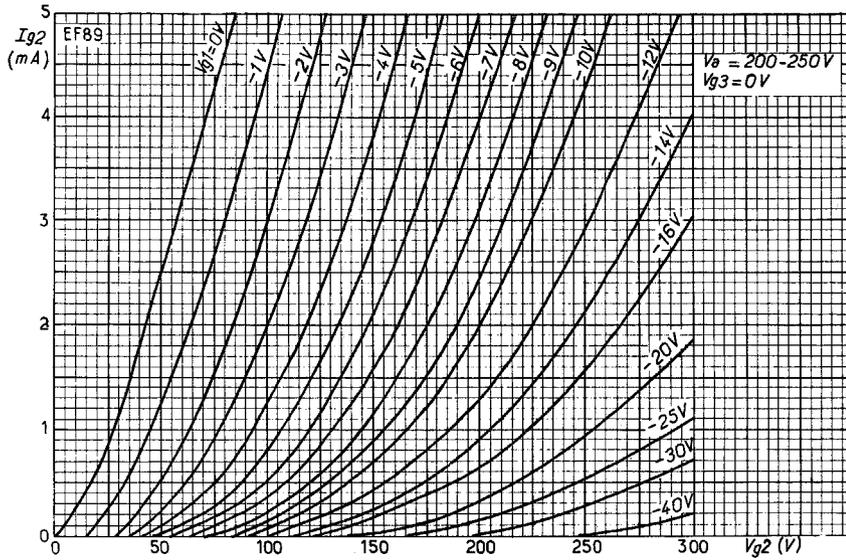


Fig. 6. — Courant de la grille 2 en fonction de la tension de la grille 2 pour diverses tensions de commande à la grille 1. Tension d'anode de 200 à 250 V.

AMPLIFICATION MF ET FI

1. Amplification MF et FI par plusieurs étages.

La figure 7 représente un étage d'amplification MF-FI dans un récepteur AM/FM. Le premier tube chargé par les filtres de bandes est la section heptode d'un tube ECH 81.

Si l'on examine la possibilité d'utiliser à la suite deux étages d'amplification MF/FI équipés de tubes EF 89, la réserve

destinée à restreindre la variation de la capacité d'entrée du tube provoquée par la tension de réglage (C.A.A.).

On doit aussi remarquer que la réaction à travers la capacité C_{aIIaT} de l'heptode ECH 81 produit un désamorçage du premier filtre de bande dans l'hypothèse possible de l'utilisation de la triode de l'ECH 81 comme tube mélangeur auto-oscillateur. Pour que l'amplification obtenue

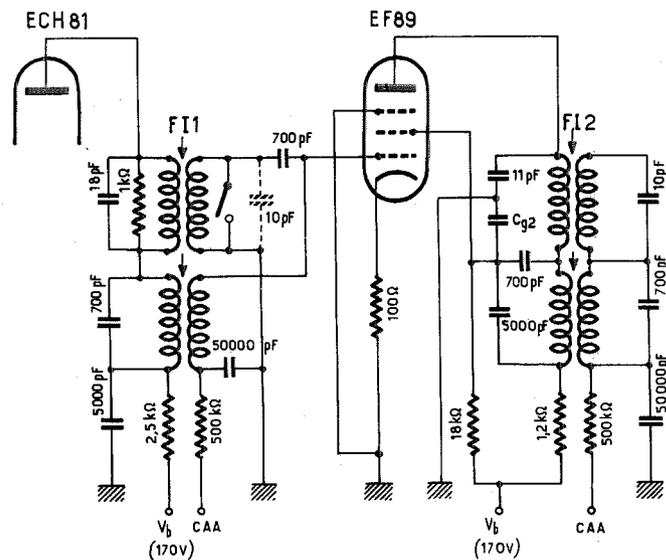


Fig. 7. — Etage FI (10,7 MHz et 455 kHz) équipé d'un tube EF 89.

d'amplification est si grande qu'en pratique on n'utilisera jamais entièrement les possibilités d'amplification de chaque étage considéré séparément. Mais il faut toutefois tenir compte de la perte d'amplification si l'on utilise, comme l'indique la figure 7, une résistance de cathode non découplée par un condensateur. Cette mesure est, on le sait,

nue sur la position AM ne soit pas trop élevée, on a utilisé à l'accord du filtre de bande AM, un condensateur de forte capacité : 700 pF.

Les primaires des filtres de bande sont disposés en série, pour l'attaque du circuit de la grille 1 du tube EF 89, tandis que les secondaires de ces transformateurs sont disposés

en parallèle, afin de se réserver la possibilité de court-circuiter le bobinage FM par un contacteur relié à la terre. Le condensateur d'accord secondaire AM (700 pF) est utilisé sur la position FM comme condensateur de couplage de grille. La bobine AM se trouve alors en dérivation sur le circuit accordé FM et vient ainsi lui apporter un amortissement supplémentaire. La résistance de 1 kΩ, en shunt sur le primaire FM, est destinée à éviter l'influence de la réaction à travers C_{an1} sur l'étage précédent. A l'anode du tube EF 89, on trouve de nouveau les primaires des filtres de bande reliés en série. Le condensateur C_{s2} sert à neutraliser l'effet de C_{an1}, comme on l'a décrit dans le chapitre relatif à la neutralisation.

L'adjonction de ce condensateur est équivalente à l'utilisation d'une prise intermédiaire sur le filtre de bande et abaisse très peu l'amplification obtenue sur FM.

Le choix d'impédances relativement faibles pour les circuits accordés de l'étage amplificateur MF ne modifie en

rien les résultats fondamentaux donnés au sujet de la neutralisation de C_{an1} ou de la compensation de la variation de la capacité d'entrée du tube.

Les données d'utilisation (avant application de la tension de C.A.A.) des tubes ECH 81 EF 89, dans le montage de la figure 7, sont indiquées ci-dessous :

Haute tension	V _b = 170	V
Résistance d'anode non découplée	R _{av} = 1,2	kΩ
Résistance dans le circuit de la grille 2 ..	R _{g2} = 18	kΩ
Résistance de cathode	R _k = 100	Ω
Tension de réglage (C.A.A.)	V _R = -0,6	V
(Tension de la diode de C.A.A. en l'absence de signaux).		
Tension de la grille 1	V _{g1} = -2	V env.
Courant anodique	I _a = 10,5	mA
Courant de la grille 2	I _{g2} = 3,4	mA
Résistance interne	ρ = 0,5	MΩ
Pente	S = 3,6	mA/V

Données du filtre de bande Tr 1

	PRIMAIRE	SECONDAIRE
Self-induction	7,7	6,7 μH
Bobinages : 40 tours par enroulement en fil de cuivre 2 couches soie 0,25 mm sur mandrin de Ø 7 mm avec noyau de fer.		
Capacité d'accord (totale)	28,6	33,5 pF
comprenant :		
Capacité du condensateur fixe	18 pF	
Capacité des connexions blindées		10 pF
Capacités tube + câblage	10,6 pF	23,3 pF
Qualité du circuit accordé sans amortissement auxiliaire	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta_f^*} = \frac{10,7}{0,111} = 96$	$\frac{10,7}{0,104} = 103$
Qualité du circuit monté abaissée, par l'amortissement dû à la bobine AM	$Q_s = \frac{f_0}{\Delta_f} = \frac{10,7}{5,75} = 1,86$	$\frac{10,7}{0,25} = 43$
Qualité du circuit monté avec amortissement supplémentaire ..		
Amortissement d'entrée du tube pour V _R = -0,6 V		240 kΩ
Amortissement supplémentaire	1 kΩ	
Impédance du circuit Z	0,97 kΩ	19,1 kΩ
Coefficient de couplage	$kQ = k \sqrt{Q_p Q_s}$	0,7
Impédance de transfert	Z _{tr} =	2kΩ

Données du filtre de bande Tr 2

	PRIMAIRE	SECONDAIRE
Self-induction	10	7,9 μH
Bobinages : 48 tours par enroulement, fil de cuivre 2 couches soie 0,2 mm sur mandrin de Ø 7 mm avec noyau de fer.		
Capacité d'accord (totale)	22	28,5 pF
comprenant :		
Capacité du condensateur fixe	11	10 pF
Capacité de la connexion blindée de grille		6 pF
Capacités tube + câblage	11	12,5 pF
Qualité du circuit accordé sans amortissement auxiliaire	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta_f^*} = \frac{10,7}{0,097} = 110$	$\frac{10,7}{0,106} = 101$
Qualité du circuit monté	$Q = \frac{f_0}{\Delta_f} = \frac{10,7}{0,12} = 89$	$\frac{10,7}{0,126} = 85$
Résistance interne du tube dans le montage à 10,7 MHz	ρ =	300 kΩ
Impédance du circuit (monté sur le tube)	Z =	57 kΩ
Coefficient de couplage	$kQ = k \sqrt{Q_p Q_s}$	1,17
Impédance de transfert	Z _{tr} =	23,9 kΩ

L'utilisation de supports en bakélite pour les bobines produit un amortissement supplémentaire de 700 kΩ, dont on n'a pas tenu compte dans les tableaux.

En calculant l'amplification de l'étage, on ne peut négliger les diverses contre-réactions :

- contre-réaction de courant sur R_k ,
- contre-réaction due aux erreurs de mise en phase du pont dans la neutralisation de C_{n+1} (sujet traité dans le chapitre : neutralisation).

On peut éliminer la cause (b) dans les mesures en appliquant, à la grille, le signal d'un générateur à faible résistance interne. Dans ces conditions, l'amplification mesurée entre ce point et la grille du tube suivant est $A = 60$.

Par le calcul :

$$A = \frac{S \cdot Z_{Tr}}{1 + S_k \cdot R_k}$$

avec $S = 3,6 \text{ mA/V}$, $S_k = 4 \text{ mA/V}$ et $R = 100 \Omega$ on obtient :

$$A = \frac{3,6 \times 23,9}{1 + (4 \times 0,1)} = 61$$

Pour une impédance à la résonance de 19 kΩ (Z_s du filtre Tr 1), l'influence mesurée de la cause (b) sur l'amplification A est une réduction de l'amplification (mesurée) de 12 %.

Ce résultat ne varie pas de façon appréciable, si l'on utilise un filtre de bande présentant une impédance de sortie Z_s plus faible. En pratique, la perte d'amplification est donc de 10 % environ et l'amplification calculée devient donc :

$$A = 0,9 \times 61 = 55$$

2. Variation de la capacité d'entrée sous l'action de la C.A.A.

La commande automatique d'amplification fait varier la tension de la grille de commande du tube EF 89. Il en résulte toujours une modification de la charge d'espace entre la grille et la cathode, laquelle produit une variation de la capacité d'entrée dynamique du tube. Le désaccord du circuit accordé dû à cette cause, est compensé par l'utilisation d'une résistance de cathode non découplée. Une compensation complète peut être obtenue pour les deux valeurs extrêmes V_g' et V_g'' d'une gamme de tensions de polarisation. On peut déterminer, d'après cela, la valeur de la résistance R_k , nécessaire pour la compensation.

La disposition de principe de la figure 8 permet d'écrire :

$$I_g = j\omega C_e \cdot V_g$$

$$\text{où : } V_g = V_0 - V_k = V_0 - I_k \cdot R_k - I_g' \cdot R_k$$

$$= V_0 - S_k \cdot \frac{I_g}{j\omega C_e} \cdot R_k - I_g' \cdot R_k$$

D'où pour I_g : $I_g = j\omega C_e V_0 - S_k \cdot I_g \cdot R_k - I_g' \cdot R_k \cdot j\omega C_e$

$$I_g = \frac{j\omega \cdot C_e \cdot V_0}{1 + S_k \cdot R_k + R_k \cdot j\omega C_e}$$

$$I_g \approx \frac{j\omega \cdot C_e \cdot V_0}{1 + S_k \cdot R_k}$$

car le terme $R_k \cdot j\omega C_e$ est négligeable devant $1 + S_k \cdot R_k$. La valeur des tensions extrêmes de réglage étant V_g' et V_g'' , les courants de grille correspondants doivent rester égaux, lorsque la variation de C' est compensée :

$$I_g' = I_g'' = \frac{j\omega C_e' \cdot V_0}{1 + S_k' \cdot R_k} = \frac{j\omega C_e'' \cdot V_0}{1 + S_k'' \cdot R_k}$$

D'où la relation donnant R_k :

$$R_k = \frac{C_e' - C_e''}{S_k' \cdot C_e'' - S_k'' \cdot C_e'}$$

Dans cette relation interviennent, en fait, le courant cathodique I_k et la pente de cathode S_k , car le courant de la grille 2 traverse aussi la résistance de cathode. On règle l'amplificateur de telle sorte que V_g' corresponde à la polarisation en l'absence de la tension de C.A.A.

On a négligé dans la formule de I_g le dernier terme $j\omega C_e \cdot R_k$ qui donne une composante active, c'est-à-dire, un amortissement du circuit n'intervenant pas dans les variations de l'accord.

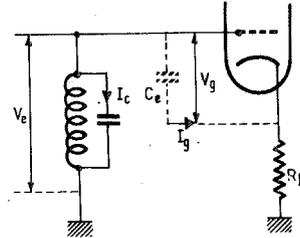


Fig. 8. — Schéma de principe du circuit d'entrée.

On va donner un exemple de l'influence de la variation de la capacité d'entrée sur l'accord d'un circuit de grille. Ce circuit est accordé par $C = 35 \text{ pF}$ et l'on évalue la variation en fonction de la tension continue V_g' appliquée à la grille.

La mesure a été pratiquée avec charge d'anode court-circuitée, afin d'éviter l'influence de la réaction. De plus, on a augmenté R_{k2} de 25 kΩ environ, par rapport à sa valeur normale, afin que le tube ne soit pas surchargé pour les petites tensions de grille.

Le point de départ des courbes (fig. 9) correspond à la tension V_g' citée dans le calcul précédent et se trouve, par conséquent, sur les droites $\Delta f = 0$.

V_g'' est la polarisation qui s'établit par le courant cathodique dans R_k et par le courant de repos (sans signal) de la diode de C.A.A.

Pour tracer ces courbes, on observe la courbe de résonance avec un signal marqueur de fréquence sur l'écran d'un oscillographe. Grâce à cette méthode, on trouve très rapidement le point où l'écart est maximum.

On voit, sur la figure 9, que le second point de neutralisation complète, se trouve à $V_g'' = -9 \text{ V}$ ($R_k = 130 \Omega$).

En se servant de la formule donnant la valeur de R_k , il faut évaluer le second point. On pose d'abord :

$$S_k'' = 0,1 \times S_k'$$

On tire alors des courbes caractéristiques la valeur de V_g'' , et l'on mesure C_e'' .

Cela donne, dans le cas présent :

$$V_g' = -1,8 \text{ V} \quad V_g'' = -9 \text{ V}$$

$$S_k' \approx 4 \text{ mA/V} \quad S_k'' \approx 0,4 \text{ mA/V}$$

$$C_e' = 5,3 \text{ pF} \quad C_e'' = 3,7 \text{ pF}$$

$$R_k = \frac{5,3 - 3,7}{(4 \times 3,7) - (0,4 \times 5,3)} = 126 \Omega$$

On trace, par interpolation, une seule courbe représentant la variation de la capacité d'entrée, sans tenir compte de sa direction (fig. 10). On peut alors calculer, pour les variations de capacité admises, la valeur nécessaire de R_k pour la compensation et ainsi trouver un juste milieu entre la perte d'amplification et le désaccord.

Toutes ces mesures ont été pratiquées avec tension alternative d'anode nulle, afin d'éviter l'influence de la réaction correspondante provoquée par les transmissions dans C_{n+1} et C_{nk} .

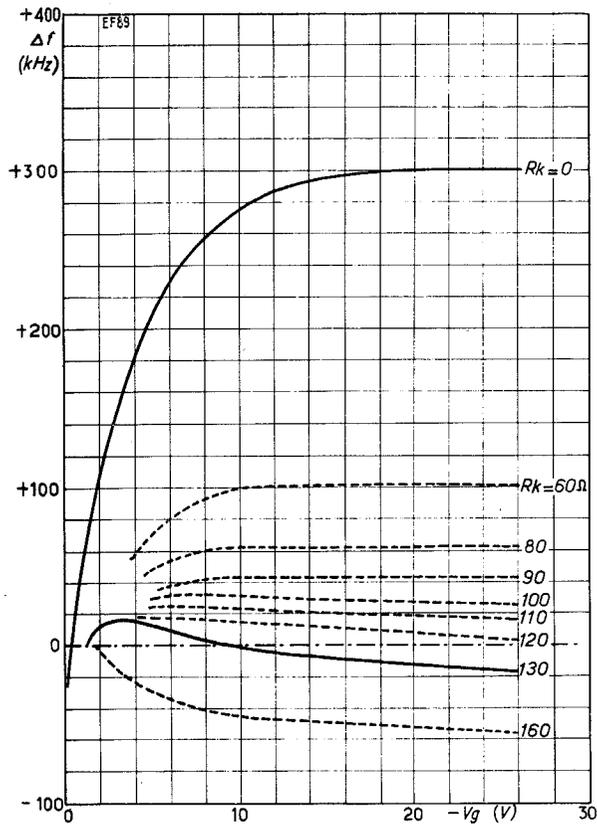


Fig. 9. — Désaccord du circuit oscillant de grille dû à la commande automatique. $V_b = 170 \text{ V}$, $V_a \sim = 0 \text{ V}$, $R_a = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 25 \text{ k}\Omega$, $C = 35 \text{ pF}$.

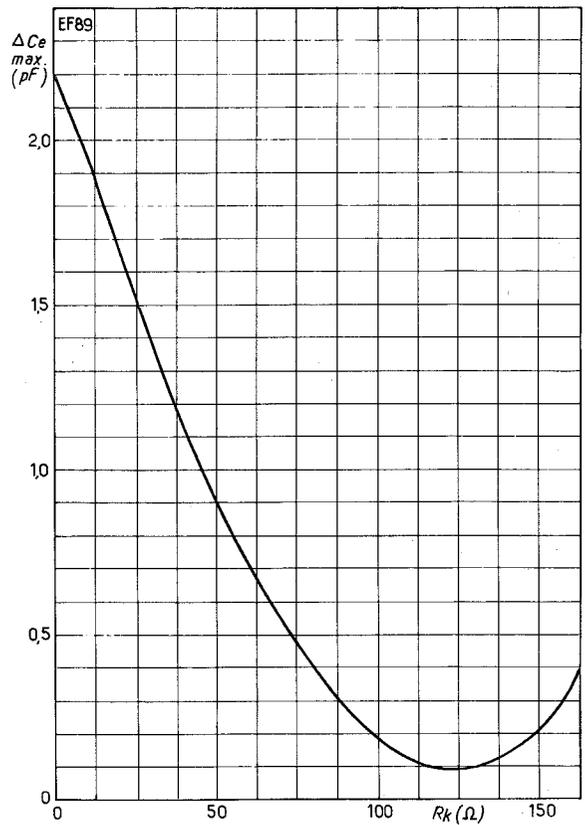


Fig. 10. — Variation maximum de la capacité d'entrée sous l'action de la tension de réglage (C.A.A.) pour diverses valeurs de R_k apportant la compensation : $V_b = 170 \text{ V}$, $V_a \sim = 0 \text{ V}$, $R_a = 1,2 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 25 \text{ k}\Omega$.

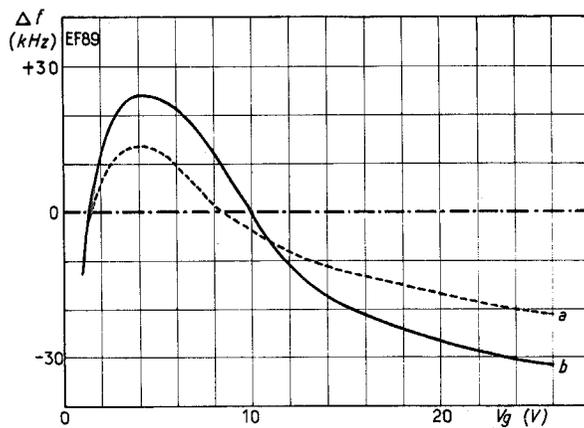


Fig. 11. — Désaccord du circuit oscillant de grille dû à la commande automatique. $R_k \text{ opt} = 120 \Omega$, $R_{g2} = 18 \text{ k}\Omega$, a) sans réaction d'anode, b) avec réaction d'anode.

La capacité C_{ak1} augmente la capacité d'entrée proportionnellement à l'amplification (effet Miller). Cette capacité apparente peut être diminuée, dans chaque cas, en vue d'obtenir la symétrie de réponse désirée, au moyen du montage de neutralisation, mais les écarts de mise en phase de ce réglage, peuvent laisser subsister une partie de la variation de capacité.

La capacité C_{ak} draine dans R_k un courant supplémentaire qui n'est pas en phase avec le courant alternatif de cathode et son amplitude dépend de l'amplification.

Les deux capacités troublent la neutralisation correcte pour les petites tensions de C.A.A. Pour les grandes tensions de C.A.A., le trouble est moins important car l'amplification baisse, mais non en proportion.

3. Influence de la capacité grille-anode :

La neutralisation de la capacité grille-anode envisagée ici correspond au montage simple de la figure 2. Pour le calcul de C_{g2} , on utilise la formule déjà donnée :

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

Pour la valeur total de C_{ag1} avec l'appareil câblé, on peut prendre 6 pF environ et 1,9 pF pour la valeur moyenne de C_{g1g2} . Avec $C = 22$ pF, on a donc :

$$C_{g2} = \frac{22}{6 \cdot 10^{-3}} \times 1,9 \approx 6.700 \text{ pF.}$$

Une telle capacité, à 10,7 MHz, présente une réactance de 2,2 Ω . Une connexion de 3 cm de longueur présente déjà une réactance inductive de 2 Ω . Afin d'avoir une réactance nette, capacitive, de 2,2 Ω , on doit avoir pour réactance de la capacité.

$$X_c = X_{tot} + X_l = 2,2 + 2 = 4,2 \Omega$$

Une valeur de $C_{g2} = 3\ 300$ pF correspond à cette réactance, à 10,7 MHz, et on l'adopte dans la pratique avec succès.

On peut donc utiliser des condensateurs fabriqués en série et faire le réglage précis en faisant varier la longueur de leurs fils de connexion. Il convient toutefois, que le bobinage du condensateur soit non-inductif.

On a supposé, dans toute cette partie de l'étude du montage, que le pont est construit pour ne pas présenter d'écart de phase à l'équilibre.

Des impédances négligeables aillent ont ici de l'influence, car on se trouve en présence de réactances aussi différentes que celles de C_{ag1} et de C_{g2} (7 M Ω et, respectivement, 2 Ω). La tension de pont présente un minimum fini, pour lequel son angle de phase varie très rapidement. Donc, pour régler le pont, il est non seulement nécessaire de supprimer complètement la réaction, mais il faut aussi éviter une asymétrie de la courbe de sélectivité. Pour faire ce réglage du pont, la meilleure méthode consiste à observer la forme de la courbe de transmission sur un écran d'oscillographe en utilisant un volubateur. L'influence de la réaction qui tend à augmenter les impédances du filtre, reste très faible sur la position AM (MF de l'ordre de 455 kHz). Avec le montage employé (primaires en série avec l'anode), le pont reste utile à 455 kHz.

La perte d'amplification due au diviseur de tension capacitif, est un peu supérieure à 10 % avec les valeurs indiquées pour la réception AM.

Afin d'aider le détecteur de rapport dans la suppression des variations d'amplitude, on a souvent employé le dernier étage d'amplification MF/FI comme limiteur supplémentaire. On désire donc, dans ce cas, avoir une caractéristique d'amplification constante et lorsqu'on atteint l'excitation complète, éliminer par la courbure, l'influence de la tension de signal, afin d'obtenir une tension de sortie constante, de l'ordre de 12 à 15 V, pour excitation complète, dans le cas d'un coefficient de discrimination $d = 4$ %, pour un déplacement de fréquence de 45 kHz. Dans ce cas l'amplificateur BF, à contre-réaction, doit recevoir une tension d'entrée de 0,5 V.

Le second étage MF/FI ne comporte que des dispositifs simplifiés pour régler l'amplification et limiter les amplitudes et, en général, on utilise totalement l'amplification des deux étages. Il est alors difficile de réaliser la courbe de limiteur dont on vient de parler.

Une tension de réglage revenant corriger le détecteur de rapport n'est pas souvent utilisée pour ce genre d'application car il faut prendre des précautions et retarder ce réglage, sinon on aurait toujours une perte d'amplification, puisque l'on compenserait moins bien, dans ce cas, les variations de la capacité d'entrée.

On peut modifier en conséquence, l'instant d'action du réglage si l'on prend la tension de réglage avant le dernier étage MF/FI. Dans le montage pratique, on utilise donc l'espace grille-cathode du dernier tube MF comme diode de C.A.A., et l'on obtient ainsi, automatiquement, un réglage sur les étages précédents.

4. Description d'un amplificateur MF/FI pour AM/FM avec EF 89.

La commande automatique d'amplification (C.A.A.) est appliquée à la grille du tube EF 89 à l'aide d'une résistance de 1 M Ω , le couplage du transformateur MF étant assuré par un condensateur de 120 pF. On obtient, sur cet étage, la limitation par l'anode grâce à une résistance, non découplée, insérée dans le circuit anodique (fig. 12).

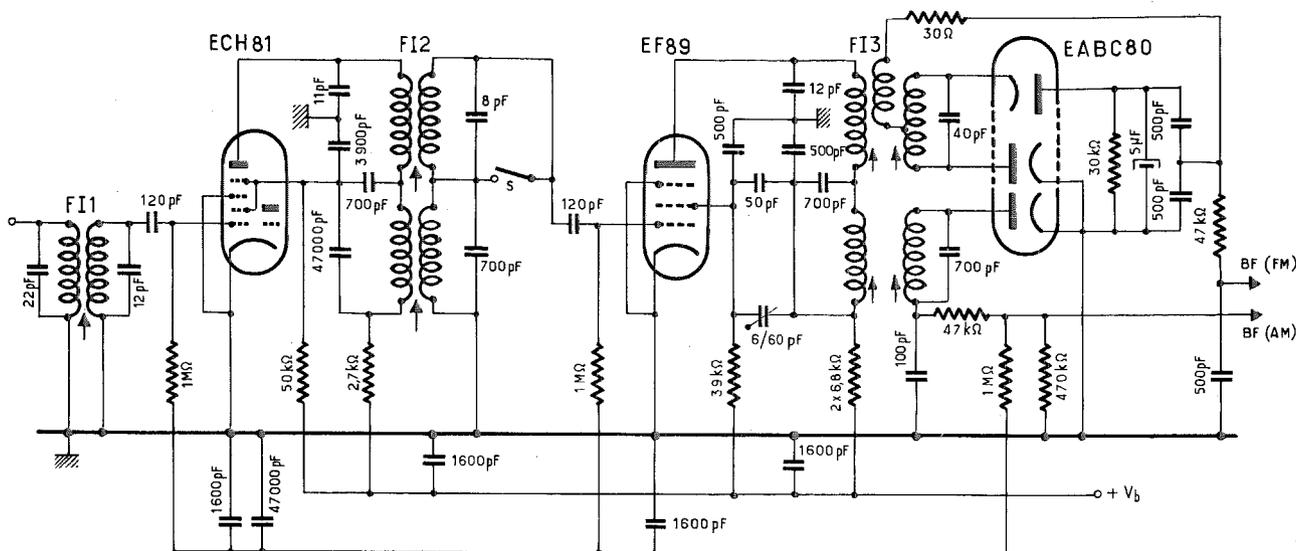


Fig. 12. — Amplification FI à deux étages avec ECH 81 et EF 89.

Le contacteur S est relié au montage par un morceau de câble blindé de 5 cm de longueur.

Les condensateurs de 1600 pF servent de support pour le câblage de la ligne + Vb. Sur les conducteurs de cette ligne, on dispose des bâtonnets-écrans en Ferroxcube afin d'améliorer les découpages. Ils augmentent la self-induction des conducteurs.

Afin d'éviter toute possibilité d'auto-oscillation, on utilise, sur le circuit anodique des deux tubes, une neutralisation de $C_{a\text{g}1}$. On aurait pu envisager d'employer, sur l'anode de l'ECH 81, la neutralisation simple (pont de la fig. 2), bien que sur la position AM, la self-induction des connexions ne permette pas de conserver l'équilibre exact du pont. Cela est sans conséquence appréciable même si le circuit accordé AM présente une forte impédance, car le circuit de grille de l'heptode n'est pas accordé sur la MF.

Sur le tube EF 89, la neutralisation par G_2 est affaiblie

à la valeur nécessaire par double division de tension, afin d'éviter l'emploi de condensateurs de grandes capacités, avec lesquels la réactance dépend trop fortement de la self-induction du bobinage. Grâce à cette disposition, on conserve l'équilibre du pont sur la position AM.

En ce qui concerne le canal AM, on emploie toujours, comme capacité d'accord, un condensateur de 700 pF sur le filtre de bande MF, alors que l'on utilise usuellement un condensateur au mica de 120 à 180 pF sur les filtres MF actuels du commerce.

Conditions d'emploi du tube ECH 81 dans ce montage :

Haute tension	V_b	=	250 V	Courant anodique	I_a	=	6,7 mA
Résistance d'anode non découplée	R_{aV}	=	2,7 k Ω	Courant de la grille 2	I_{g2}	=	3,4 mA
Tension de l'anode	V_{it}	=	230 V env.	Pente	S	=	2,6 mA/V
Résistance du circuit de la grille 2	R_{g2}	=	50 k Ω				
Tension des grilles 2 et 4	V_{g2+4}	=	80 V				
Tension de la grille 1 (repos C.A.A.)	V_{g1}	=	- 0,6 V				

Les données exactes du filtre de bande I, dans le circuit de grille du tube ECH 81, interviennent dans la largeur de bande totale de l'amplification MF.

Données du filtre de bande I (circuit de la grille heptode du tube ECH 81)

		PRIMAIRE	SECONDAIRE	
Self-induction du circuit		8,85	8,5	μH
Chaque bobinage comprend 48 tours de fil de cuivre 2 couches soie de 0,2 mm, diam. du mandrin 7 mm, noyau de fer à vis.				
Capacité du circuit		24,6	26	pF
comprenant :				
Capacité du condensateur fixe		22	12	pF
Capacités du tube (à froid) + bobine + câblage		2,6	12	pF
Augmentation de C à chaud (sans signal)			2	pF
Qualité du circuit, sans amortissement supplémentaire	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,087}$	123	123	
Admittance du circuit Y^* sans amortissement supplémentaire		13,7	14,3	$\mu\text{A/V}$
Amortissement, dû au montage	$G_s =$		1,67	$\mu\text{A/V}$
Amortissement, dû au tube (à froid)	$G_p' =$		3,33	$\mu\text{A/V}$
Amortissement, dû au tube à chaud (pour $V_{g1} = 50$ mV)	$G_p'' =$		8,7	$\mu\text{A/V}$
Qualité du circuit, monté	$Q = \frac{f}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,087} = 123$		$\frac{10,7}{0,171} = 63$	
Admittance du circuit, monté	$Y =$	13,7	28	$\mu\text{A/V}$
Impédance du circuit, monté	$Z =$	73	35,7	k Ω
Coefficient de couplage	$kQ = k\sqrt{Q_p Q_s}$		1,36	
Impédance de transfert	$Z_{tr} =$		24,4	k Ω

Le filtre de bande II sur le circuit anodique du tube ECH 81 incorpore une neutralisation de $C_{a\text{g}1}$ et fonctionne avec le contacteur de court-circuit S. Ce contacteur est relié au point de coupure par un morceau court de ligne blindée.

On rappellera que, pour avoir une tension nulle entre G_1 et la masse, on doit avoir pour valeur de C_{g2} :

$$C_{g2} = C \cdot \left(\frac{C_{g1\text{K}2}}{C_{a\text{g}1}} \right)$$

avec $C \approx 22$ pF (voir le tableau du filtre de bande II).

$C_{g1\text{K}2} = 1,6$ pF $C_{a\text{g}1} \approx 8$ mpF (avec les connexions).
D'où :

$$C_{g2} = 22 \left(\frac{1,6}{8 \cdot 10^{-3}} \right) = 4\,400 \text{ pF}$$

La valeur nominale de la capacité utilisée pour la neutralisation optimum était de 3 900 pF. En mesurant la capacité à 10,7 MHz, on trouvait toutefois, $C_{g2} = 6\,300$ pF, l'augmentation apparente de la capacité étant due à la self-inductance des connexions, à 10,7 MHz. C'est ce que l'on a appelé l'erreur de phase au réglage du pont.

Données du filtre de bande II (anode du tube ECH 81)

		PRIMAIRE	SECONDAIRE	
Self-induction		8,95	8,2	μH
Chaque bobinage comporte 48 tours de fil de cuivre, 2 couches soie, de 0,2 mm sur mandrin de 7 mm de diam., noyau de fer réglable.				
Capacité du circuit		24,5	27	pF
comprenant :				
Condensateur fixe	$C_{FM} =$	11	8	pF
Capacités du tube (à froid) + bobine + câblage		13,5	12,1	pF
Augmentation de capacité du tube à chaud (sans signal) ...			2,1	pF
Capacité du conducteur blindé (ligne de contacteur S).....			4,8	pF
Qualité sans amortissement supplémentaire	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,086} = 124$		124	
Admittance sans amortissement supplémentaire	$Y^* =$	13,45	14,7	μA/V
Qualité, circuit monté	$Q = \frac{f_n}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,122} = 88$		$\frac{10,7}{0,166} = 65$	
Amortissement par le montage	$G_1 =$		1	μA/V
Amortissement, par le tube (à froid)	$G_2 =$	1,1	5,6	μA/V
Amortissement, conducteur blindé de S	$G_b =$		1,1	μA/V
Admittance du circuit, monté	$Y =$	18,9	27,8	μA/V
Impédance du circuit, monté	$Z =$	52,9	36	kΩ
Coefficient de couplage	$kQ = k \sqrt{Q_1 Q_2}$		1,33	
Impédance de transfert	$Z_{tr} =$		20,9	kΩ

Le montage de neutralisation correspond à un certain rapport de prise sur le circuit primaire donné par :

$$t = \frac{C_{AM}}{(C + C_{AM})} = \frac{700}{(700 + 22)} = 0,97$$

C représente toujours la capacité totale entre anode et

masse, donc celle du circuit accordé, déduction faite de la capacité répartie propre de la bobine.

L'amplification entre la grille du tube ECH 81 et la grille du tube EF 89, est :

$$A_{ECH} = S \cdot Z_{tr} \cdot t = 2,6 \times 20,9 \times 0,97 = 52,7 \text{ fois}$$

Les mesures ont donné une amplification de 53 fois.

Conditions d'emploi du tube EF 89 dans le montage

Haute tension	$V_b =$	300 V
Résistance d'anode	$R_a =$	$2 \times 6,8 \text{ k}\Omega$
Tension de l'anode	$V_a =$	100 V
Résistance du circuit de la grille 2	$R_{g2} =$	39 kΩ
Tension de la grille 2	$V_{g2} =$	85 V
Tension de la grille 1 (tension de repos du C.A.A.) ...	$V_{g1} =$	- 0,6 V
Courant anodique	$I_a =$	11,6 mA
Courant de la grille 2	$I_{g2} =$	4,3 mA
Pente	$S =$	4,4 mA/V

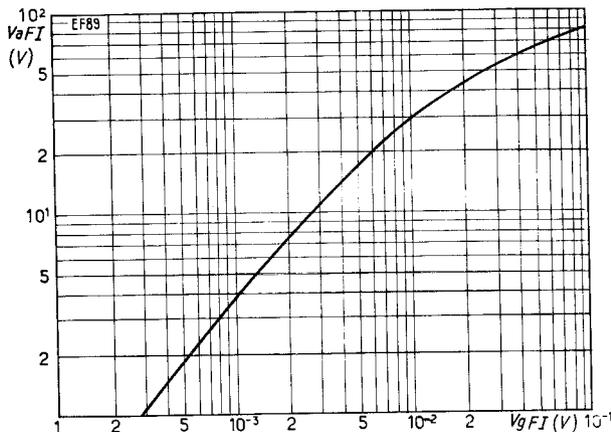


Fig. 13. — Caractéristique de limitation de l'amplificateur FI de la figure 12.

Le détecteur de rapport est inséré après le tube EF 89. On retrouve, au primaire du transformateur de détecteur de rapport, la neutralisation de C_{gk1} . La valeur de C_2 est déterminée par la même formule qu'à l'étage précédent :

$$C_2 = C \left(\frac{C_{gk2}}{C_{gk1}} \right)$$

$$C_2 = 21 \left(\frac{1,93}{6 \cdot 10^{-3}} \right) = 6700 \text{ pF}$$

Si l'on adopte $C_{g2} = C_{g1} = 500 \text{ pF}$

la valeur de C_n est alors :

$$C_n = \frac{C_{g2} \cdot C_{g1}}{C_2 - C_{g2} - C_{g1}} = \frac{500 \times 500}{6.700 - 500 - 500} = 44 \text{ pF}$$

Dans la pratique, on a trouvé $C_n = 60 \text{ pF}$. L'écart entre le calcul et les mesures est dû, principalement, aux erreurs de phase dans le réglage du pont de neutralisation.

Pour le calcul de la diminution d'amplification apportée par la neutralisation, on a pour le rapport de prise, en tenant compte de ce que $C_B = C_{E2}$

$$t = \frac{C_B + 2C_n}{C_B + 2C_n + C} \cdot \frac{C_{AM}}{C_{AM} + C}$$

Si l'on prend : $C_B = 500$ pF, $C = 21$ pF, $C_n = 60$ pF,

$C_{AM} = 700$ pF. On a :

$$t = \frac{620}{641} \cdot \frac{700}{721} = 0,94$$

L'amplification du tube EF 89, dans ces conditions, mesurée entre l'anode et la grille pour un signal faible est donc :

$$A_{EF 89} = 4,4 \times 15,5 \times 0,94 = 64$$

On a mesuré une amplification de 63 fois.

Détecteur de rapport Données du filtre de bande III (Discriminateur)

	PRIMAIRE	SECONDAIRE
Self-induction	9,4	μH
Bobine primaire : 48 tours, fil de 0,2 mm cuivre, 2 couches soie, sur mandrin de 7 mm de diam. avec noyau de fer.		
Bobine secondaire : 2 x 18 tours, fil de 0,2 mm, cuivre émaillé, bobinage bifilaire avec espacement égal à un diamètre du fil.		
Bobine tertiaire : 9 tours, fil de 0,4 mm, cuivre émaillé bobiné au-dessous du bobinage d'anode.		
Capacité du circuit	23,6	pF
comprenant :		
Condensateur fixe	12	40 pF
Capacités du tube, de la bobine, du câblage	11,6	pF
Qualité du circuit sans amortissement supplémentaire	$Q^* = \frac{f_0}{\Delta f^*} = \frac{10,7}{0,12} = 89$	$\frac{10,7}{0,094} = 114$
Admittance du circuit sans amortissement extérieur	$Y^* = 17,8$	$\mu A/V$
Qualité du circuit monté	$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{10,7}{0,298} = 36$	
Amortissement dû au circuit tertiaire	$Gt = 21$	$\mu A/V$
Amortissement dû au tube, à froid	$G_{R'} = 0,2$	$\mu A/V$
Augmentation d'amortissement, tube chaud	$G_{R''} = 4$	$\mu A/V$
Admittance du circuit dans le montage	$Y = 43$	$\mu A/V$
Impédance du circuit dans le montage	$Z = 22,7$	k Ω
Coefficient de couplage	$kQ = k\sqrt{Q_1 Q_2}$	0,68
Impédance d'entrée	$Z_e = 15,5$	k Ω

Le coefficient de discrimination d du détecteur de rapport augmente un peu pour les fortes valeurs de la tension $F_I = MF$.

Il est égal à $d = 1,6\%$ pour $V_{FI} = 1$ V avec $\Delta f = 15$ kHz et $f_{BF} = 1$ kHz.

$d = 2\%$ pour $V_{FI} = 3$ V avec $\Delta f = 15$ kHz et $f_{BF} = 1$ kHz.

lorsqu'on mesure avant le réseau correcteur de réponse.

Ce réseau R-C n'apporte qu'un amortissement supplémentaire assez faible, car sa constante de temps est de 25 μs (47 k Ω et 500 pF).

La largeur de bande à 3 dB de la transmission à travers les trois filtres est de 180 kHz. Il convient d'utiliser des blindages corrects entre les étages pour éviter les réactions intempestives. La distance entre le filtre I et le filtre III était de 133 mm sur la maquette.

TABLEAU 2 (voir le texte de la page 5).

	Éléments supplémentaires	Neutralisation « A » sur G_2	Neutralisation « B » sur G_3	Neutralisation « C » sur G_2
		(fig. 2)		(fig. 3)
			1 condensateur fixe 1 résistance	1 condensateur fixe ou 1 trimmer
FM	Perte d'amplification t_{FM} R_{av} remplacée par R'_{av} R_{R2} (ou R_{R3}) remplacée par :	0,83 $\approx \infty$ $\approx \infty$	0,75 $130 \cdot R_{av}$ $130 \cdot R_{R3}$	0,79 $300 \cdot R_{av}$ $\approx \infty$
AM	Perte d'amplification t_{AM} R_{av} remplacée par R'_{av} R_{R2} (ou R_{R3}) remplacée par :	1 $\approx \infty$ $\approx \infty$	0,9 $\approx 100 \cdot R_{av}$ $\approx 100 \cdot R_{R3}$	0,955 $500 \cdot R_{av}$ $\approx \infty$
	Dépendance de la fréquence pour l'équilibre du pont	L'équilibre du pont est différent sur FM et sur AM	L'équilibre du pont est le même sur FM et sur AM	

AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA POLARISATION PAR LE COURANT DE GRILLE

POUR obtenir la tension négative de grille (polarisation) des tubes amplificateurs, les constructeurs utilisent assez souvent une forte valeur de résistance de grille. C'est la méthode de polarisation par le courant de grille dont l'avantage apparent le plus important est, évidemment, la simplification du montage. Mais, en réalité, cet avantage concernant la construction est en partie contrebalancé par une complication plus grande du mode de fonctionnement réel du circuit de polarisation.

Or, il est tout à fait exceptionnel que l'on produise la polarisation négative de grille à partir d'une source d'alimentation supplémentaire. Cela se pratique parfois pour la polarisation de l'étage final des amplificateurs symétriques, classe B, mais, dans la construction usuelle des récepteurs, et même des récepteurs professionnels, cette méthode est trop compliquée et d'un prix de revient trop élevé pour être appliquée couramment. On obtient donc, d'ordinaire, la polarisation des tubes amplificateurs grâce à l'insertion dans le conducteur de cathode d'une résistance de valeur convenable, le plus souvent découplée par un condensateur. Dans certains cas, toutefois, ce condensateur n'est pas employé et l'on fait ainsi intervenir un certain taux de contre-réaction lequel diminue l'amplification du tube. Comme, en règle générale, on ne désire pas obtenir cet effet de contre-réaction, on produit donc, le plus fréquemment, la tension négative de grille à l'aide d'une résistance de cathode découplée par un condensateur de capacité relativement grande. C'est la méthode de polarisation automatique. La nécessité d'employer deux éléments supplémentaires dans le montage : résistance et condensateur de cathode, se trouve écartée lorsque le constructeur recourt au mode de polarisation par le courant de grille. Cette méthode est plus économique et le câblage du châssis plus simple, les connexions avec la masse du châssis étant plus nombreuses. Mais il convient de prendre un certain nombre de précautions lorsque l'on adopte ce procédé.

On peut supposer, tout d'abord, qu'il est possible de faire choix d'une valeur de la résistance de grille arbitrairement élevée. Même s'il en est bien ainsi, les mesures pratiquées à l'aide d'un voltmètre électronique pour tensions continues prouvent que la tension de grille obtenue n'est

jamais très supérieure à -1 V, environ. Par conséquent, lorsqu'on emploie certaines pentodes ou triodes, on risque parfois de constater que le courant anodique ou le courant de grille-écran est excessif et un simple calcul prouve alors que l'on peut souvent dépasser les valeurs maxima admissibles de la puissance dissipée sur l'anode et sur la grille 2. De plus, il convient également d'éviter que la valeur maximum du courant cathodique se trouve dépassée.

Dans le cas des triodes, la tension de l'anode devra donc être réduite. On insère pour cela une résistance, de valeur suffisamment élevée, dans le circuit de l'anode. Dans le cas des pentodes, la tension de la grille 2 doit être diminuée d'une manière analogue.

Il est donc tout à fait inexact de supposer que la polarisation par le courant de grille va permettre d'obtenir une pente plus élevée de la caractéristique, la tension négative de grille étant plus basse, car cet avantage apparent se trouve supprimé par l'obligation de réduire les tensions de l'anode et de la grille 2. De plus, ce mode de polarisation dans lequel on provoque la naissance d'un courant de grille produit un amortissement supplémentaire du circuit d'entrée qui précède le tube en cause et, la valeur de cet amortissement dépendant de l'importance du courant de grille, il faut réduire la valeur de ce courant en donnant à la résistance de grille une valeur relativement très élevée. On se trouve limité dans cette voie par les spécifications particulières du tube. On constate également que l'amortissement varie avec l'amplitude du signal d'entrée. Tout comme dans le cas d'une diode détectrice, l'amortissement est maximum pour les signaux de faible amplitude. L'un des points les plus importants à considérer est ce qui pourra se présenter au moment du remplacement du tube. Le nouvel échantillon, pour une même valeur de la résistance de grille, pourra présenter, selon les tolérances, un courant de grille de valeur plus ou moins grande et l'amortissement ne sera plus le même. Cette considération importante s'est trouvée confirmée par une série de mesures. On a pratiqué un prélèvement au hasard de dix tubes EF 80 et EAF 42. Les résultats montrent (voir le tableau) que les amortissements d'entrée peuvent varier de $\pm 30\%$ par rapport à la valeur moyenne.

MESURES EFFECTUÉES SUR UN PRÉLÈVEMENT DE DIX TUBES
Signal d'entrée : 0,1 V (500 Hz)

Valeur de la résistance de grille	Amortissement d'entrée des tubes EAF 42 ($V_{g2} = 80$ V)			Amortissement d'entrée des tubes EF 80 ($V_{g2} = 100$ V)			
	moyen	minimum	maximum	moyen	minimum	maximum	
3 M Ω	0,55	0,35	0,7	0,45	0,3	0,6	M Ω
10 M Ω	1,5	1,2	2,0	1,5	1,1	2,3	M Ω
22 M Ω	2,7	2,2	3,4	2,6	2,2	3,0	M Ω

Par contre, lorsque la tension négative de grille est produite aux bornes d'une résistance de cathode, la contre-réaction en courant continu due à cette résistance vient compenser les écarts du courant anodique et le ramène au voisinage d'une valeur moyenne. C'est là l'un des gros avantages que l'on tire de l'emploi de la polarisation automatique. Si l'on emploie une polarisation négative de grille fixe, les écarts autour du courant moyen seront toujours sensiblement plus grands. Si l'on recourt, toutefois, à la polarisation par le courant de grille, il convient de tenir compte des tolérances, non seulement sur le courant anodique mais également sur le courant de grille, et l'effet combiné de ces deux erreurs peut produire des écarts de

courant anodique encore plus grands que ceux que l'on observe dans l'emploi d'une polarisation fixe. Ce point de vue a été largement confirmé par toutes les mesures statistiques.

En résumé, il est parfaitement possible de polariser par le courant de grille, mais il faut alors étudier très soigneusement le montage afin d'éviter que les spécifications maxima du tube ($I_{k \text{ max}}$, $R_{g1 \text{ max}}$, $P_{a \text{ max}}$, $P_{g2 \text{ max}}$) puissent être dépassées. On choisira donc les conditions de fonctionnement de telle sorte que le courant anodique spécifié dans le cas de la polarisation automatique, ou de la polarisation fixe, ne soit pas dépassé.



Les informations et schémas contenus dans cette documentation sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets.

Le Gérant : R. GONDRIY.



S. A. LA RADIOTECHNIQUE — DIVISION TUBES ÉLECTRONIQUES
130, avenue Ledru-Rollin - PARIS XI^e - Téléph. : VOLtaire 23-09. - Adr. Télégr. : TUBELEC - PARIS
USINES ET LABORATOIRES : CHARTRES et SURESNES

R. C. Seine 55-B-2793.

RÉF. T49256