



Informations électroniques

**N° 16**BULLETIN ÉDITÉ PAR LE BUREAU DE DOCUMENTATION TECHNIQUE
DU DÉPARTEMENT COMMERCIAL "ÉLECTRONIQUE", DE LA
MANUFACTURE BELGE DE LAMPES ET DE MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE S. A.**1957**

AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE

A partir du montage usuel d'un amplificateur BF symétrique, il est possible d'étudier un nouveau montage symétrique offrant l'avantage principal d'alimenter directement le haut-parleur en courant de fréquence musicale, sans transformateur de sortie.

Montages symétriques sans transformateur. — On a déjà insisté, dans les « Informations Techniques » relatives au tube EL 84 ainsi que dans la brochure « Le Chemin de la Fidélité », sur le rôle important joué par la qualité du transformateur de sortie. Quel que soit le régime de fonctionnement d'un amplificateur symétrique traditionnel, qu'il fonctionne en classe A, en classe AB ou en classe B, le rendement et le taux de distorsion totale dépendent, dans une très large mesure, des caractéristiques de ce très important accessoire. Dans les amplificateurs à haute fidélité, le coût de cette pièce peut être très élevé, et, malgré cela, il provoque encore des distorsions et des pertes. La recherche d'un montage nouveau permettant d'éliminer le transformateur de sortie n'allait pas sans difficultés, mais se trouvait entièrement justifiée par la grande importance pratique du résultat.

Si l'on examine les différentes tâches accomplies par le transformateur de sortie, on peut faire les remarques suivantes :

1° il sert à coupler les deux tubes de puissance. Un couplage incomplet en ce point (flux de dispersion) provoque une partie de la distorsion imputable à cet élément de montage;

2° il assure le blocage du courant continu par rapport aux bornes de sortie;

3° il convertit la sortie symétrique de l'amplificateur en une sortie de transformateur asymétrique;

4° il réalise la transformation nécessaire pour l'adaptation d'impédance de haut-parleurs à faible résistance interne.

Les nouveaux montages symétriques que l'on va décrire permettent de relier directement, et sans transformateur, un haut-parleur à un étage symétrique de puissance. Certains principes anciens de ces montages sont connus dans la littérature anglo-américaine sous le nom de *Single ended push pull*.

Pour bien comprendre le fonctionnement de ces nouveaux montages, il est commode de partir d'une disposition bien connue : le *montage symétrique usuel* (push pull).

Dans le montage symétrique usuel (fig. 1a), on voit que, vis-à-vis de la source de haute tension continue, les deux tubes de puissance sont disposés en parallèle et que, vis-à-vis du courant modulé de sortie (composante fondamentale, alternative), ils sont reliés en série.

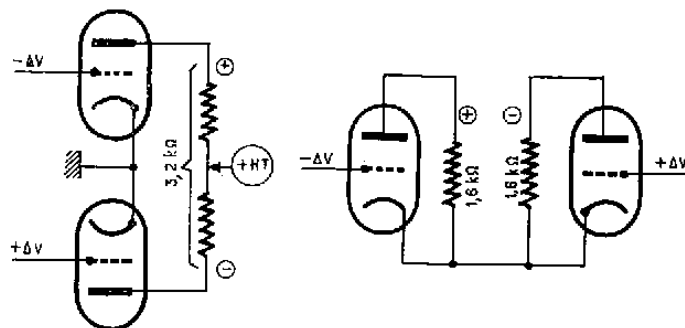


Fig. 1a.

Fig. 1b.

On peut donc représenter le montage symétrique usuel par la disposition à deux générateurs de la figure 1b et le comparer au montage symétrique de la figure 2a. Le second tube est tête-bêche par rapport au premier. Ainsi, les deux tubes de puissance sont disposés en parallèle pour

la fourniture du courant modulé de sortie (1). En ce qui concerne la haute tension continue, les deux tubes de puissance sont disposés en série et il faut donc leur appliquer une haute tension double de la tension normale prévue pour ces tubes. Cette source peut fournir le courant d'un des tubes de puissance. Cette particularité impose l'emploi de tubes de puissance à faible tension d'anode nominale (UL 84, par exemple). Leur isolement cathode-filament doit être prévu pour la moitié de la haute tension (figure 2b), si l'on n'utilise pas un enroulement de chauffage séparé pour les filaments des tubes de puissance.

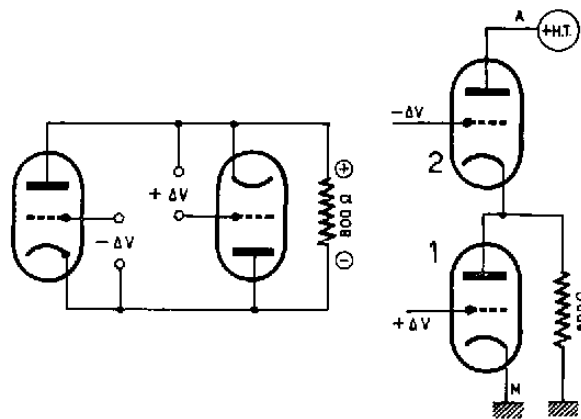


Fig. 2a.

Fig. 2b.

D'autre part, il n'existe pas de tension alternative entre les points A et M du nouveau montage symétrique et l'on pourra tirer profit de cette remarque dans l'étude des différents montages. Les tensions $+\Delta V$ et $-\Delta V$ sont appliquées aux deux grilles de commande en opposition de phase, comme à tout autre étage de puissance symétrique.

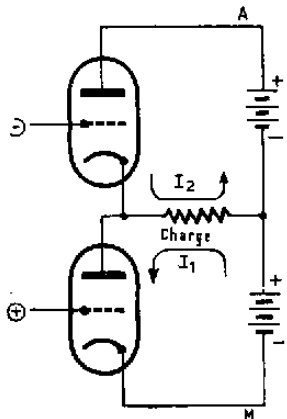


Fig. 3.

Si l'on compare le nouveau montage à l'ancien, certains avantages se dégagent immédiatement :

- 1° les chutes de tension inductives du transformateur sont éliminées car les tubes fonctionnent en parallèle sur une charge commune aux deux tubes;
- 2° la sortie de l'amplificateur n'exige qu'un seul condensateur;

(1) Si l'on veut évaluer, en effet, le courant total dans la charge (bobine mobile) selon le schéma de principe simplifié de la figure 3, on peut représenter les sens des courants des deux tubes, dans les deux mailles du réseau, par les flèches de circulation de Maxwell.

On voit que le courant dans la bobine mobile est représenté par la différence des courants, pris avec leurs signes conventionnels, on a donc :
 $I_{\text{total, bobine mobile}} = I_1 - (-I_2) = I_1 + I_2$.

3° si le pôle négatif de la tension continue est mis à la terre, comme on a coutume de le faire, on obtient, sans autre artifice, une sortie asymétrique;

4° les tubes étant disposés en parallèle pour le courant alternatif, la résistance de charge correcte correspond au quart de la résistance du circuit en série. Si les tubes de puissance utilisés sont des types P ou U (alimentation des filaments en série), les résistances de charge correctes sont de l'ordre de 800 à 1 000 Ω et l'on construit maintenant des haut-parleurs dynamiques ayant cette impédance de bobine mobile. On a, en effet, dans ce cas : $R_n = R_{\text{an}}/4 = R_n$.

L'emploi des tubes UL 84 est avantageux actuellement (2) parce que la tension d'alimentation continue qu'ils exigent est au maximum de 170 V par tube et ce point présente une importance particulière lorsque l'on veut relier deux tubes en série.

L'étage inverseur de phase. — Tout comme l'amplificateur symétrique usuel, l'amplificateur symétrique sans transformateur peut recevoir, d'un étage inverseur de phase, deux tensions d'attaque, égales et en opposition. On trouvera plus loin les détails de construction de l'étage inverseur de phase, dont le schéma de principe est représenté à gauche de la figure 4.

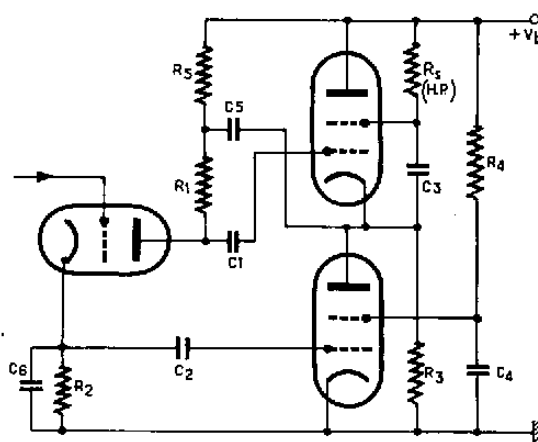


Fig. 4.

Le détail du calcul du montage inverseur de phase est donné dans l'Appendice I (page 11).

Réponse à la fréquence (courbe de transfert). — Dans un montage symétrique BF usuel, la courbe de la réponse en fréquence est principalement déterminée par les caractéristiques du transformateur de sortie. Dans le nouveau montage, représenté à la figure 5, d'autres éléments entrent en ligne de compte.

La fréquence limite supérieure est déterminée par la valeur des capacités disposées en parallèle sur les résistances R_1 et R_2 , les autres portions du montage présentant des résistances plus faibles. Or, la capacité C_{an} entre l'anode du tube inverseur de phase et la terre étant placée en série avec la tension alternative de sortie se trouve multipliée par $(1 + A_{1,2})$. Cet effet Miller est analogue à celui qui est provoqué par l'action de C_{ag} dans le montage « cathode à la masse » usuel (3).

La capacité dynamique à la sortie de l'inverseur de phase est alors :

$$C_{\text{an}} (1 + A_{1,2})$$

(2) On utilisera plus tard le tube EL 86 dont toutes les caractéristiques électriques sont identiques, sauf le chauffage et la tension filament-cathode maximum.

(3) $A_{1,2}$ est l'amplification réelle des tubes de puissance.

Afin de conserver une symétrie correcte aux fréquences élevées, on ajoute un condensateur de correction C_6 en parallèle sur R_2 . Les capacités sur R_1 et R_2 sont ainsi plus grandes que celles d'un montage ordinaire à cathode asservie (cathodyne). Les modifications des composantes imaginaires des impédances de l'étage inverseur de phase n'étant pas compensées par la contre-réaction d'intensité propre de cet étage, on doit adopter des valeurs assez faibles pour R_1 et R_2 .

La compensation de $C_{a11} (1 + A_{1,2})$ par C_6 n'étant plus absolument exacte aux fréquences élevées en raison de la modification de la caractéristique de phase de l'amplification $A_{1,2}$, ce choix est doublement utile.

La limite inférieure des fréquences est, en quelque sorte, fixée par la croissance de la distorsion par surmodulation du tube inverseur de phase. Elle se produit sur des fréquences

moins basses que celles indiquées pour la tension continue utilisée. Il faut, en effet, tenir compte de la tension de sortie superposée V_s .

Si l'on considère R_3 et C_5 , la limite de transfert est déterminée par C_3 et C_5 . Evidemment, la réactance de C_5 , placée devant R_3 , augmente lorsque la fréquence décroît et la grille 2 reçoit une tension alternative supplémentaire produite par la chute de tension sur C_5 .

De la même façon, la grille de commande reçoit une tension alternative supplémentaire appréciable, à travers C_5 , aux fréquences basses.

On en déduit qu'il ne faut pas choisir une limite inférieure trop basse pour la bande des fréquences transmises.

L'influence néfaste des condensateurs de découplage de cathode aux fréquences basses peut être limitée, si l'on relie C_5 et la base de R_2 directement aux cathodes des tubes de puissance.

ÉTUDE DU PROJET PRATIQUE D'AMPLIFICATEUR AVEC INVERSEUR DE PHASE

Le montage complet de l'amplificateur est reproduit à la figure 5. Il correspond au schéma de principe de la figure 4. Les deux tubes de puissance utilisés sont du type UL 84. Ils conviennent bien, en raison de leur faible résistance interne et de la faible tension continue qu'ils exigent.

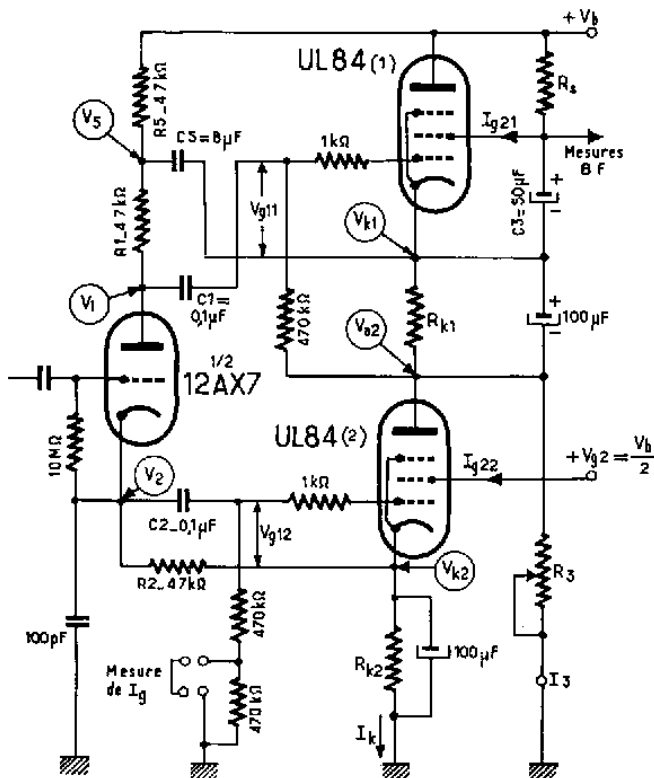


Fig. 5.

Le tube inverseur de phase est du type 12 AX 7. Bien que ce tube ait un fort coefficient d'amplification et, en conséquence, un effet de contre-réaction propre relativement faible (équations 7 et 8 de l'appendice I), la distorsion obtenue avec le tube 12 AX 7 est plus réduite qu'avec un tube à coefficient d'amplification plus faible (par exemple ECC 82 ou 12 AU 7).

Les mesures ont été faites pour trois tensions V_b différentes (250, 300 et 370 V). Dans le cas de $V_b = 370$ V, les tensions des anodes sont ajustées à 2×170 V et l'on peut prendre alors, dans les caractéristiques publiées du tube UL 84 (1), les conditions du montage symétrique en classe B.

Il n'y a pas de différence bien notable entre les résultats du régime AB et du régime B, dans le cas présent.

Si le tube « 1 » est chauffé sur un circuit de filament relié à la terre, la tension cathode-filament V_{kf} admissible (2) se trouve dépassée, car la valeur de crête de la tension de sortie s'ajoute à la somme des tensions continues $V_b/2 + V_{k1}$. Pour $P_s = 13$ W, on a $V_s = 1,4 \times 102 = 144$ V. Il est donc nécessaire de prévoir deux enroulements de chauffage séparés pour les filaments des deux tubes UL 84 (3).

Les valeurs de R_{k1} et de R_{k2} dépendent de V_b et ont deux fois les valeurs indiquées dans les caractéristiques publiées pour le fonctionnement en classe AB.

Résistances dans les cathodes

Pour $V_b = 250$ V	$R_{k1} = R_{k2} = 260 \Omega$
$V_b = 300$ V	$R_{k1} = R_{k2} = 250 \Omega$
$V_b = 370$ V	$R_{k1} = R_{k2} = 240 \Omega$

Mesures (voir la fig. 5) - $R_s = 800 \Omega$

Dans la première série de mesures, on se proposait de déterminer la résistance optimum de la charge. De la donnée usuelle pour les tubes UL 84, $R_{aa} = 3,5$ kΩ, on peut déduire $R_s = 800$ à 900Ω , environ.

L'élément R_s est un potentiomètre de 25 kΩ, monté en rhéostat, que l'on règle, autour de 14 kΩ par exemple, afin d'équilibrer au mieux I_{g21} et I_{g22} à pleine modulation. Au cours de ces essais, on a alimenté la grille 2 du tube UL 84/2 (tension $V_{g2} = V_b/2$) successivement :

- 1° à l'aide d'un coffret d'alimentation séparé;
- 2° à l'aide d'un pont diviseur de tension comprenant une résistance et un tube stabilisateur à néon;
- 3° à l'aide d'un pont diviseur de tension ordinaire;

(1) Dans la brochure : Tubes 100 mA — Filaments en série, page 16.

(2) La tension V_{kf} doit se mesurer entre la cathode et l'extrémité du filament présentant, par rapport à la cathode, la plus grande différence de potentiel.

(3) On pourra utiliser plus tard le tube EL 86. Ce tube pourra être chauffé en commun avec les autres tubes de l'équipement, en raison de sa tension filament-cathode admissible plus élevée (voir page 10).

4^e à l'aide d'une résistance disposée en série avec G_2 et découplée par un condensateur de $40 \mu\text{F}$.

Ces différentes modalités d'alimentation n'ont en rien modifié les résultats ci-dessus indiqués. Les mesures générales ont été pratiquées à l'aide d'un coffret d'alimentation stabilisé, afin de réunir des données de mesures pouvant servir de références pratiques. On a mesuré l'affaiblissement comparatif attribuable à C_3 et à C_1 à 40 Hz , la tension d'entrée étant réglée pour avoir $60 V_{\text{eff}}$ aux bornes de R_s , avec les données de la fig. 5, aux valeurs nominales.

Avec $C_3 = 8 \mu\text{F}$ (valeur de la fig. 5)		Avec $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ (valeur de la fig. 5)	
C_1 (pF)	V_s (V_{eff})	C_3 (μF)	V_s (V_{eff})
100 000	60	20	61
50 000	59,5	8	60
20 000	57	5	60
10 000	51	2	58
5 000	39	1	54,5

La courbe de réponse (puissance de sortie, fréquence) de ce type d'amplificateur est tout à fait remarquable, par comparaison avec celle d'un amplificateur de même puissance nominale, avec transformateur de sortie.

En effet, sur une bande de fréquence étendue, de 70 Hz à 30 kHz , on dispose, dans le cas de l'amplificateur sans transformateur, d'une puissance de sortie sensiblement constante et qui ne s'affaiblit que très graduellement sur les fréquences inférieures à celles de cette bande.

Tension d'alimentation $V_b =$	250	300	370 V
Résistances $R_{k1} = R_{k2} =$	260	250	240 Ω
Tensions continues $V_s =$	204	251	320 V
$V_1 =$	156	200	268 V
$V_2 =$	51	54	55 V
$V_{k1} =$	135	164	240 V
$V_{k2} =$	125	152	190 V
$V_{k3} =$	10	12,5	15 V
Courants continus			
(1) $I_k =$	39	49	66,5 mA
(2) $I_k =$	37	46	63 mA
(1) $I_{\mu 21} =$	6,3	7,8	12 mA
(2) $I_{\mu 21} =$	1,8	2,2	2,75 mA
(1) $I_{\mu 22} =$	6,4	8,0	15 mA
(2) $I_{\mu 22} =$	2,3	2,5	3 mA
$I_s =$	6,3	7,8	12 mA
Tensions alternatives			
$V_{R11} =$	7,1	9,4	10,2 V_{eff}
$V_{R12} =$	6,9	9,0	9,8 V_{eff}
Puissance de sortie			
(3) $P_s \text{ max} =$	4,5	7,2	11,3 W
Distorsion $D =$	2	3,5	1,75 %

(1) A pleine modulation.

(2) Au repos.

(3) Puissance mesurée avec une résistance de charge $R_c = 800 \Omega$.

AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE SANS TRANSFORMATEUR A AUTO-DÉPHASAGE

Il est possible de simplifier notablement la construction de l'amplificateur symétrique sans transformateur si l'on modifie le montage des deux pentodes de puissance pour qu'elles soient auto-déphaseuses (fig. 6).

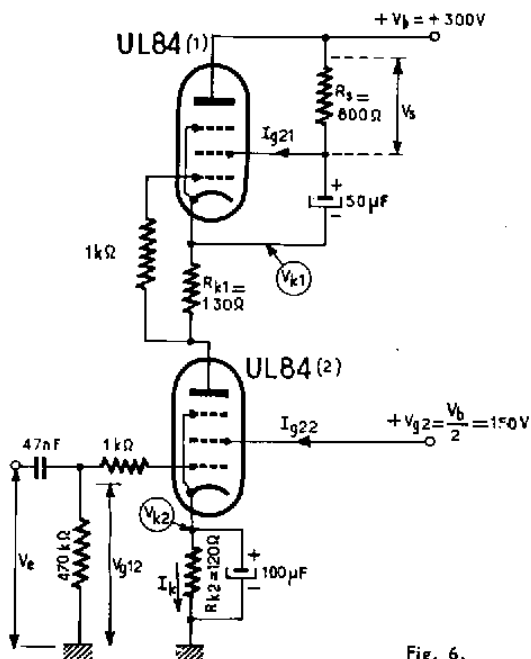


Fig. 6.

L'auto-déphasage des deux pentodes est obtenu d'une manière simple. La tension d'entrée V_e étant appliquée à la grille de la pentode UL 84/2, on retrouve une fraction de la tension amplifiée, et en phase inverse, aux bornes de la résistance de cathode R_{k1} . Elle est ainsi appliquée à la grille du tube UL 84/1.

Dans le cas présent, toutefois, il faudra utiliser pour les résistances des cathodes (R_k) des résistances à la tolérance de $\pm 5 \%$. On maintient les résistances (de $1 \text{ k}\Omega$) dans les grilles de commande, comme il est d'usage, afin d'empêcher la naissance d'oscillations à fréquences élevées. La pré-amplification BF est assurée par les deux triodes d'un tube 12 AX 7 disposées en cascade.

A - Amplificateur sans contre-réaction. — Le montage employé est représenté à la figure 6. Les résultats des mesures sont les suivants :

Tensions continues :

- (1) $V_{k1} = 160 \text{ V}$
- (2) $V_{k1} = 148 \text{ V}$
- (1) $V_{k2} = 9,4 \text{ V}$
- (2) $V_{k3} = 8,9 \text{ V}$

Courants continus :

- (1) $I_k = 78 \text{ mA}$
- (2) $I_k = 74 \text{ mA}$
- (1) $I_{\mu 21} = 13 \text{ mA}$
- (2) $I_{\mu 21} = 5,5 \text{ mA}$
- (1) $I_{\mu 22} = 13 \text{ mA}$
- (2) $I_{\mu 22} = 6 \text{ mA}$

(1) A pleine modulation.

(2) Au repos.

Tension alternative d'entrée : $v_{g1a} = 6,3 \text{ V}_{\text{eff}}$
 Puissance de sortie sur R_s : $P_s \text{ max} = 7 \text{ W}$
 Distorsion : $D = 6,2 \%$

On trouvera ci-après l'étude de ce même amplificateur mais doté d'une contre-réaction et d'une correction de tonalité. Ces deux améliorations présentent une grande importance pratique et permettent de tirer le meilleur parti de la remarquable qualité intrinsèque de l'amplificateur sans transformateur.

B - Amplificateur avec contre-réaction. —

Cette variante du nouveau montage est représentée à la figure 7. Elle ne diffère du montage précédent que par l'adjonction du circuit de contre-réaction, non sélectif, englobant la résistance R_2 , ainsi que la résistance R_1 insérée à la cathode de la triode d'attaque (1/2 12 AX 7 ou 12 AX 7-S).

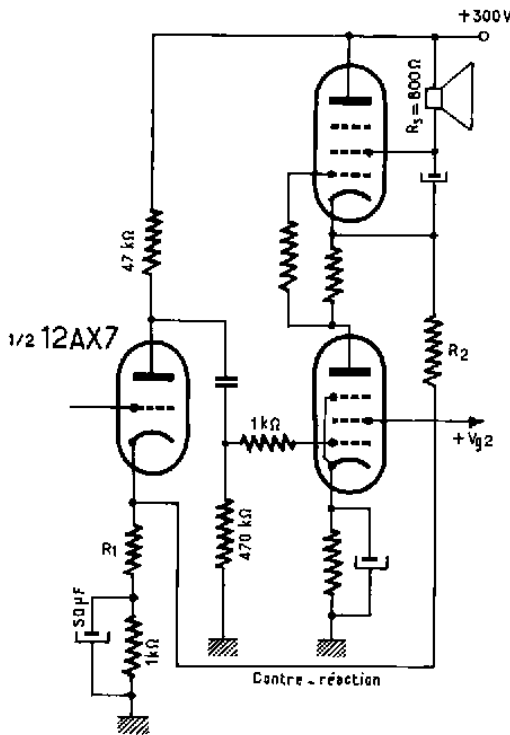


Fig. 7.

On trouvera ci-dessous les résultats comparatifs des essais des amplificateurs des figures 6 et 7.

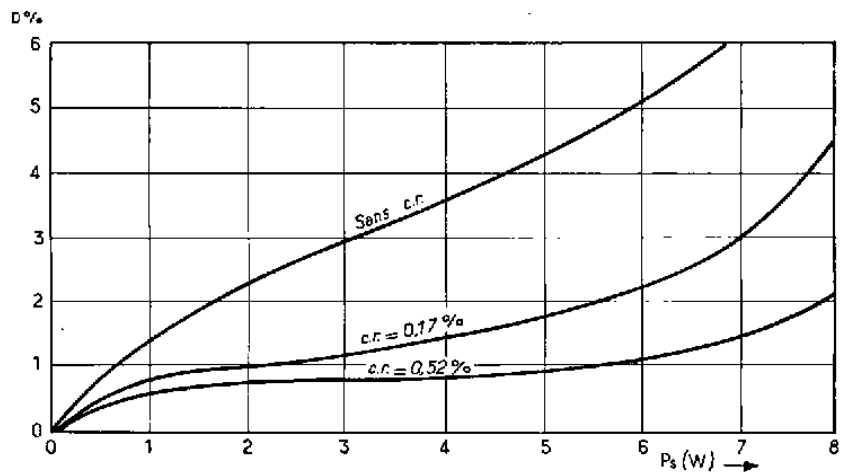


Fig. 8.

Les graphiques de la figure 8 permettent de comparer visuellement l'ensemble de ces résultats.

Correcteur de tonalité. — Le correcteur de tonalité est disposé entre la première et la seconde triode du tube préamplificateur (12 AX 7). Il est représenté à la figure 9.

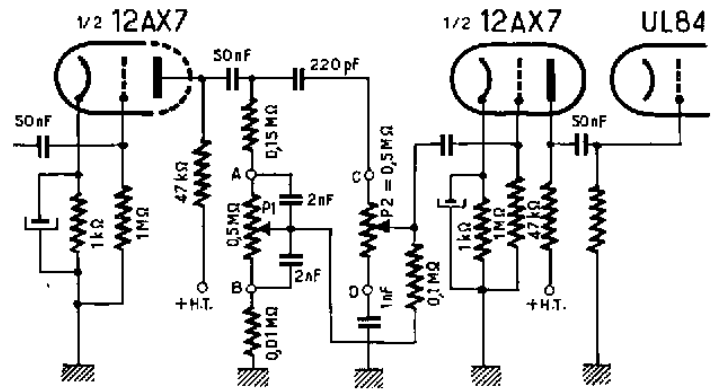


Fig. 9.

La courbe 1 de la figure 10 indique la réponse amplitude-fréquence de l'ensemble de l'amplificateur sans correcteur de tonalité. On remarque que cette courbe est plate, à $\pm 2\text{dB}$ près, entre 40 Hz et 1 MHz. On rappellera que cet essai a été fait avec une résistance pure ($R_s = 800 \Omega$), selon les règles usuelles.

Sans contre-réaction Amplificateur de la fig. 6		Avec contre-réaction de 0,17 % $R_1 = 33 \Omega - R_2 = 19 \text{ k}\Omega$ (Fig. 7)		Avec contre-réaction de 0,52 % $R_1 = 100 \Omega - R_2 = 19 \text{ k}\Omega$ (Fig. 7)	
Puissance de sortie (W)	Distorsion D %	Puissance de sortie (W)	Distorsion D %	Puissance de sortie (W)	Distorsion D %
7	6,2	8	4,4	8	2,1
5,5	4,3	6,1	2,3	6,1	1,1
4,56	3,8	4,5	1,5	4,5	0,9
3,75	3,2	3,12	1,18	3,12	0,72
2,88	2,8	2	1	2	0,68
1,36	1,75	1,12	0,9	1,12	0,65

La courbe 2 de la figure 10 a été tracée avec correcteur de tonalité, les curseurs des potentiomètres P_1 et P_2 se trouvant, respectivement, au point A et au point C.

La courbe 3 de la figure 10 a été tracée avec correcteur de tonalité, les curseurs des potentiomètres P_1 et P_2 , se trouvant respectivement sur B et D.

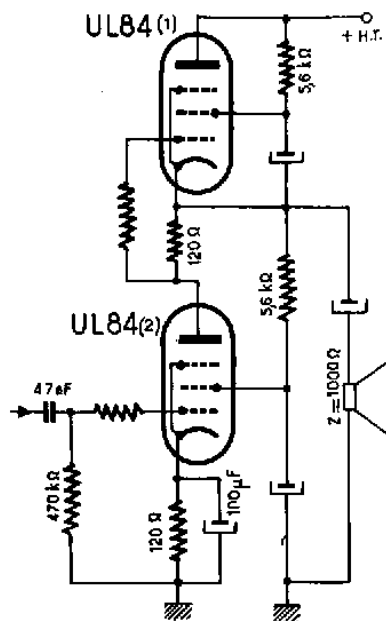


Fig. 11.

Liaison du haut-parleur. — Afin d'éviter la circulation d'un courant continu dans la bobine mobile du haut-parleur et le déplacement mécanique correspondant, il est possible

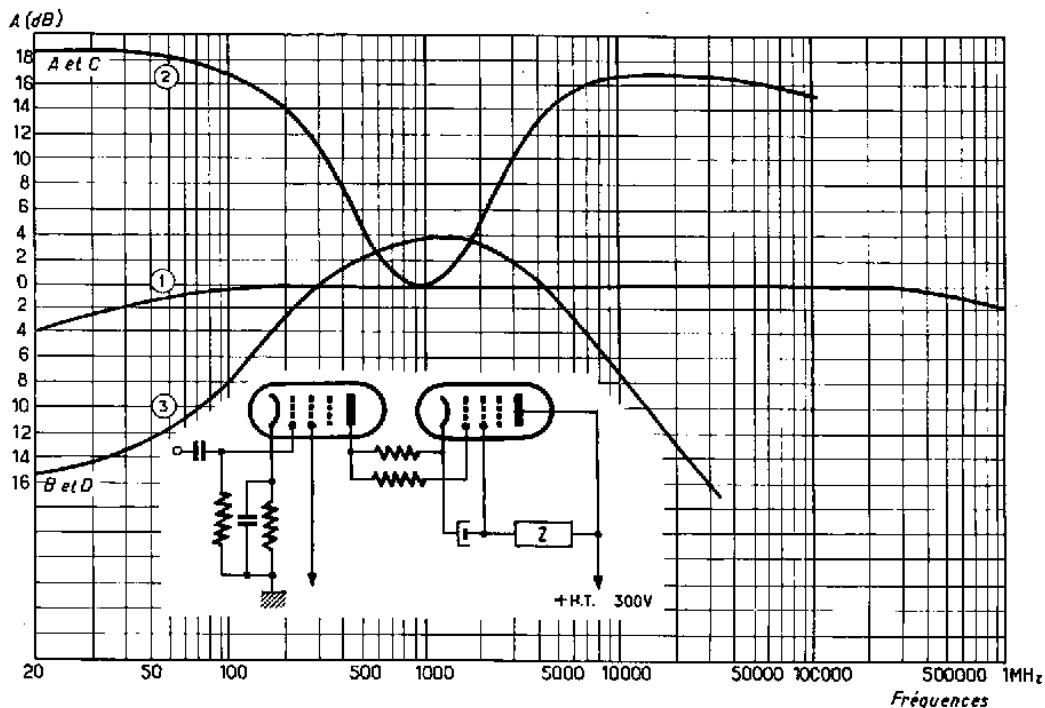


Fig. 10.

de relier le haut-parleur à la masse à travers un condensateur (figure 11). Mais il faut alors utiliser un haut-parleur dont la bobine mobile présente une impédance de 1 000 Ω environ (à 1 000 Hz), car les circuits des grilles 2 se trouvent alors disposés en parallèle sur l'impédance de charge. Ce montage exige un petit apport de matériel supplémentaire (résistance et condensateur électrolytique). Il supprime bien la composante continue dans la bobine mobile, mais les résultats qu'il donne sont un peu inférieurs à ce que l'on peut attendre de ces amplificateurs puisqu'avec $V_b = 300$ V, la puissance de sortie avec $D = 9\%$ est seulement de 5 W et avec $V_b = 250$ V, et $D = 9\%$, de 2,5 W.

On a donc recherché un procédé permettant de compenser la composante continue dans le haut-parleur et cela a conduit au montage pratique que l'on va proposer, utilisant une haute tension usuelle de $V_b = 250$ V.

MONTAGE PRATIQUE D'AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE AVEC COMPENSATION DE LA COMPOSANTE CONTINUE

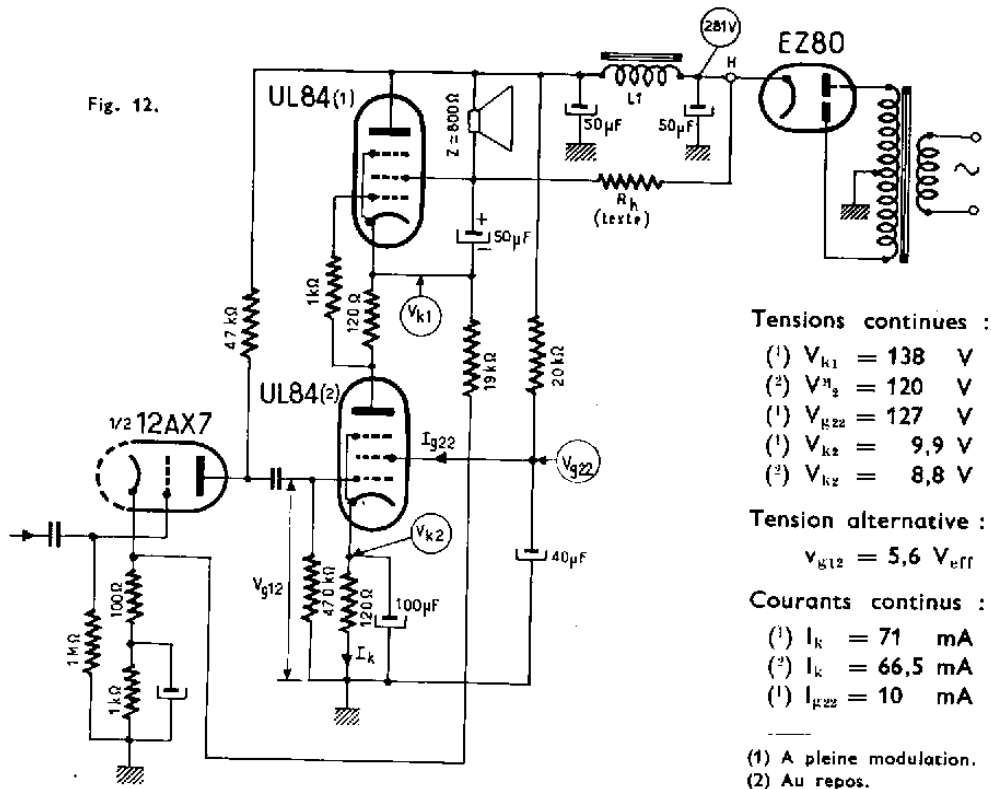
La figure 12 représente l'amplificateur pratique dont la haute tension est de $V_b = 250$ V, seulement. Pour des tensions V_b égales à celles des montages précédents, les tensions des grilles 2 sont ici plus faibles. Le montage ainsi étudié permet d'obtenir une puissance de sortie de 7 W, avec $D = 6,2\%$. On voit que la compensation servant à diminuer le courant continu dans la bobine mobile du haut-parleur est obtenue à l'aide d'un contre-courant dont le point d'origine est l'extrémité H de la bobine de filtre L_T , d'une résistance appropriée pour la fourniture du courant à une éventuelle partie réceptrice alimentée simultanément. Si l'on alimente seulement un amplificateur BF, une bobine L_T de résistance 400 Ω (1) peut convenir. La résistance variable de mise

au point R_h (potentiomètre de 20 k Ω), permet d'ajuster le contre-courant. On la remplace ensuite par une résistance fixe de la valeur correcte. L'efficacité de la compensation obtenue peut être vérifiée d'après les résultats ci-dessous indiqués. Il est possible de compenser efficacement le courant continu et même de l'annuler pour une valeur arbitraire de la puissance de sortie. On verra qu'on a choisi, dans le cas particulier des essais indiqués ci-dessous, d'obtenir la compensation complète pour une puissance de sortie de 1 W, puissance jugée normale et la plus fréquente à l'utilisation, dans le cas d'un récepteur ou d'un amplificateur de salon. Les mesures de distorsion ont prouvé que l'adjonction du dispositif de contre-courant n'exerce pas une influence défavorable. On remarquera que le réseau de contre-réaction fermé sur le circuit de cathode de la seconde triode 12 AX 7 était utilisé au cours de ces mesures.

(1) Aux bornes de L_T , on doit avoir une chute de tension de 25 à 30 V.

Puissance de sortie P_s (W)	Courant continu dans le haut-parleur (mA) sans compensation	Courant compensé dans le haut-parleur (mA)	Distorsion sans compensation D %	Distorsion avec compensation D %
0	0,4	- 0,7		
0,5	0,8	- 0,35		
1	3	0	1,3	1,3
1,5	3,5	+ 0,4	1,6	1,5
2	4,3	+ 0,8	1,85	1,75
3	5,5	+ 2,3	1,9	1,9
3,5	6	+ 2,9	1,95	2,2
4	6,9	+ 3,5	2,0	3,0
5,5	9	+ 5,7	2,5	3,5

Or, la puissance de sortie que l'on exigera pratiquement de cet amplificateur sera couramment comprise entre 0,5 et 2 W et, dans cette gamme de puissances, on voit que le courant circulant dans la bobine mobile reste très faible. On a pu vérifier que le déplacement de la bobine mobile à 800 Ω du haut-parleur est de l'ordre de 0,6 mm pour un courant continu de 12 mA et le constructeur indique qu'il est possible d'auto-riser un déplacement maximum de la bobine mobile de $\pm 2,5$ mm, sans que ce déplacement produise une distorsion (*).



(*) D'autres tubes utilisables à l'amplification symétrique sans transformateur sont indiqués plus loin (Appendice 3).

UL 84

PENTODE DE PUISSANCE DE 12 W

CARACTÉRISTIQUES CHAUFFAGE

Indirect (cathode isolée du filament) $\left\{ \begin{array}{l} I_r = 0,1 \text{ A} \\ V_f = 45 \text{ V} \end{array} \right.$

CONDITIONS NOMINALES D'EMPLOI

Amplificatrice, classe A

Tension de l'anode	$V_a =$	100	170 V
Tension de la grille 2	$V_{g2} =$	100	170 V
Résistance de polarisation	$R_k =$	125	140 Ω
Tension de la grille 1	$V_{g1} =$	6,7 —	12,5 V
Courant anodique	$I_a =$	43	70 mA
Courant de la grille 2 (sans signal)	$I_{g2} =$	3	5 mA
Courant de la grille 2 (avec signal)	$I_{g2} =$	13	22 mA
Coefficient d'amplification	$K =$	8	8
Résistance interne	$\rho =$	23	23 k Ω
Pente	$S =$	9	10 mA/V
Impédance de charge	$Z_u =$	2,4	2,4 k Ω
Tension d'entrée	$V_e =$	4,3	7 V _{eff}
Puissance de sortie	$P_s =$	1,9	5,6 W
Distorsion totale	$D =$	10	10 %

CAPACITÉS (*)

Capacité de la grille 1 $C_{g1} = 12,0 \text{ pF}$
 Capacité de l'anode $C_a = 6,0 \text{ pF}$
 Capacité anode - grille 1 $C_{ag1} \leq 0,6 \text{ pF}$

CONDITIONS D'UTILISATION EN AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE SANS TRANSFORMATEUR (Un signal, montage de la figure 11)

Tension d'alimentation	$V_b =$	300	V
Impédance de la charge	$Z =$	1	k Ω
Tension d'entrée	$V_e =$	0	0,55
Courant continu d'alimentation	$I_b =$	69	67 mA
Puissance de sortie	$P_s =$	—	0,05
Distorsion	$D =$	—	8,5 %

(Deux signaux, montage de la figure 11)

Tension d'alimentation	$V_b =$	300	V
Impédance de charge	$Z =$	1	k Ω
Tension d'entrée	$V_e =$	0	2,85
Courant continu d'alimentation	$I_b =$	69	67 mA
Puissance de sortie	$P_s =$	—	5,9
Distorsion	$D =$	—	8,5 %

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

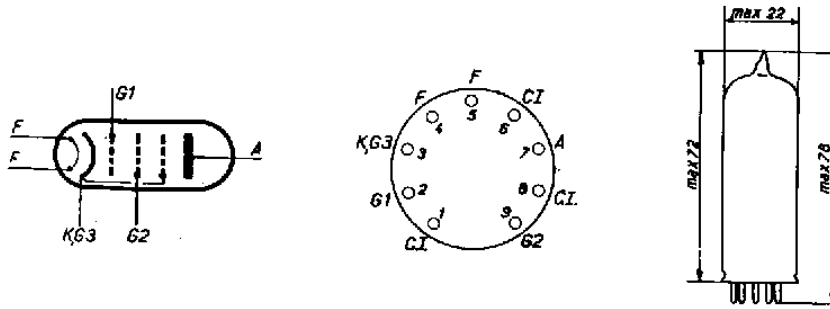
(1) Tension efficace de chaque signal.

(2) On emploie deux signaux aux mêmes amplitudes, mais de fréquences différentes. Cette méthode d'essai correspond mieux que la première aux conditions réelles de fonctionnement.

VALEURS A NE PAS DÉPASSER

Tension de l'anode	V_a max =	250 V
Puissance dissipée sur l'anode	P_a max =	12 W
Tension de la grille 2	V_{g2} max =	200 V
Puissance dissipée sur la grille 2	P_{g2} max =	1,75 W
Courant cathodique	I_{k} max =	100 mA
Résistance du circuit de la grille (avec polarisation automatique).....	R_{g1} max =	1 M Ω
Tension cathode-filament	V_{kf} max =	200 V
Résistance cathode-filament	R_{kf} max =	20 M Ω

DISPOSITION DES ÉLECTRODES ET ENCOMBREMENT



Embase : miniature 9 broches (Noval).

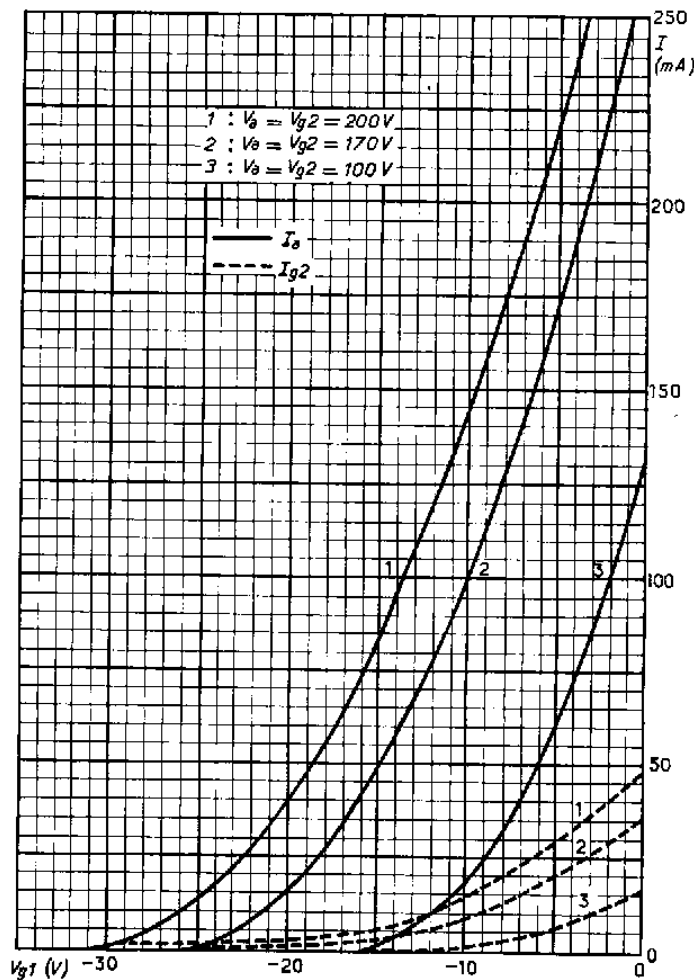


Fig. 13.

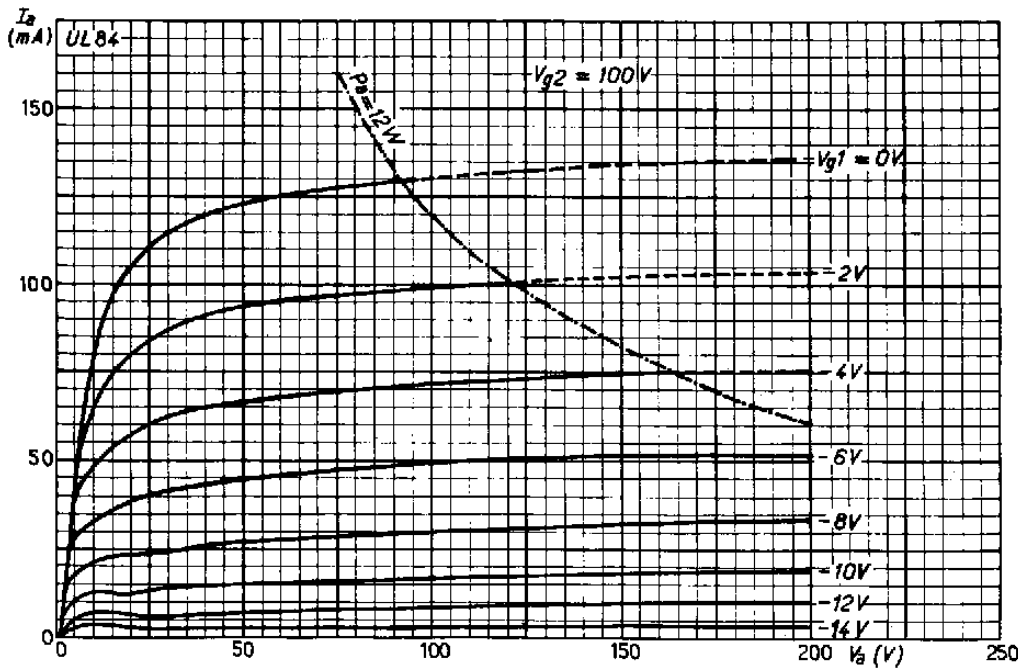


Fig. 14.

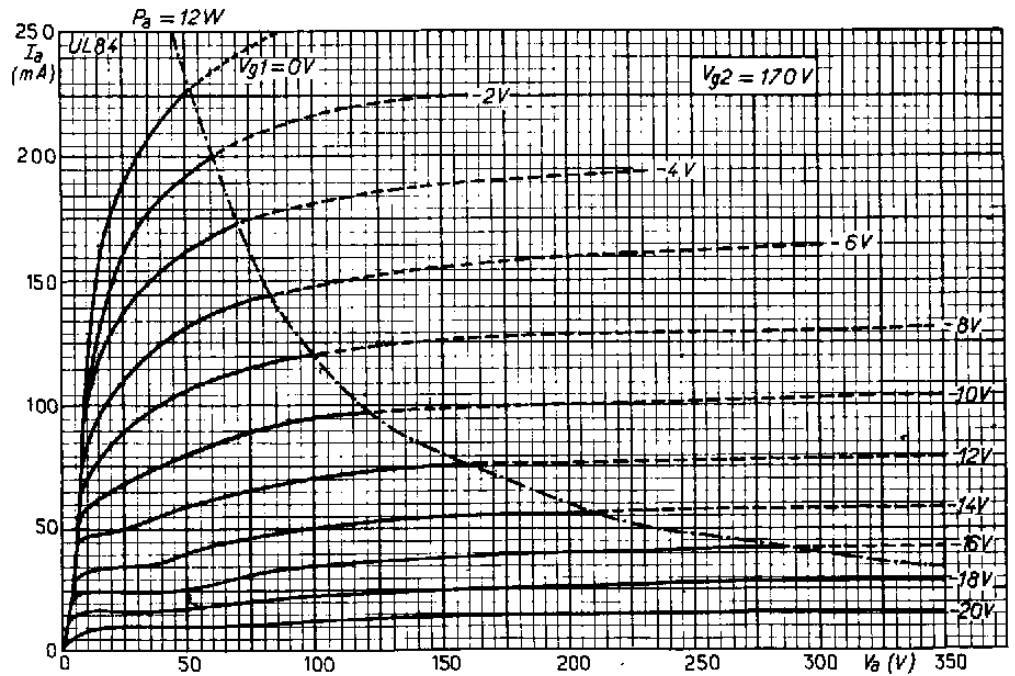


Fig. 15.

EL 86

**PENTODE DE PUISSANCE DE 12 W
 POUR AMPLIFICATEURS BF SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE**

CARACTÉRISTIQUES (*)

CHAUFFAGE

Indirect (cathode isolée du filament)	$\left\{ \begin{array}{l} V_f = 6,3 \text{ V} \\ I_f = 0,76 \text{ A} \end{array} \right.$
Alimentation en parallèle	
Tension cathode-filament (1)	$V_{kf} \text{ max} = 300 \text{ V}$

Pour toutes les autres caractéristiques électriques, ainsi que la disposition des électrodes et l'encombrement, voir les caractéristiques du tube UL 84.

(*) Ce tube n'est pas encore disponible. Caractéristiques provisoires.
 (1) Valeur de crête, la cathode étant positive. Composante continue : 150 V max.

APPENDICE 1

Calcul du montage inverseur de phase. — On veut déterminer quelle influence exerce la tension de sortie qui se superpose à la tension de l'anode dans l'étage inverseur de phase. Le calcul sera développé à partir des indications de la figure A₁.

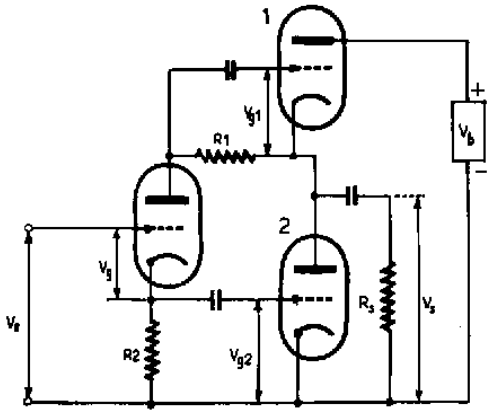


Fig. A₁.
Montage inverseur de phase et final symétrique.
Schéma de principe pour le calcul.

Pour connaître l'amplification de l'étage à cathode asservie, on va supposer d'abord que l'amplification A_{1,2} des tubes de puissance n'est pas modifiée par la contre-réaction et que l'on pourra donc adopter les données publiées du tube UL 84.

L'amplification d'un étage à cathode asservie, dans sa disposition usuelle, est, en prenant pour référence l'un des points de sortie :

$$A = \frac{v_{g1}}{V_g} = \frac{v_{g1}}{v_{g1} + v_g} = \frac{i_a \cdot R_1}{i_a \cdot R_1 - v_g} = \frac{1}{1 + \frac{v_g}{i_a \cdot R_1}} \quad (1)$$

Le courant anodique a pour intensité :

$$i_a = S \left[v_g - \frac{(v_{g1} - v_{g2})}{K} \right] = S \left[v_g - \frac{2 \cdot i_a \cdot R_1}{K} \right]$$

$$i_a = \frac{S \cdot v_g}{1 + \frac{2 R_1 \cdot S}{K}} \quad (2)$$

En portant (2) dans (1) :

$$A = \frac{1}{1 + \frac{1}{S \cdot R_1} + \frac{2}{K}} \quad (1a)$$

Dans le montage de la figure 4, le courant i_a du montage usuel se trouve modifié en raison de la superposition de la tension de sortie :

$$i_a = S \left[v_g - \frac{(v_{g1} + v_{g2} + V_s)}{K} \right]$$

$$= S \left[v_g - \frac{i_a \cdot R_1}{K} (2 + A_{1,2}) \right] \text{ Or, } V_s = v_g \cdot A_{1,2}$$

$$\text{d'où : } i_a = \frac{S \cdot v_g}{1 + \frac{S \cdot R_1 (2 + A_{1,2})}{K}} = \frac{K \cdot S \cdot v_g}{K + S \cdot R_1 (2 + A_{1,2})} \quad (3)$$

Avec cette valeur de i_a on obtient, par substitution de (3) dans (1) :

$$A' = \frac{1}{1 + \frac{1}{S \cdot R_1} + \frac{(2 + A_{1,2})}{K}} \quad (1b)$$

La perte d'amplification est donnée par le coefficient (rapport des amplifications) N_A :

$$N_A = \frac{A'}{A} = \frac{1 + \frac{1}{S \cdot R_1} + \frac{2}{K}}{1 + \frac{1}{S \cdot R_1} + \frac{(2 + A_{1,2})}{K}} \quad (4)$$

La perte dépend principalement du coefficient d'amplification K du tube utilisé et de l'amplification des tubes de puissance A_{1,2}.

La réduction du coefficient de distorsion d'amplitude est attribuable à la fraction de la tension de sortie V_s qui est réappliquée à la grille de commande du tube de puissance.

On doit donc considérer le diviseur de tension formé par R₁, ρ' et R₂, et l'on pose :

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + \rho' + R_2} \quad (5)$$

La résistance interne ρ' du tube inverseur de phase que l'on insère dans cette expression est plus grande que la résistance interne normale ρ de ce tube en raison de la contre-réaction d'intensité de cet étage.

$$\rho' = \rho (1 + S \cdot R_2) \text{ en remarquant toujours que } R_1 = R_2 \quad (6)$$

Par conséquent :

$$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + \rho + \rho \cdot S \cdot R_1 + R_1} = \frac{1}{2 + \frac{\rho}{R_1} + K} \approx \frac{1}{K} \quad (5a)$$

$$\text{Lorsque } K > 10 \quad \rho'/R_1 \approx 1$$

Avec ce taux de contre-réaction, la distorsion de l'étage de puissance tombe à :

$$D' = \frac{D}{1 + \alpha \cdot A_{1,2}} \approx \frac{D}{1 + \frac{A_{1,2}}{K}} \quad (7)$$

En général, l'amplification A_{1,2} de l'étage de puissance est inférieure au coefficient d'amplification de l'étage inverseur de phase et l'amélioration que l'on peut espérer dans ces conditions n'est pas très grande.

Avec cette valeur de α, la résistance de sortie des deux tubes disposés en parallèle est :

$$R_{sa} = \frac{1}{2} \frac{R_1}{1 + \alpha \cdot K_{1,2}} = \frac{\rho}{2 \left(1 + \frac{K_{1,2}}{K} \right)} \quad (8)$$

L'amplification à vide K_{1,2} est beaucoup plus grande que A_{1,2} et dépasse couramment le coefficient d'amplification de l'étage inverseur de phase. Ainsi la contre-réaction provoque une baisse fort importante de la résistance de sortie laquelle, évidemment, ne modifie pas l'adaptation d'impédance de R_{sa}.

APPENDICE 2

Résistance de sortie du montage de la figure 11. — La résistance de sortie est plus faible que celle du montage en parallèle des deux tubes, car le tube UL 84/1 est sensiblement un tube amplificateur couplé par la cathode et une partie de la tension de sortie s'y trouve appliquée sous forme de contre-réaction courant-tension.

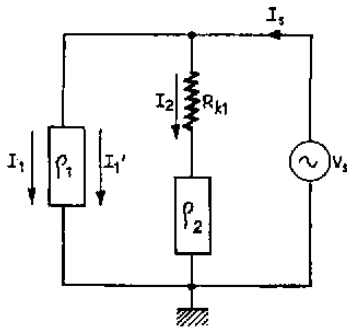


Fig. A2.

Le circuit équivalent est alors celui de la figure A2, V_s est une source de tension alternative disposée entre la masse et la cathode du tube UL 84/1.

L'admittance de sortie est donc : $\frac{I_s}{V_s} = \frac{1}{R_{\text{sortie}}}$

$$(I_s = I_2 + I_1 + I_1')$$

Les courants des deux branches sont respectivement :

$$I_2 = V_s / (\rho_2 + R_{k1})$$

$$I_1 = V_s / \rho_1$$

$$I_1' = S_1 \cdot V_{gk1} = S_1 \cdot I_2 \cdot R_{k1}$$

$$\frac{1}{R_{\text{sortie}}} = \frac{1}{\rho_1} + \frac{1}{\rho_2 + R_{k1}} \cdot (1 + S_1 \cdot R_{k1})$$

Mais l'on a : $\rho_2 \gg R_{k1}$, d'où :

$$\frac{1}{R_{\text{sortie}}} \approx \frac{1}{\rho_1} + \frac{1}{\rho_2} (1 + S_1 \cdot R_{k1})$$

APPENDICE 3

Les tubes de puissance indiqués dans le texte ne sont pas les seuls qui puissent convenir à ces montages. Ils permettent de construire l'ensemble le plus économique. Si l'on exige des puissances plus importantes, on peut employer, dans des montages analogues, les tubes amplificateurs de

puissance étudiés pour la sortie de balayage de lignes des récepteurs de télévision (EL 81, PL 81, EL 36, PL 36).

Le montage le plus intéressant, dans tous les cas, paraît être celui de la figure 12, lorsqu'on emploie les tubes UL 84 (ultérieurement, les tubes EL 86).



[HTTP://WWW.RADIOCOLLECTION.BE](http://www.radiocollection.be)

M. B. L. E

MANUFACTURE BELGE DE LAMPES ET DE MATÉRIEL ÉLECTRONIQUE, S.A.

80, RUE DES DEUX GARES, BRUXELLES • TÉL.: 21.82.00 (15 LIGNES)
M.B.L.E - CONGO • BOITE POSTALE 673 • LÉOPOLDVILLE • TÉL.: 4002