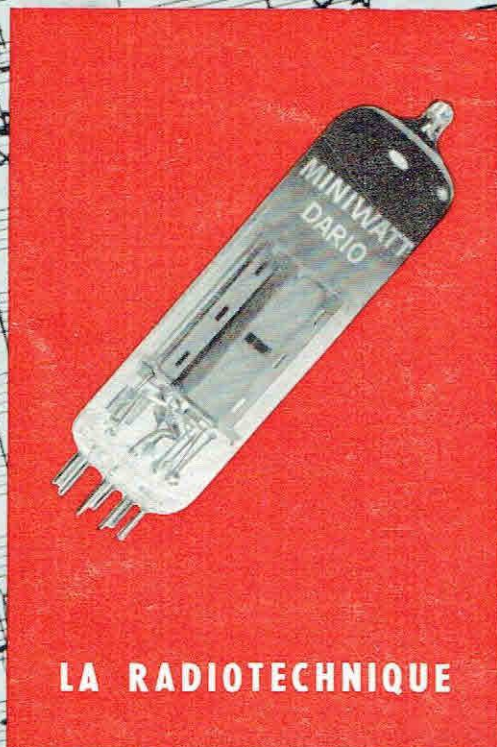


STEREOPHONIE

HAUTE QUALITÉ



LA RADIOTECHNIQUE

Handwritten signature

STÉRÉOPHONIE ET HAUTE QUALITÉ

tubes MINIWATT DARIO pour audio-fréquences

Edité par le bureau de
documentation technique de
LA RADIOTECHNIQUE
130, avenue Ledru Rollin
PARIS-XI^e
TÉLÉPH. : **VOL**taire 23-09
Adr. Télég. TUBELEC - PARIS

USINES ET LABORATOIRES A
SURESNES
CHARTRES
DREUX
CAEN
R.C. SEINE 55 B 2793

SOMMAIRE

	Pages
1. ÉLÉMENTS DES AMPLIFICATEURS	3
2. SOURCES DE DISTORSIONS DANS LES ENREGISTREMENTS.....	16
3. CONSTRUCTIONS ET MONTAGES PRATIQUES	23
4. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE POUR AUDITIONS MONAURALES	
1. Amplificateur simple de 3 W pour pick-up	25
2. Amplificateur symétrique monaural de 10 W, de haute qualité. Deux pentodes EL 84	28
3. Amplificateur symétrique de 17 W monaural équipé de deux tubes EL 84, charge réduite.....	34
4. Amplificateur monaural de 6 W sans transformateur de sortie 12 AX 7, 2 EL 86, EZ 81.....	34
5. Amplificateur monaural de 20 W. Montage symétrique ultra-linéaire de haute qualité. Deux tubes EL 34.....	37
6. Amplificateur symétrique monaural de 32 W. Deux tubes EL 36 à l'étage final	43
7. Amplificateur symétrique monaural de 100 W en classe B, équipé de deux tubes EL 34.....	46
8. Amplificateur monaural de 2 W pour audio-fréquences, peu volumineux, équipé de tubes subminiatures : 5902 et 5719.....	47
9. Étage spécial d'entrée supplémentaire	48
10. Préamplificateur-correcteur pour audio-fréquences équipé d'un tube EF 86	49
11. Préamplificateur-correcteur type « confortable » pour équipements de très haute qualité	51
5. ÉQUIPEMENTS STÉRÉOPHONIQUES	54
Amplificateur stéréophonique de 7 W ultra-linéaire.....	55
Amplificateur stéréophonique à trois tubes.....	58
Préamplificateur stéréophonique	60

ÉLÉMENTS DES AMPLIFICATEURS

L'AMPLIFICATION DE HAUTE QUALITÉ

En général, une installation de haute qualité comprend un tourne-disques, un pick-up, un préamplificateur (égaliseur-correcteur), un amplificateur de puissance et un ou plusieurs haut-parleurs. L'équipement est assez souvent complété par une tête de récepteur AM/FM et un magnétophone. Tous les éléments de l'installation contribuent à la qualité, ou à la distorsion, de la reproduction musicale. Dans le cas le meilleur, ils ne peuvent cependant que restituer ce qui est disponible à la source du signal, c'est-à-dire l'enregistrement sur disque ou sur ruban ou la transmission radiophonique. Il est certain qu'il y a déjà là une certaine distorsion. Les distorsions de la courbe de réponse peuvent être corrigées complètement par un correcteur-égaliseur ou une commande de tonalité. Par contre, il n'existe aucun remède pour les autres catégories de distorsions de la source de signal. Pour répondre à l'attente du nombre sans cesse croissant des amateurs de « haute fidélité », les fabricants de disques et les ingénieurs des services de radiodiffusion font aujourd'hui tout leur possible pour réduire les causes de distorsion, dès l'origine. Ces précautions se sont révélées si efficaces qu'un large public s'intéresse aujourd'hui aux équipements capables de rendre parfaitement la qualité intrinsèque des « sources ».

Les amplificateurs insérés dans la chaîne, entre le point d'origine du son et l'oreille, ont, sur le résultat final, une influence tout à fait décisive. Leurs caractéristiques essentielles telles que l'amplification et la réponse à la fréquence sont les seules qui peuvent être pratiquement commandées dans toute la chaîne. Rien ne peut modifier complètement les caractéristiques des pick-ups, des têtes magnétiques et des haut-parleurs. Les commandes prévues sur les amplificateurs offrent la possibilité d'ajuster la réponse à la fréquence selon le goût personnel de l'auditeur ou ses facultés d'audition.

Les amplificateurs étant les seuls organes de l'équipement doués d'une telle souplesse, ils sont aussi les plus intéressants et leur étude nous permettra de présenter quelques remarques d'ordre général. Un certain nombre de montages d'amplificateurs de puissance et de préamplificateurs avec correcteurs de tonalité vont être passés en revue d'une manière détaillée. Ils appartiennent aux classes de prix faibles ou moyens. Les montages sans transformateur d'alimentation appartiennent à la classe de prix inférieure et ils ont été laissés de côté dans cet exposé.

Conformément aux règles de sécurité, le courant maximal admissible entre une borne d'un équipement et la terre ne doit pas dépasser une valeur de crête de 0,7 mA. Cela impose de telles exigences pour les impédances des circuits que dans le cas d'un secteur dont la tension est de 220 V_{eff}, la capacité des condensateurs de mise à la terre ne doit pas dépasser 7 000 pF environ. Ainsi, le secondaire du transformateur de sortie et le haut-parleur ne doivent pas être incorporés dans une boucle totale de contre-réaction. Ces restrictions empêchent totalement de songer

à étudier des amplificateurs de haute qualité alimentés en série, bien que l'on puisse obtenir une qualité assez bonne lorsqu'un pick-up à forte tension de sortie est couplé à un tel amplificateur à gain faible, par un transformateur d'isolement à l'entrée.

EXIGENCES D'UN AMPLIFICATEUR DE HAUTE QUALITÉ

Les exigences fondamentales relatives à un amplificateur à haute fidélité sont, en résumé, les suivantes :

- 1 - faible taux de distorsion harmonique (0,5 % max),
- 2 - faible distorsion par intermodulation (2 % max),
- 3 - distorsion faible sur les interférences par battements (0,8 % max),
- 4 - réponse à la fréquence *linéaire* jusqu'à une octave, au moins, au-dessus de la gamme audible,
- 5 - faible déphasage sur cette gamme de fréquences,
- 6 - faibles niveaux de ronflement et de souffle,
- 7 - réserve de puissance assez ample pour que les passages en « forte » soient reproduits sans surcharge,
- 8 - résistance de sortie de faible valeur apportant au haut-parleur l'amortissement électrique désirable.

Bien que ces exigences puissent influencer toute la conception générale de l'amplificateur, elles ont une importance dominante pour l'étude de l'étage de puissance final.

Une forte puissance disponible en ce point reste la *condition essentielle* de restitution exacte pour la musique de grand orchestre. Dans des pièces de dimensions normales, on admet généralement qu'une puissance de sortie de 10 W (valeur de crête) est exigible, dans des salles plus grandes une puissance de sortie de 15 W (valeur de crête) peut être considérée comme un minimum nécessaire pour prévoir toutes les conditions d'une bonne écoute.

Deux catégories d'étages de puissance peuvent être utilisées à la sortie de l'amplificateur pour obtenir de 10 à 15 W, à faible distorsion, et les fournir au groupe de haut-parleurs :

- 1^o étage à pentode symétrique (push-pull) en classe AB,
- 2^o étage à triode symétrique (push-pull) en classe A ou en classe AB.

Ces deux solutions ont leurs avantages particuliers et le choix de l'une ou de l'autre fait surtout intervenir le rendement exigé et les considérations économiques qui s'y rattachent.

Étage de puissance à pentode. — Les pentodes de puissance EL 34 et EL 84, présentées il y a déjà quelques années, admettent des puissances dissipées sur l'anode de 25 W et de 12 W, respectivement. Ces tubes conduisent facilement à l'établissement d'étages de puissance symétriques en classe AB, fournissant bien plus de 25 W ou de 12 W à la sortie, en admettant un rendement du transformateur de sortie de 80 %, obtenu couramment, dans les bonnes constructions, actuellement. Le rendement total de

ces étages de puissance est très élevé, de l'ordre de 40 à 50%. Toutefois, la distorsion harmonique sans correction atteint 3% à 4% à la puissance de sortie maximale et il faut donc admettre un fort taux de contre-réaction pour ramener la distorsion au niveau exigé, de 0,5% par exemple, à la puissance de sortie spécifiée.

Les conditions de fonctionnement recommandées en classe AB sont généralement publiées par les fabricants de tubes pour des résultats de mesures faites avec attaque de l'entrée de l'étage par une tension *sinusoïdale*. La valeur de la résistance de cathode indiquée a été choisie de telle sorte que dans les conditions du signal d'entrée nul, les tubes sont réglés en classe A tandis que lors de l'attaque complète le point de fonctionnement est déplacé vers le réglage de polarisation de la classe B. La résistance de charge entre les anodes publiée a été déterminée pour le fonctionnement optimal au réglage en classe B, avec tension d'attaque complète. Le déplacement du point de fonctionnement est dû à l'influence des augmentations des courants de l'anode et de la grille 2 dans la résistance de polarisation, insérée dans le circuit des cathodes. Considérons par exemple un certain étage de puissance comportant deux tubes EL 84 alimenté à partir d'une tension de 310 V. L'augmentation du courant du circuit cathodique, qui donne aussi l'accroissement de la polarisation, atteint 40%, avec tension d'entrée *sinusoïdale*.

Lorsqu'un tel étage est employé pour reproduire la parole et la musique, les conditions de fonctionnement sont tout à fait différentes. L'amplitude moyenne du signal est alors très faible, par rapport à la valeur de crête qui se produit de temps à autre, et les variations *moyennes* du courant cathodique sont donc également très faibles, dans ce cas. En raison de la constante de temps relativement forte du groupement formé par la résistance de cathode et par son condensateur de découplage, le déplacement du point de fonctionnement, même lorsque la crête du signal se présente, est assez faible pour que l'on puisse considérer que l'étage fonctionne avec une polarisation sensiblement *fixe*.

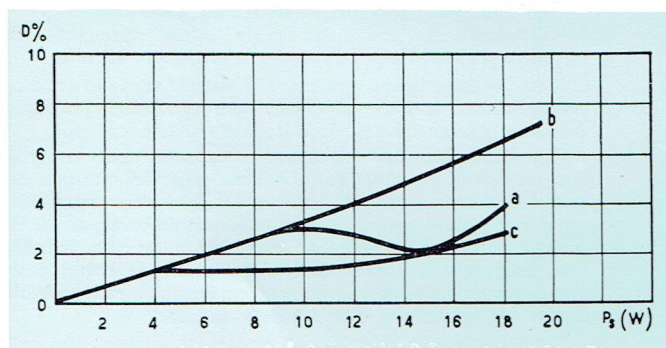


Figure 1. — Comparaison des courbes de distorsion pour deux tubes EL 84 en montage symétrique, classe AB (la tension d'entrée est *sinusoïdale*) :

- a) avec polarisation automatique par la cathode;
- b) avec polarisation fixe, dans les mêmes conditions;
- c) avec charge réduite, pour le fonctionnement optimal à polarisation fixe.

Si nous pratiquons des mesures sur un étage normal en classe AB et qu'au lieu de le polariser par les cathodes, nous lui appliquons la polarisation fixe correspondante et une tension d'attaque *sinusoïdale*, nous constatons que la distorsion est plus forte qu'à l'utilisation d'une polarisation automatique par les cathodes. Les courbes a et b de la figure 1 représentent ces deux conditions de fonctionnement dans le cas d'une pentode de puissance EL 84. La polarisation de fonctionnement initial (point de repos) est la même dans les deux essais. La courbe a matérialise les conditions de fonctionnement normales publiées, avec polarisation fixe. Ces résultats montrent bien, en pratique, qu'un étage

en classe AB à polarisation automatique, étudié pour une tension d'attaque *sinusoïdale*, produit une distorsion accrue lorsque des crêtes de parole et de musique habituelles se produisent.

Un moyen utilisable pour améliorer le résultat consiste à ajuster les conditions de fonctionnement initial (repos) de l'étage final pour qu'elles soient sensiblement optimales dans le cas d'une polarisation fixe, bien que l'on maintienne l'emploi de la polarisation automatique par les cathodes. Cela implique l'utilisation d'un courant de repos plus faible et d'une résistance de charge de valeur plus petite entre les anodes. Ces modifications ont pour conséquence de plus fortes variations des courants instantanés de l'anode et de la grille 2, lorsque l'étage reçoit une tension d'attaque; mais l'effet de ces fluctuations plus importantes est, au moins en partie, compensé, car la constante de temps du circuit de cathode a aussi été accrue. L'excursion du point de fonctionnement reste donc très réduite lorsque la tension d'attaque est appliquée.

Nous pouvons constater que la régulation à court terme de l'alimentation est correctement assurée, si nous prévoyons des valeurs de capacités des condensateurs électrolytiques assez fortes sur les circuits reliés aux anodes et aux grilles 2. Les courants de crête qui correspondent à des conditions voisines de la surcharge sont effectivement fournis, dans ces conditions, par la décharge des condensateurs, avec une réduction de tension sur ces circuits bien plus faible que 0,5% et l'aptitude de fourniture de puissance de l'étage n'en est pas diminuée.

Une telle conception a été appliquée à l'étude du projet d'étage de puissance de l'amplificateur de 10 W que nous décrirons.

L'alimentation est conforme à ce que nous venons d'indiquer et cela est combiné avec la contre-réaction englobant le transformateur de sortie, avec un taux élevé (26 dB), pour donner des résultats vraiment très satisfaisants. Ces conditions particulières de fonctionnement apportent un autre avantage car chaque pentode de sortie de 12 W fonctionne alors à une dissipation anodique moyenne de 7,5 W seulement. La courbe c de la figure 1 indique pour les conditions de polarisation fixe correspondantes les résultats obtenus

Il convient de le remarquer, et nous insistons sur ce point, ce mode de fonctionnement convient seulement pour la reproduction de la parole et de la musique et si l'on appliquait, à des étages ainsi réglés, une tension d'entrée *sinusoïdale*, il y aurait une distorsion excessive. Ainsi, il est difficile de mesurer directement les niveaux de distorsion qui se produisent dans les conditions expérimentales avec la parole ou la musique.

Une seconde méthode applicable pour améliorer les résultats sera décrite plus loin. Elle consiste à adopter une charge répartie sur l'étage de puissance. Selon la valeur précise de la charge utilisée, la variation des courants de l'anode et de la grille 2 peut être réduite jusqu'à un niveau tel que le fonctionnement se révèle presque identique que l'on emploie une polarisation automatique par les cathodes ou une polarisation fixe.

Étage de puissance avec triode. — Un faible niveau de distorsion propre peut être obtenu avec deux triodes fonctionnant en étage symétrique et dans des conditions voisines de la classe A. Nous trouvons alors que des pentodes ou des tétrodes de 25 W, reliées en triodes, peuvent fournir une puissance de sortie de 12 à 15 W avec des taux de distorsion harmonique inférieurs à 1%, en utilisant une tension d'alimentation de 425 V, environ.

La puissance de sortie maximale et la distorsion correspondante varient de façon notable selon la valeur de l'impédance de charge et la figure 2 montre le fonctionnement particulier de pentodes EL 34 utilisées symétriquement en triodes et fonctionnant un peu au-dessous de 25 W, leur puissance dissipée sur l'anode spécifiée.

Avec des impédances de charge entre les anodes inférieures à $7\text{ k}\Omega$, on peut utiliser indifféremment une résistance commune ou deux résistances cathodiques séparées avec découplage par un ou deux condensateurs, respectivement. Avec une impédance de charge plus grande que $7\text{ k}\Omega$, le fonctionnement est amélioré par l'emploi d'une résistance cathodique commune aux deux tubes, sans découplage par un condensateur. Le fonctionnement optimum d'étages de puissance à haute qualité est obtenu avec une impédance de charge de $10\text{ k}\Omega$, environ. Les tubes fournissent alors une puissance de sortie de 14 W , avec une distorsion harmonique totale bien plus faible que $0,5\%$.

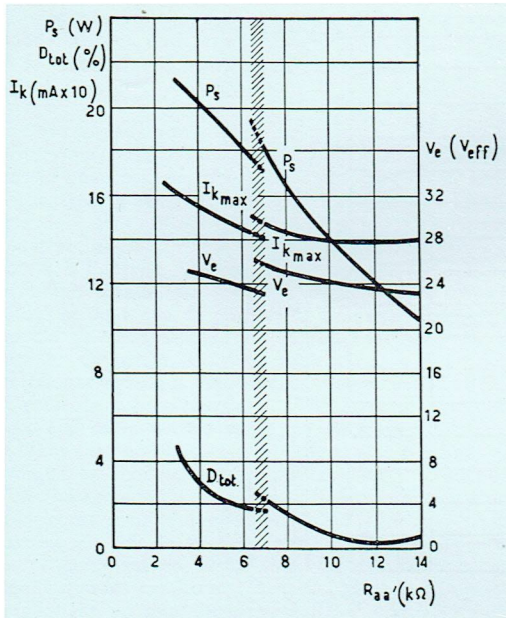


Figure 2. — Fonctionnement de deux tubes EL 34, employés en triodes, sur un montage symétrique. La zone grisée pour $R_{aa'}$ autour de $7\text{ k}\Omega$ est une ligne de démarcation pour les conditions de fonctionnement.

Ce type d'étage de puissance (amplificateur Williamson, par exemple) est en très grande faveur depuis quelques années et il convient pour les amplificateurs de haute qualité pouvant fournir une puissance de sortie utile de l'ordre de 12 W . En raison de la faible distorsion propre de cet équipement, on ne peut utiliser pour le corriger qu'un faible taux de contre-réaction donnant une linéarité acceptable, surtout si on le compare aux étages de puissance à pentodes ou à tétrodes ayant une puissance de sortie du même ordre de grandeur.

De plus, si le projet prévoit l'emploi de trois ou quatre étages d'amplification, une contre-réaction étant aussi prévue sur tout l'ensemble y compris le transformateur de sortie, cette formule d'étage de puissance symétrique à triodes donne une stabilité accrue pour un niveau de distorsion donné.

Étage de puissance ultra-linéaire. — En dépit des grands mérites de l'amplification symétrique par triodes, lorsque nous considérons surtout la distorsion, le principal inconvénient de cette formule est son faible rendement et la puissance de sortie limitée. Pour cette raison, les montages de l'étage final à charge répartie forment aujourd'hui le second pôle d'attraction de la technique des audiofréquences. Ce sont les dispositions connues sous le nom d'étages de puissance ultra-linéaires. Ces montages impliquent l'application d'une contre-réaction sur l'étage final même. Les grilles 2 des tubes de puissance (voir la fig. 3)

sont alimentées à partir de deux prises intermédiaires prévues sur le primaire du transformateur de sortie. On peut considérer que la contre-réaction est ainsi appliquée aux grilles 2 d'une manière non-linéaire. Nous devinons ainsi très facilement que les caractéristiques d'un étage ultra-linéaire sont intermédiaires entre le fonctionnement en pentode et le fonctionnement en triode, il se rapproche d'autant plus de celui de la triode que le pourcentage des nombres de tours du primaire, communs aux circuits de l'anode et de la grille 2, est plus grand.

Dans un étage ultra-linéaire, fonctionnant aux conditions optimales, il est possible d'obtenir 65% environ de la

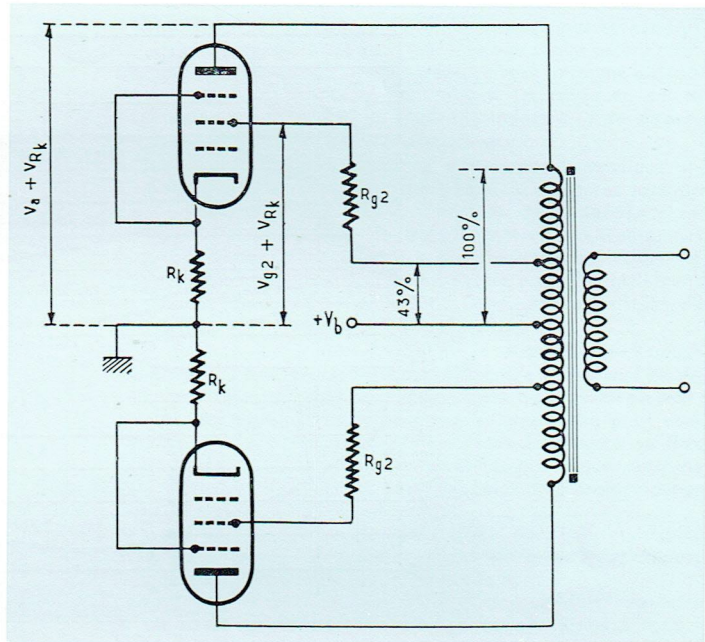


Figure 3. — Étage de puissance, symétrique, ultra-linéaire.

possibilité de fourniture de puissance de l'étage à pentodes correspondant, mais avec une distorsion beaucoup plus faible, tandis qu'au niveau de sortie de l'étage à triode correspondant, on obtiendrait un taux de distorsion du même ordre de grandeur. Le montage ultra-linéaire réduit l'impédance de sortie à des valeurs comparables à celles qui sont employées sur les étages symétriques à triodes habituels.

Le dispositif ultra-linéaire permet de construire des amplificateurs de haute qualité fournissant des puissances de sortie supérieures à 20 W , avec deux pentodes de la catégorie des 25 W . Ainsi la possibilité de fourniture de puissance est beaucoup plus importante que dans le fonctionnement de deux triodes symétriques. Le rendement des pentodes de 12 W peut être également amélioré de façon très importante, grâce à la disposition ultra-linéaire, mais la possibilité de fourniture de puissance de cette catégorie de tubes est, en fait, un peu trop réduite. Il est toutefois possible d'obtenir encore des puissances de sortie utiles de 10 à 12 W . Le tableau 1 compare les résultats du fonctionnement en triode, en pentode et en ultra-linéaire des pentodes de puissance EL 34 et EL 84. Pour le type EL 34 utilisé, d'une part, en ultra-linéaire et, d'autre part, en triode, la comparaison est vraiment la plus intéressante car la prise faite sur le primaire pour le fonctionnement en ultra-linéaire va jusqu'à doubler la possibilité de fourniture de puissance par rapport au fonctionnement des triodes, tout en maintenant un très faible niveau de distorsion.

Les expériences ont montré que le niveau de distorsion devient comparable aux résultats des triodes pour un rapport de bobinage commun de 0,2, c'est-à-dire avec 20% de l'enroulement relié aux circuits de l'anode et de la grille 2. Toutefois, des améliorations notables sont obtenues, à des puissances de sortie plus élevées, si le rapport de bobinage commun est encore augmenté. L'optimum de rendement global a été obtenu pour un rapport de bobinage commun du primaire pouvant atteindre 40 à 45%. Bien que la possibilité de fourniture de puissance se trouve dès lors réduite, on peut obtenir une puissance de sortie minimale de 35 W avec une distorsion de 2,5% à la naissance du courant de grille.

La figure 4 représente le fonctionnement particulier d'un étage symétrique ultra-linéaire avec $2 \times$ EL 34, fonctionnant avec des prises donnant un rapport de bobinage commun de 0,43 (43% du nombre des tours du primaire entre l'anode et la grille 2). Les puissances de sortie indiquées sont celles fournies au secondaire, dans la charge (1).

Dans le cas du type EL 84 la comparaison la plus significative peut être établie entre le fonctionnement en ultra-linéaire et le fonctionnement en pentode. Les dispositions ultra-linéaires, ici encore, réduisent considérablement la distorsion. Les tubes fournissent une puissance de sortie de 15 W, environ, avec un rapport de bobinage commun de 0,2.

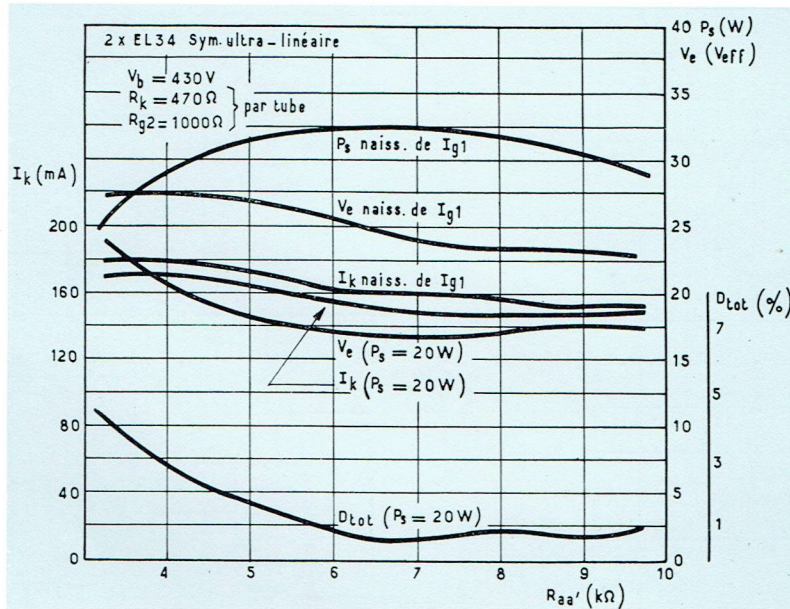


Figure 4. — Fonctionnement de deux pentodes EL 34 dans un montage symétrique ultra-linéaire, la grille 2 étant reliée à 43% du nombre des tours du demi-primaire.

Tableau 1

Type de tube	Fonctionnement	Conditions d'utilisation					Distorsion totale D%			
		V _a (V)	V _{g2} (V)	R _k (Ω)	R _{aa'} (kΩ)	R _{g2} (Ω)	10 W	14 W	20 W	30 W
2-EL 34	En triodes	400	(*)	470 par triode	10	10	0,5	0,7		
	Ultra-linéaire 43% de l'enroulement commun	400	400	470 par tube	6,6	1 000 par tube	0,6	0,7	0,8	1
	En pentodes	375	375	130 commune	3,4	470 commune	1,5	1,9	2,5	3,8
2-EL 84	Triodes	300	(*)	150 commune	10	(*)	5 W 10 W 15 W			
	Ultra-linéaire 20% de l'enroulement commun	300	300	270 par tube	6,6		1			
	Ultra-linéaire 43% de l'enroulement commun	300	300	270 par tube	8,0		0,8	1,0	1,5	
	Pentode	300	300	270 par tube	8,0		0,7	0,9		
							1,5	2,0	2,0	

(*) Anode reliée à la grille 2.

(1) Rendement du transformateur voisin de 80% à 1000 Hz.

D'après les résultats du tableau 1, nous voyons qu'il y aurait très peu d'avantages à s'approcher encore plus des conditions « triodes ». Il y a, cependant, deux améliorations au moins si l'on utilise une prise à 40% environ du nombre de tours du primaire, et particulièrement pour le type EL 34 qui conserve alors une forte puissance de sortie disponible. Le premier avantage est l'obtention de fonctionnements pratiquement identiques avec polarisation automatique par les cathodes ou avec polarisation fixe, car plus on se rapproche du fonctionnement de la triode en classe A et plus les variations des courants d'anode et de grille 2 sont réduites, lorsque la tension d'attaque est appliquée. Le second avantage est lié à la puissance de sortie et à la distorsion. Elles sont moins dépendantes de la valeur de l'impédance de charge, tout comme dans un fonctionnement triode normal. Avec une prise à 40% du nombre des tours, le fonctionnement varie très peu si l'on fait varier l'impédance de charge entre anodes de 6 à 9 k Ω .

Contre-réaction. — On ne peut pas considérer que les distorsions notées dans le tableau 1 soient suffisamment basses pour des amplificateurs que l'on veut classer, réellement, sous le vocable de la « haute qualité ». La distorsion doit donc être réduite encore par l'application d'une contre-réaction, englobant en général tout l'amplificateur, de la sortie à l'entrée. L'ensemble comprenant, en général, un préamplificateur, un étage d'attaque avec inversion de phase et un étage de puissance, est englobé dans une seule boucle de contre-réaction, comprenant aussi le transformateur de sortie. Comme cet accessoire important à un fonctionnement qui dépend très fortement de la fréquence, le taux de contre-réaction que l'on peut appliquer dépend beaucoup de la qualité de ce transformateur.

Dans un amplificateur à réaction, l'instabilité existe lorsque le produit de l'amplification sans réaction et de l'affaiblissement du réseau de réaction dépasse l'unité aux fréquences pour lesquelles le déphasage sur toute la boucle est soit nul, soit de 360°. Dans ce cas, évidemment, la tension de réaction est en phase avec la tension d'entrée. Etant donné que les conditions, dans le cas de la contre-réaction, impliquent un déphasage de 180°, il apparaît que l'instabilité se produit lorsque le déphasage supplémentaire dans l'amplificateur et le réseau de réaction s'approche de 180°.

Le déphasage est toujours difficile à mesurer. Dans la pratique normale, on utilise, pour établir les projets, la relation entre le déphasage et l'atténuation du réseau. Un simple filtre à résistances et condensateurs, passe-haut ou passe-bas, présente un déphasage final de 90° et l'atténuation est voisine, en asymptote, de 6 dB/octave.

Des marges correctes de stabilité sont maintenues lorsque les taux d'atténuation ne dépassent pas 10 dB/octave dans la partie de la caractéristique d'amplification de la boucle, où il varie de 10 dB environ à — 10 dB, en passant par le gain-unité (0 dB).

Il résulte de ce que nous venons d'examiner que les caractéristiques des amplificateurs doivent être commandées très au-delà de la gamme des fréquences audibles. Or cela est d'autant plus difficile à assurer que le taux de réaction est plus fort. Dans la pratique courante, on applique actuellement des contre-réactions de 25 dB à 29 dB et il est clair que le déphasage, introduit par le transformateur de sortie, fixe des limites assez précises pour les données d'étude de l'amplificateur. Il est presque impossible d'obtenir un niveau fort et constant de réaction sur toute la gamme des fréquences audibles dans un amplificateur à trois ou quatre étages où la boucle de contre-réaction englobe le montage complet y compris le transformateur de sortie. Une stabilité correcte est très difficile à obtenir dans ces conditions. Il est donc plus courant d'admettre que la réaction réelle décroît vers les fréquences les plus basses et les plus hautes. Mais la contre-réaction correcte doit pouvoir se produire dans la région de *résonance fondamentale* du ou des haut-parleurs, afin d'avoir la faible impédance de sortie exigible procurant un amortissement électrique efficace. La contre-réaction doit aussi être disponible jusqu'à la fréquence la plus élevée

dont les harmoniques sont encore situés à l'intérieur de la gamme audible; c'est-à-dire que l'on peut considérer que cette fréquence fondamentale est de 10 kHz, environ.

Transformateur de sortie. — Le transformateur de sortie est la pièce la plus critique d'un amplificateur quelconque. Un transformateur mal étudié peut être la cause de la distorsion que l'on recherche parfois en un tout autre point de l'amplificateur.

Les catégories suivantes de distorsions peuvent provenir de ce transformateur :

1 - *Distorsion de fréquence*, due soit à une inductance trop faible du primaire, soit à une inductance de dispersion trop importante, soit aux effets de résonance.

2 - *Distorsion de phase*, due au déphasage qui se produit lorsque la tension de réaction est prélevée sur le secondaire. En général, cette distorsion se présente sous la forme d'oscillations parasites à fréquences élevées. La cause en est le déphasage provoqué par une grande inductance de dispersion ou par une forte capacité propre.

3 - *Distorsion d'intermodulation et distorsion harmonique.* — Elle est due à la surcharge aux fréquences basses lorsque cela provoque, d'abord, une réduction de l'impédance de charge réelle et ensuite une charge réactive aux fréquences basses. L'ellipse de charge, sur les caractéristiques, s'approche alors d'une circonférence qui ne s'ajuste pas très facilement sur la caractéristique du courant anodique en fonction de la tension de l'anode des tubes de puissance.

4 - *Distorsion par intermodulation et distorsion harmonique* attribuables à la relation non-linéaire entre le flux et l'intensité de champ magnétique dans le noyau du transformateur. Cette distorsion est toujours présente, mais elle peut être réduite à une valeur très faible lorsque la densité de flux d'induction B_{max} est maintenue au-dessous d'une certaine limite (environ 7 000 gauss pour des tôles de transformateur normales).

5 - *Distorsion harmonique* provoquée par une résistance trop forte des enroulements du transformateur, d'ailleurs également défavorable pour le rendement.

Par conséquent, un bon transformateur doit répondre à un assez grand nombre d'exigences :

1 - L'inductance propre du primaire doit être forte.

2 - L'inductance de dispersion et la capacité propre des enroulements doivent être faibles.

3 - La densité de flux magnétique B_{max} ne doit pas être excessive.

4 - Le rendement doit être élevé (faibles pertes dans le noyau et dans les enroulements).

5 - L'adaptation des impédances doit être correcte.

L'étude d'un transformateur résulte donc, pour le fabricant spécialisé, d'une observation moyenne des diverses exigences contradictoires et il doit user de toute son habileté et de son expérience pour peser les mérites des diverses solutions pratiques de ce problème compliqué. Une forte inductance implique le bobinage d'un grand nombre de tours, ce qui se concilie mal avec une résistance minimale et avec une faible capacité propre.

Une faible valeur de B_{max} signifie que la section du noyau doit être forte mais cela conduit aussi à de grandes dimensions et aux mêmes conséquences que celles d'une forte inductance du primaire.

L'inductance de dispersion et les capacités peuvent, toutefois, être maintenues dans des limites assez raisonnables si l'on recourt aux méthodes spéciales de bobinage (gallettes). On peut alors déplacer la fréquence de résonance vers des valeurs assez élevées. Les exigences portant sur la réponse à la fréquence de l'amplificateur complet imposent par ailleurs, une réponse minimale vers cette fréquence de résonance. Si nous exigeons une reproduction sonore sans résonance jusqu'à 20 kHz, la fréquence minimale à laquelle une atténuation de 3 dB est permise est de 60 kHz.

S'il faut supprimer des oscillations parasites (provoquées par le déphasage de la boucle de réaction) par un ou plusieurs filtres RC, et sans influencer la réponse à la fréquence

jusqu'à 60 kHz, il peut devenir nécessaire de reporter la fréquence de résonance parasite à un minimum de 200 kHz. Il convient de se rappeler que le secondaire du transformateur de sortie est inséré dans la boucle de contre-réaction.

L'inductance de dispersion peut être plus faible si l'on prélève la tension de contre-réaction sur un enroulement séparé que l'on peut alors coupler très serré avec le primaire, même si l'on emploie un procédé de bobinage relativement simple et presque courant. Des essais pratiqués sur un amplificateur de 20 W comportant deux tubes EL 34 ont donné une courbe de réponse à la fréquence descendue à -7 dB à 20 kHz, bien que la stabilité obtenue soit bonne pour toutes sortes de charges et tout cela pour la seule raison que l'enroulement du haut-parleur n'était pas compris dans le circuit de contre-réaction (1).

De meilleurs résultats sont obtenus avec un transformateur dont le primaire est divisé en un certain nombre d'enroulements reliés en parallèle, entre lesquels on dispose les galettes des enroulements secondaires, également reliés en parallèle. Toutefois, dans ce cas, le couplage entre les enroulements primaire et secondaire ne peut pas être aussi serré que dans les constructions courantes et l'on obtient une inductance de dispersion relativement forte

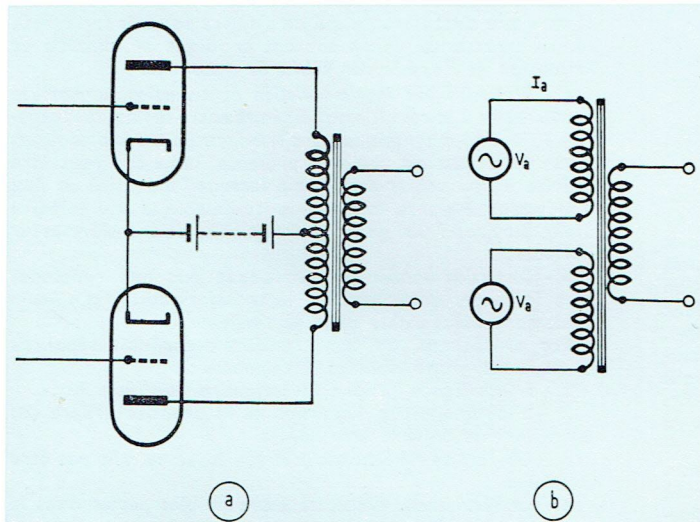


Figure 5. — Montage fondamental (a) et circuit équivalent (b) d'un étage symétrique classique.

qu'il faut essayer de réduire par des groupements convenables des enroulements.

Une amélioration peut cependant être apportée. Mais il faut recourir à des méthodes de bobinage très compliquées et ces transformateurs sont donc difficiles à fabriquer. En inversant par paires les bobines, les capacités propres peuvent être compensées, mais la moindre imprécision ou la moindre asymétrie au cours du bobinage rendent généralement illusoire l'amélioration escomptée.

Les meilleurs résultats sont obtenus avec un primaire réparti en sections bobinées en série. Le mandrin comprend deux compartiments identiques contenant chacun la moitié du primaire; cette moitié est subdivisée en cinq enroulements, par exemple, comprenant entre eux les enroulements secondaires. Il y a donc, en tout, dix enroulements formant le primaire et huit enroulements constituant le secondaire. Les enroulements du primaire sont reliés en série, les enroulements du secondaire soit en parallèle, soit en série-parallèle, selon les exigences des adaptations. Le transformateur

(1) Cette remarque n'a pas un caractère absolu. Il est en général plus facile d'obtenir une bonne stabilité avec une telle chute de réponse à 20 kHz qu'avec le même nombre de dB à 60 kHz.

résultant d'une telle étude est universel et sa formule est très souple puisqu'il peut être employé à différents rapports de transformation, selon les groupements des sections du secondaire. Ce mode de construction offre un autre avantage car les prises faites sur le primaire facilitent le choix des connexions qui conviennent pour les grilles 2 dans un amplificateur ultra-linéaire. Ces considérations donnent un aperçu sur les principaux aspects critiques de la construction d'un transformateur de sortie et nous comprenons mieux ainsi que ces accessoires soient coûteux.

AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE (PUSH PULL) SANS TRANSFORMATEUR

Il n'est pas surprenant que de nombreuses tentatives aient été faites en vue d'obtenir une adaptation d'impédance directe sur un amplificateur courant, sans faire usage d'un transformateur de sortie.

On s'est alors aperçu qu'il est possible de fabriquer des haut-parleurs à bobines mobiles avec point milieu dont l'impédance peut atteindre $2 \times 2000 \Omega$. Ils peuvent donc être reliés directement à un étage symétrique du type classique. Cependant cet ensemble ne peut avoir un grand succès, car le rendement est faible. Cela est dû au faible rapport inductance/résistance de la bobine mobile et au couplage trop faible entre les deux parties de la bobine mobile.

Nous pouvons expliquer ces résultats si nous examinons le montage symétrique (push pull) classique (fig. 5 a) et son circuit équivalent (fig. 5 b). Nous voyons que ce réseau équivalent contient deux générateurs distincts dont les sorties sont couplées, seulement par voie magnétique, par le transformateur de sortie. Les imperfections de ce couplage introduisent une distorsion. Le couplage entre les deux enroulements d'un haut-parleur à forte impédance de bobine mobile est bien plus faible que celui d'un transformateur, d'où résulte une distorsion accrue.

Sur la figure 5 a, nous constatons que les tubes de puissance sont reliés en parallèle en ce qui touche à leur alimentation en courant continu mais qu'ils sont, par contre, reliés en série vis-à-vis de la charge en courant alternatif. Si nous intervertissons l'alimentation et la charge, nous obtenons la disposition de montage de la figure 6 a.

Pour obtenir la même puissance, la tension d'alimentation doit maintenant être le double de celle du montage symétrique classique et le courant anodique est divisé par deux. La puissance d'alimentation est restée la même. La résistance de charge, reliée à une prise médiane sur la source d'alimentation est maintenant égale à un quart de la résistance de charge entre anodes (R_{aa}) du montage symétrique classique de la figure 5 b. Dans ce montage, nous avons :

$$R_{aa}' = 2 V_a / I_a$$

tandis que la résistance de charge de l'amplificateur symétrique sans transformateur de la figure 6 c est :

$$R_a = V_a / 2 I_a = R_{aa}' / 4.$$

Le montage de la figure 6 a relie la charge, en l'occurrence, la bobine mobile, à une tension élevée par rapport à la terre, ce qui présente des inconvénients. Le montage de la figure 6 b montre que le haut-parleur peut être séparé du circuit du courant continu au moyen d'un condensateur interposé en série. Ce montage présente un autre avantage, non négligeable : il n'est plus nécessaire d'établir une prise médiane sur la tension d'alimentation.

La résistance optimale de charge de l'amplificateur sans transformateur peut encore être réduite grâce à l'utilisation de tubes spécialement étudiés pour ce montage, tels

que les types EL 86, PL 84 et UL 84. Ces tubes ont une faible résistance en courant continu et nous obtenons ainsi de forts courants anodiques à des tensions de l'anode relativement faibles. De plus, leur résistance interne (en courant alternatif) est aussi beaucoup plus faible que celle des pentodes classiques et, de ce fait, la résistance de charge optimum est aussi beaucoup plus faible que celle des pentodes non spécialement étudiées.

Il est possible de modifier encore, et dans deux directions différentes, le principe de l'amplification symétrique sans transformateur. Cela conduit, d'un côté, à des solutions s'appliquant à des amplificateurs à qualité intrinsèque extrêmement élevée mais aussi, de l'autre, à des amplificateurs

donnant la chute de tension appropriée, découplée à la cathode par C_3 . La résistance R_1 est facile à calculer puisque la tension de la grille 2 doit être sensiblement de $V_{b/2}$ en l'absence du signal d'entrée. Mais le courant de la grille 2 augmente avec la tension d'attaque et, par conséquent, la tension de la grille 2 diminue en proportion. Cela produit un déplacement du point de fonctionnement qui augmente la distorsion.

Il est encore plus difficile d'appliquer correctement la tension de la grille 2 au tube I car il faut que la chute de tension entre l'anode et la grille 2 reste négligeable. Une résistance de chute de tension sur la grille 2 se trouve en parallèle sur la sortie de l'amplificateur du point de vue

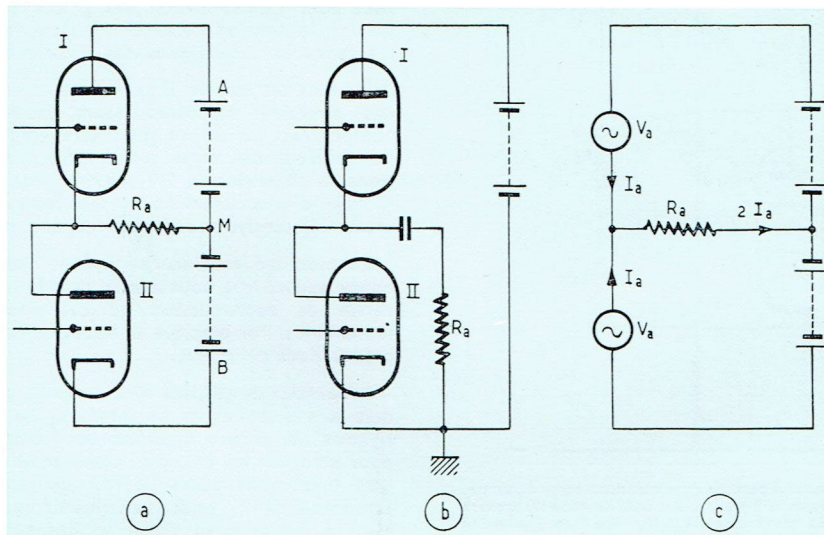


Figure 6. — Montage fondamental d'un étage symétrique sans transformateur de sortie :
 a) la résistance de charge est reliée à la prise médiane d'alimentation M;
 b) la résistance de charge est reliée à la terre. Le circuit équivalent est représenté en (c).

de construction très économique pouvant être utilisés comme partie AF (1) de récepteurs de radiodiffusion. Certains étages symétriques de puissance étudiés sont également auto-déphaseurs et ils peuvent être construits avec un très petit nombre de pièces. La qualité et la puissance de sortie de ces ensembles sont très favorables si l'on compare les résultats à ceux d'un étage classique d'amplification en classe A avec transformateur de sortie. Ces montages économiques ne peuvent faire ici l'objet d'un plus long exposé car nous ne voulons décrire que les amplificateurs capables de fournir la plus haute qualité de reproduction.

Problèmes de l'amplification sans transformateur de sortie. — Le montage symétrique sans transformateur de la figure 6 fonctionne de façon satisfaisante avec des triodes ou des pentodes reliées en triodes. Si l'on utilise des pentodes, pour bénéficier de leur plus haut rendement, il y a un certain nombre de problèmes à résoudre pour l'alimentation des grilles 2.

La figure 7 représente les alimentations des grilles 2 et il faut remarquer que l'on doit les porter aux mêmes tensions continues que les anodes correspondantes mais il ne faut pas que des tensions de signal leur soient appliquées par rapport aux cathodes correspondantes. Dans le tube II, ce résultat est atteint le plus aisément si l'on alimente la grille 2 à partir de la ligne $+V_b$ à travers une résistance R_1 ,

de la tension de signal et une résistance de faible valeur consommerait, en ce point, une proportion très notable de la puissance de sortie disponible. La solution la plus simple consiste donc à alimenter la grille 2 du tube 1 à travers la résistance de charge R_a , c'est-à-dire à relier le haut-parleur à forte impédance entre l'anode et la grille 2 du tube I.

Le courant de la grille 2, relativement faible, n'influence pas le fonctionnement du haut-parleur de 800Ω et toute la puissance de sortie est délivrée dans la bobine mobile. Il peut, cependant, être défavorable d'utiliser un couplage seulement capacitif avec la terre pour la bobine mobile, portée, par ailleurs, à un potentiel élevé.

Une solution de juste milieu consiste à utiliser une résistance, de $6,8 \text{ k}\Omega$ par exemple, pour produire la chute de tension dans le circuit de la grille 2 et à relier le haut-parleur à la terre, l'alimentant à travers le condensateur électrolytique habituel. Ce montage conduit à un fonctionnement satisfaisant du tube I, mais la perte sur la puissance de sortie atteint 12% environ. Une autre solution est donnée par l'emploi d'une bobine d'arrêt AF, remplaçant la résistance. Les dimensions de cette bobine peuvent être bien plus faibles que celles d'un transformateur de sortie et son entrefer peut être très petit, puisque le courant continu qui circule est minime. Une inductance de 5 henrys environ est suffisante lorsque la résistance de charge est de 800Ω , en fixant la limite des fréquences basses à 30 Hz .

(1) Amplification des audio-fréquences.

La tension de la grille 2 du tube II peut être stabilisée à l'aide d'un tube stabilisateur de tension ou d'une résistance VDR. Il est également possible de prélever une tension de $1/2 V_b$ sur le groupe d'alimentation HT, spécialement s'il est équipé de quatre redresseurs semi-conducteurs en

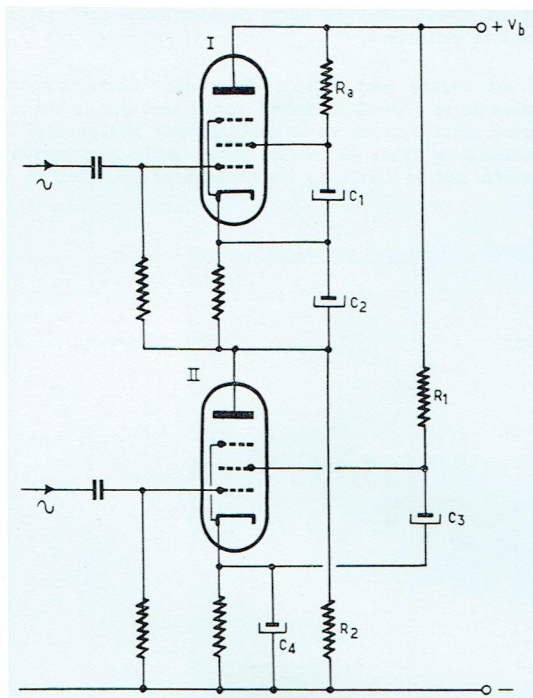


Figure 7. — Étage de puissance à pentode sans transformateur de sortie. La grille 2 du tube II est alimentée à travers R_1 , celle du tube I à travers la résistance de charge R_a . Le courant anodique du tube II est plus grand que celui du tube I car les deux tubes sont reliés en série. En conséquence, on dispose R_2 en parallèle sur le tube II pour rétablir l'équilibre des courants

Les tubes de puissance étant reliés en série, pour le courant continu, le courant anodique du tube II est plus grand que celui du tube I de la valeur du courant de la grille 2 du tube I. Le réglage des tubes est donc différent, bien que leurs résistances de cathode aient la même valeur. Pour répondre aux exigences du fonctionnement symétrique, il est nécessaire de découpler le tube II au moyen d'une résistance (R_2 , de la fig. 7) qui compense les influences du courant de la grille 2 fourni par le tube I. Ainsi, les courants cathodiques et les réglages des deux tubes peuvent être rendus identiques. Il est exact que cette résistance est aussi en parallèle sur la sortie de l'amplificateur, mais, sa valeur étant relativement forte, elle consomme peu de puissance. La solution la plus efficace des problèmes de l'alimentation de la grille 2 est esquissée sur le schéma simplifié de la figure 9. Une double bobine d'arrêt est utilisée pour l'alimentation des grilles 2. Elles sont portées ainsi à la tension continue de l'anode correspondante et les courants cathodiques des deux tubes sont égaux.

Le courant circule dans les deux enroulements suivant des directions opposées, leurs champs magnétiques se compensent. Le noyau peut être empilé sans entrefer et l'on obtient une forte inductance, sous de faibles dimensions. L'alimentation HT n'exige plus de point milieu, le filtrage d'adoucissement ne fait intervenir qu'un condensateur électrolytique double et une résistance.

Le montage est incorporé dans l'amplificateur de très haute qualité que nous décrivons à la page 34. L'étonnante vérité de reproduction de cet ensemble est obtenue seulement si l'on emploie les haut-parleurs à forte impédance prévus dans ce projet.

Inverseur de phase. — L'étage de puissance symétrique doit être attaqué par un inverseur de phase. Il fournit les signaux de phases opposées et d'amplitudes convenables pour attaquer les grilles de commande. Ces signaux doivent être bien symétriques et leur contenu harmonique doit être faible. Si l'on peut aussi obtenir une forte amplification, tout en inversant la phase, le dispositif n'en est que meilleur car le fort gain permet de réduire le nombre des étages,

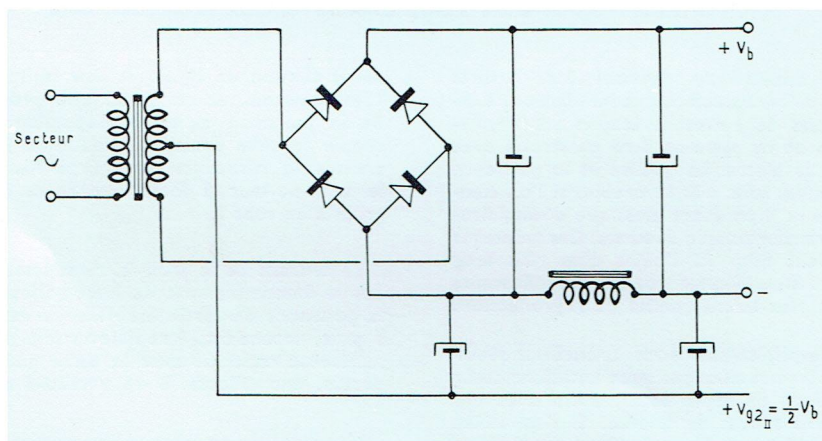


Figure 8. — Alimentation H.T. par redresseur sec (germanium, silicium, sélénium ou oxyde de cuivre). La tension de la grille 2 du tube II est prise sur la médiane du transformateur d'alimentation.

pont, comme le montre la figure 8. La tension requise peut être prélevée sur la prise médiane du secondaire du transformateur d'alimentation. La bobine de filtre doit alors être insérée dans le conducteur de retour négatif commun afin que le courant de la grille 2 du tube II soit aussi filtré.

La chute de tension sur la bobine de filtre donne une petite asymétrie aux tensions d'alimentation, ce qui réduit la tension de sortie. Il est donc préférable de séparer cette bobine de filtre en deux parties : l'une insérée dans le conducteur positif, l'autre dans le conducteur négatif.

ce qui simplifie tous les problèmes pratiques. Le déphasage est, en effet, plus faible et l'on peut encore maintenir une bonne stabilité à des taux de contre-réaction élevés.

Un certain nombre de techniciens préfèrent adopter la forte amplification avec la distorsion plus grande qui s'y rattache, quitte à faire usage d'un taux de contre-réaction plus fort pour ramener la distorsion à une valeur convenable. Mais d'autres préfèrent choisir un inverseur de phase apportant un minimum de distorsion se contentant souvent, alors, d'une amplification très faible à cet étage.

Le montage de la figure 10 s'adresse à ceux qui adoptent la forte amplification, tandis que celui de la figure 11 (inverseur à couplage cathodique) convient à ceux qui recherchent avant tout la faible distorsion, et ne s'inquiètent pas, en premier lieu, de la réduction de gain considérable qu'il

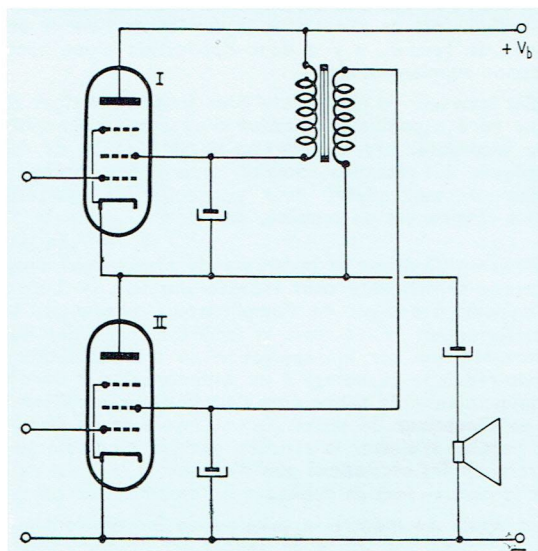


Figure 9. — Alimentation de la grille 2 par bobine d'inductance double dans un amplificateur sans transformateur de sortie. Les grilles 2 sont portées à la même tension continue que les anodes respectives. L'aimantation du noyau de l'inductance est compensée, car les courants des grilles 2 parcourent les bobines dans les deux directions opposées. Une faible section de noyau permet ainsi d'obtenir de fortes inductances.

donne. Les deux montages peuvent être équipés d'une double triode à fort coefficient d'amplification 12 AX 7.

Le tableau 2 indique les conditions de fonctionnement.

Le premier montage offre l'avantage d'une plus forte tension de sortie et le second d'une faible distorsion et d'un petit déphasage car l'anode du tube de l'étage préamplificateur peut alors être couplée directement à la grille d'entrée de l'inverseur de phase. L'amplification d'un tube 12 AX 7 étant encore très bonne avec le montage à couplage cathodique, cette disposition a obtenu de nombreux suffrages chez les constructeurs d'équipements de haute qualité. L'attaque exigée par les pentodes EL 34 pour obtenir la puissance de sortie totale est de $2 \times 25 V_{eff}$, environ, tandis que les pentodes EL 84 exigent $2 \times 10 V_{eff}$. Dans les deux cas, les exigences sont analogues pour l'utilisation en triode, en pentode ou en ultra-linéaire. Cela implique, si l'on utilise le schéma de la figure 10 dans un amplificateur sans contre-réaction que la tension d'entrée du tube 12 AX 7 devrait être de l'ordre de $0,4 V_{eff}$ pour un étage attaquant $2 \times EL 34$ dont la tension d'alimentation des anodes est de 350 V. Dans les mêmes conditions, avec inverseur de

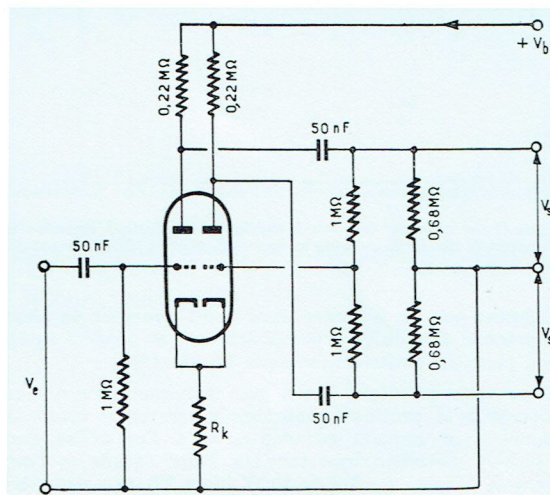


Figure 10. — Montage inverseur de phase à amplification élevée et forte tension efficace de sortie (13 V), mais donnant une distorsion de 2 %.

Tableau 2

INVERSEUR DE PHASE	Fig. 10		Fig. 11		
Tension d'alimentation	250	350	250	350	V
Résistance de cathode R_k	1 200	820	68 000	82 000	Ω
Tension de sortie V_s	35	45	20	35	V_{eff}
Résistances de charge d'anode	0,22	0,22	0,1	0,15	M Ω
Amplification A	58	62	25	27	
Distorsion totale D	5,5	3,5	1,8	1,8	%

La distorsion des triodes décroît linéairement avec la tension de sortie. A des valeurs comparables de 20 V_{eff} à 250 V (alimentation) et de 35 V_{eff} à 350 V (alimentation), la distorsion du montage de la figure 10 est de 3,2 % et, respectivement, de 2,7 % à comparer à 1,8 %, dans les deux cas, pour le montage à couplage cathodique.

phase à couplage cathodique, il faudrait une tension d'entrée de $0,9 V_{eff}$, environ. Pour deux tubes EL 84 à une tension d'alimentation des anodes de 250 V, les tensions correspondantes pour les deux montages d'attaque seraient de 0,17 et 0,4 V_{eff} , respectivement. Avec 26 dB de contre-réaction, les exigences relatives à la tension d'entrée sont

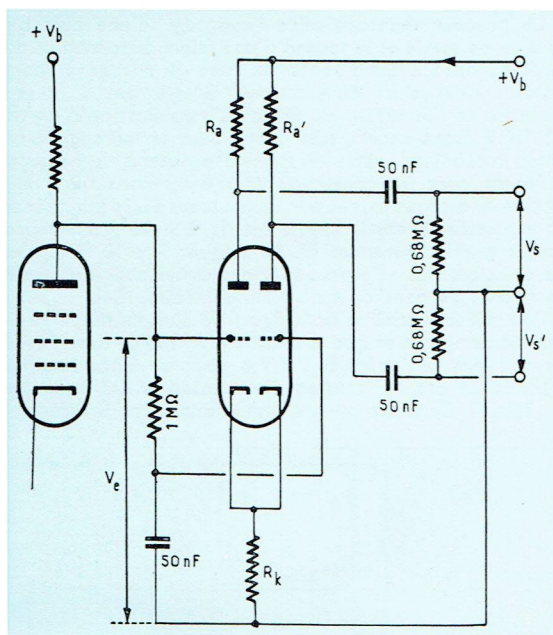


Figure 11. — Inverseur de phase à couplage cathodique. L'amplification est environ la moitié de celle de la figure 10, mais la distorsion est plus faible.

multipliées par 20. Il faudra donc que l'inverseur de phase soit précédé d'un étage préamplificateur, en général équipé d'une pentode antimicrophonique EF 86. (*)

Si ce tube est réglé à son gain maximum, ce qui est conforme à la pratique générale, la sensibilité totale de l'amplificateur complet est trop forte, si l'on utilise aussi un pick-up piézoélectrique sensible. Dans l'étude de l'amplificateur à haute qualité de 10 W (page 28) on a tiré avantage de cette amplification excessive puisque l'on a ajouté une commande de tonalité très efficace. Mais, d'un autre côté, la sensibilité devient insuffisante si l'on en vient à se servir de pick-ups ou de microphones magnétiques sur cet ensemble.

En conséquence, les amplificateurs modernes sont caractérisés, le plus souvent, par la présence d'un préamplificateur séparé muni de toutes les commandes manuelles et de tous les dispositifs d'égalisation.

Un nouveau montage inverseur de phase a été développé et essayé d'après ces idées fondamentales. Grâce à l'intervention combinée de la réaction et de la contre-réaction, la formule obtenue se signale à l'attention par un très fort gain, une stabilité bien assurée et une distorsion suffisamment faible. On a pu obtenir de ce nouveau montage un gain de 800 environ mais l'atténuation aux fréquences élevées de la gamme audible est très importante. Dans le montage pratique (fig. 12) on a par conséquent réduit le gain à 200, environ.

(*) NOTE IMPORTANTE. — Certains techniciens préfèrent utiliser comme tube préamplificateur, le tube 12 AX 7, donnant de fortes sensibilités. Mais, il faut noter que l'absence de microphonie du tube 12 AX 7 n'est vraiment assurée que jusqu'à une sensibilité maximum de 50 mV pour une puissance de sortie de 5 W, le haut-parleur, placé au voisinage immédiat du tube, ayant un rendement électro-acoustique de 5%. On sait que le tube 12 AX 7 est occasionnellement utilisé à des sensibilités pouvant aller à 1 mV et si certains tubes donnent bien ainsi des résultats satisfaisants, il ne faut pas les attendre de la majorité de ces tubes. Cette pratique ne peut donc être recommandée aux constructeurs de magnétophones et d'équipements à haut-parleur incorporé. Ils doivent toujours préférer le tube EF 86, pentode antimicrophonique, qui est le type de tube à conseiller nettement pour ces usages.

L'anode de la triode de gauche du tube 12 AX 7 est alimentée à partir de la cathode de la triode de droite. L'extrémité de la résistance de cathode de la triode de droite est reliée à la cathode de la triode de gauche pour que la réaction sur la triode de droite soit plus grande que la contre-réaction sur la triode de gauche. La réaction positive, à travers R_2 , conduirait aisément à l'instabilité si le bas de R_3 n'était pas relié à la cathode de droite. Or, cette tension de cathode est en phase avec la tension de l'anode de la triode de gauche, il y a donc application d'une contre-réaction supplémentaire.

Cet inverseur de phase, suivi d'un étage symétrique classique rend superflue l'utilisation d'un étage préamplificateur incorporé, une contre-réaction de 26 à 30 dB étant appliquée à l'ensemble complet, mais il faut prévoir un préamplificateur séparé pour permettre les égalisations et les commandes de tonalité, etc.

Préamplificateur et inverseur de phase pour amplificateur symétrique sans transformateur. — L'un des principaux avantages de l'amplificateur symétrique sans transformateur réside dans la facilité d'application de la contre-réaction car la suppression du transformateur de sortie réduit le déphasage à un minimum. Il y a donc des simplifications très nettes dans l'étude du préamplificateur et de l'inverseur de phase. Dans l'inverseur de phase, il est possible d'ajuster la réaction positive au voisinage de l'entretien des oscillations puis d'obtenir la stabilité exigée par la contre-réaction appliquée à l'amplificateur complet.

La figure 13 montre le principe de fonctionnement de ces montages. La triode de gauche est préamplificatrice. Sa tension de signal à l'anode est appliquée simultanément à la grille de commande de la triode de droite du tube 12 AX 7 et à la grille de commande du tube de puissance II. La triode de droite est inverseuse de phase et commande par son anode la grille du tube de puissance I.

Nous devons remarquer que les tensions d'attaque des tubes de puissance sont complètement différentes. Le tube

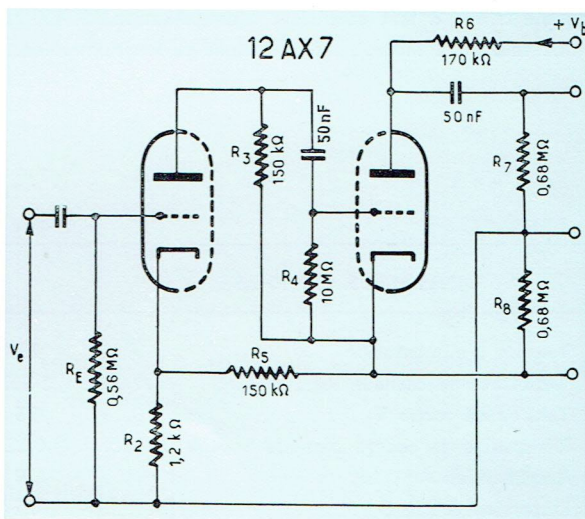


Figure 12. — Inverseur de phase à forte amplification avec contre-réaction et réaction positive. L'amplification obtenue peut atteindre 220. La stabilité est bonne ainsi que la réponse à la fréquence. Si l'on adoptait un gain plus élevé, l'atténuation des fréquences élevées deviendrait excessive.

de puissance II est attaqué de la manière usuelle. Mais la pentode I doit être considérée comme un étage cathodyne dont le tube II constitue la résistance de cathode variable, la tension alternative à cette cathode étant égale à la tension de sortie. Cela nécessite que la tension d'attaque

soit égale à la somme de la tension de sortie et de la tension d'attaque qui aurait été exigible pour obtenir un courant de sortie égal à celui du tube II, si la cathode avait été portée

continue et la tension de sortie totale. Comme le tube I est utilisé en cathodyne, ses tensions d'entrée et de sortie sont en phase et lorsque l'alimentation anodique ($+V_b''$)

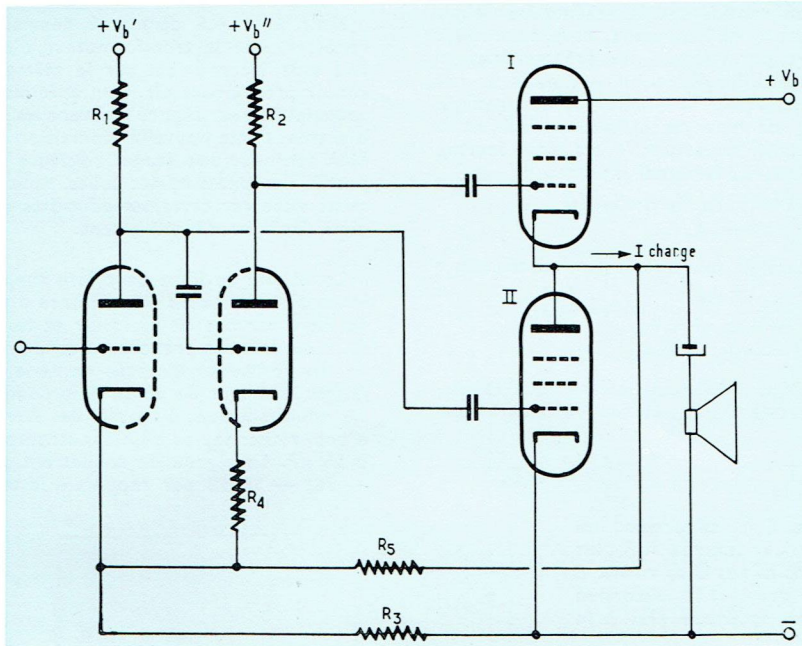


Figure 13. — Schéma simplifié d'un inverseur de phase à réaction positive, attaquant un étage de puissance symétrique sans transformateur. La stabilité est obtenue par une contre-réaction partant de la sortie pour aller à l'entrée, à travers R_5 .

à une tension nulle, c'est-à-dire une tension d'attaque d'environ $105 V_{eff}$, pour la pleine puissance de sortie. Or, une tension d'attaque d'une telle valeur ne peut pas être fournie par un tube 12 AX 7, dans ses conditions normales d'utilisation, et il faut donc étudier le projet en conséquence.

est reprise sur la grille 2, déjà indiquée, l'inverseur de phase n'a plus à fournir que la tension d'attaque normale d'un tube de puissance et la chute de tension sur R_2 . Une tension de sortie de cet ordre de grandeur est facilement obtenue au moyen de l'une des triodes d'un tube 12 AX 7. La tension

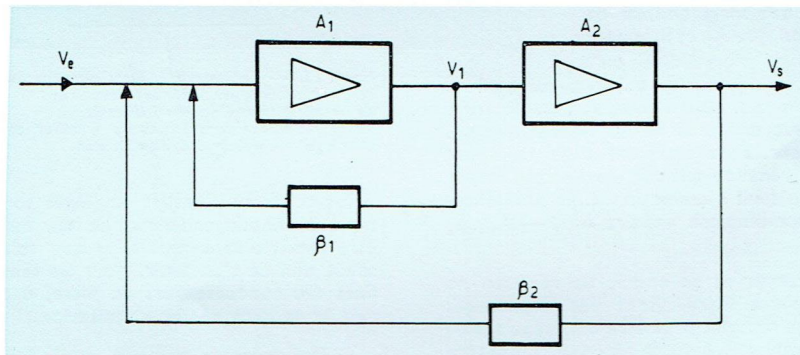


Figure 14. — Schéma par blocs de deux amplificateurs A_1 et A_2 reliés en cascade. A la sortie de A_2 il y a une boucle de contre-réaction vers l'entrée de A_1 , à travers β_1 .

Les exigences relatives à la tension nécessaire à la sortie de l'inverseur de phase peuvent être satisfaites très simplement si l'on alimente l'anode de cet étage à partir d'une source continue, à la tension de laquelle on superpose la tension de sortie de l'amplificateur. Une tension convenable est disponible à la grille 2 du tube I, sur laquelle nous trouvons simultanément la pleine tension d'alimentation

d'alimentation anodique de la triode de gauche du tube 12 AX 7 ($+V_b'$) peut être prélevée à partir du groupe d'alimentation HT, à travers un filtre de découplage RC classique.

L'amplification de l'étage préalable et de l'inverseur de phase peut être augmentée très sensiblement si l'on applique une réaction positive; on l'obtient avec la résistance R_3

disposée dans le circuit de cathode commun aux deux triodes et la contre-réaction supplémentaire est appliquée, à travers R_s , entre la sortie et l'entrée.

Nous pouvons expliquer l'effet combiné des réactions positive et négative en considérant le schéma par blocs de la figure 14. Les deux amplificateurs A_1 et A_2 sont reliés en cascade, constituant par exemple un préamplificateur et un étage de puissance. L'amplification de tension de ces étages est aussi notée A_1 et A_2 . La portion β_1 du signal de sortie V_1 fourni par A_1 est renvoyée à l'entrée de A_1 et la portion $\beta_2 V_s$ de la tension de sortie V_s est ainsi fournie par A_2 . Si nous appelons V_e le signal d'entrée :

$$V_1 = A_1 (V_e + \beta_1 V_1 + \beta_2 V_s)$$

et

$$V_s = A_2 V_1.$$

L'amplification de tension totale est, par conséquent :

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A_1 A_2}{1 - A_1 \beta_1 - A_1 A_2 \beta_2} = \frac{A_1 A_2}{N}$$

où

$$N = 1 - A_1 \beta_1 - A_1 A_2 \beta_2.$$

D'une manière analogue, on peut calculer que la distorsion des étages étant D_1 et D_2 , respectivement, la distorsion totale est :

$$D = \frac{1}{N} \cdot D_1 + \frac{1 - A_1 \beta_1}{N} \cdot D_2 + \frac{1 - A_1 \beta_1}{N} \cdot D_1 D_2.$$

L'expression montre qu'il se produit un fonctionnement particulier lorsque $A_1 \beta_1$ est égal à l'unité, car dans ce cas D se réduit à D_1/N ou, en d'autres termes, la distorsion de l'amplificateur A_2 ne contribue plus à la distorsion totale.

La distorsion produite, dans ce cas, est D_1/N . Elle est déterminée par la valeur, normalement faible, de la distorsion D_1 du premier amplificateur et par la grandeur N qui, dans la condition $A_1 \beta_1 = 1$, devient égale à $-A_1 A_2 \beta_2$. Exprimé en valeur absolue, le produit $A_1 A_2 \beta_2$ peut être bien plus grand que l'unité et la distorsion totale D peut même devenir alors beaucoup plus faible que D_1 . La valeur absolue de l'amplification totale A devient alors égale à $1/\beta_2$. Elle est donc indépendante de A_2 . La condition $A_1 \beta_1 = 1$ peut être satisfaite sur une large gamme de fréquences, à la condition que A_1 et β_1 soient réels dans ces domaines, c'est-à-dire qu'il n'y ait pas d'éléments apportant un déphasage dans l'amplificateur A_1 et dans la boucle de réaction β_1 . Or, nous pouvons y parvenir, avec une très bonne approximation, à l'étage préamplificateur. Pour satisfaire à la condition $A_1 \beta_1 = 1$, il faut que la réaction positive de l'amplificateur A_1 soit telle qu'il soit au seuil d'oscillation. Cela n'implique pas, toutefois, que la combinaison linéaire $A_1 \beta_1 - A_1 A_2 \beta_2$ soit instable.

Si le second amplificateur et sa boucle de réaction ne contiennent aucun élément introduisant des déphasages défavorables, le montage complet peut être maintenu stable en rendant négative la réaction β_2 (contre-réaction). L'absence du transformateur de sortie supprime des déphasages importants et offre toutes les facilités voulues pour l'étude des montages pratiques fondés sur ce principe. Ainsi, nous pouvons construire des amplificateurs caractérisés par une très faible distorsion et une sensibilité relativement grande. La perte d'amplification causée par la contre-réaction est partiellement compensée par le gain de réaction positive. Un excellent amplificateur, établi d'après ces considérations générales, sera décrit à la page 34.

GRUPE D'ALIMENTATION

L'alimentation des amplificateurs de haute qualité n'exige la solution d'aucun problème difficile. Les premiers ampli-

ficateurs de cette catégorie étaient encore, il y a quelques années, alimentés à partir d'un châssis séparé d'alimentation comportant au moins une bobine de filtre et d'amples dispositifs de filtrage.

Mais, il a été démontré depuis, par des expériences répétées, que le transformateur d'alimentation peut être fixé sans inconvénient sur le même châssis que l'amplificateur proprement dit, tout spécialement si l'on utilise un préamplificateur séparé recevant les signaux à faible tension d'entrée. Cette nouvelle répartition des équipements exige, bien entendu, une étude judicieuse des emplacements respectifs des pièces et des tubes, mais l'étude reste relativement aisée car certaines difficultés essentielles se trouvent ainsi écartées définitivement.

La bobine de filtre peut être supprimée si l'on alimente les anodes des tubes de puissance à partir du condensateur de filtre servant de réservoir et les grilles 2 à travers un filtre séparé, comprenant un condensateur d'adoucissement et une résistance disposée en série avec la ligne HT. Les étages inverseur de phase et préamplificateur sont alimentés habituellement à travers des filtres très simples, formés d'une résistance et d'un condensateur électrolytique de 8 à 25 μ F. Le niveau de ronflement peut être maintenu à — 70, — 90 dB par rapport à la tension de sortie totale.

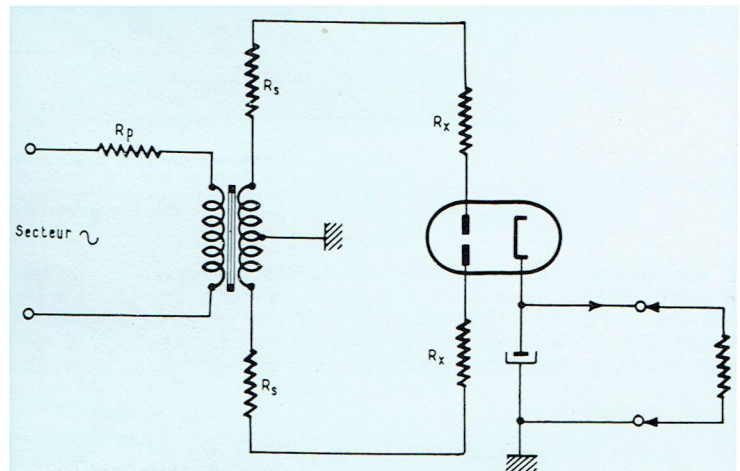


Figure 15. — Redresseur à deux alternances.

R_p = résistance du bobinage primaire;
 R_s = résistance d'un demi-secondaire;
 R_x = résistance supplémentaire à relier en série avec chaque anode pour avoir la valeur spécifiée R_t min.

Les tubes redresseurs employés sont, de préférence, des types à chauffage indirect et leur temps de chauffage doit être sensiblement plus long que celui des tubes de puissance afin de s'en tenir, pour les tensions de service spécifiées des condensateurs du filtre, à des valeurs dépassant peu la tension réelle d'utilisation.

Si les courants peuvent atteindre 150 mA, la tension du transformateur étant de 2×350 V, le tube redresseur EZ 81 est le type recommandé; le tube 5 R 4 GY est le type recommandé pour des courants de 150 à 250 mA pour les tensions de transformateur de 2×450 V ou même des tensions supérieures si le courant est inférieure à 170 mA.

Il faut toujours vérifier que la résistance du transformateur (R_t) n'est pas inférieure à la valeur minimale indiquée sur les feuilles de caractéristiques du tube choisi. Pour déterminer la résistance du transformateur, on mesure d'abord la résistance ohmique du primaire (R_p) et la résistance ohmique de l'un des deux secondaires (R_s). On calcule alors la résistance du transformateur d'après la formule connue :

$R_t = R_s + n^2 R_p$, dans laquelle n est le rapport du transformateur, c'est-à-dire ici le rapport des tensions entre un secondaire et le primaire (voir la fig. 15).

Si la valeur obtenue est plus petite que celle du R_t min mentionnée sur les feuillets du tube, il faut ajouter en série avec chaque anode du tube redresseur une résistance $R_x = R_{t\min} - R_t$. Il circule, dans chaque résistance, la moitié du courant continu et la moitié du courant ondulé. Il faut calculer la spécification de puissance de cette résistance R_x en tenant compte d'un courant 1,2 fois plus grand que le courant continu total fourni par le redresseur.

On peut, aussi, remplacer ces deux résistances par une seule que l'on dispose en série avec la cathode du tube redresseur, sa spécification de puissance est calculée avec 2,4 fois le courant continu total.

Le condensateur HT servant de réservoir doit être capable de transmettre le courant ondulé que l'on peut estimer sur la base de 1,4 fois le courant continu total fourni par le groupe d'alimentation. Si l'on ne redresse qu'une alternance, ce qui est rare, évidemment, dans les équipements de haute qualité, le courant ondulé peut être de 2,4 à 2,7 fois le courant continu total et le filtrage devient alors un problème bien plus difficile.

Dans les amplificateurs où l'accentuation des fréquences basses est importante, afin d'éviter le couplage par les filtres d'alimentation, il devient parfois nécessaire, pour supprimer le bruit de « moteur de bateau », d'alimenter le premier tube du préamplificateur à partir de la cathode du tube redresseur en interposant une ou deux cellules de filtrage RC.

NOTE IMPORTANTE

Puissances de sortie au primaire et tension de l'anode.

— Pour tous les amplificateurs décrits dans les chapitres 4 et 5 ainsi que pour tous ceux qui ont fait l'objet de publications antérieures, les puissances de sortie indiquées sont valables seulement pour les tensions d'alimentation indiquées. On considère donc que la résistance interne des sources est nulle. Si, par exemple, la tension d'alimentation de l'anode exigée pour cette puissance de sortie est de 300 V et que l'on mesure $V_b = 300$ V à vide et $V_b = 300 - 20 = 280$ V en charge, il est bien évident que l'on ne peut avoir, à $V_b = 280$ V, la puissance de sortie qui était obtenue à $V_b = 300$ V.

D'autre part, il convient de bien noter que les puissances de sortie indiquées P_s sont toujours mesurées *au primaire* du transformateur, car il n'est pas possible de tenir compte des rendements assez divers de ces accessoires.

SOURCES DE DISTORSIONS DANS LES ENREGISTREMENTS

Une certaine distorsion est toujours présente dans le son reproduit à partir d'un disque ou d'un ruban magnétique. Il est inévitable qu'une partie de cette distorsion soit celle qui a été enregistrée sur le disque ou sur le ruban, mais le haut-parleur, le pick-up ou la tête de magnétophone peuvent encore apporter de fortes contributions à la distorsion. *Un amplificateur bien construit est donc loin d'être le maillon le plus faible de la chaîne. Il est certainement très peu probable que la limite de qualité de reproduction qui peut*

être obtenue soit fixée par le fonctionnement de l'amplificateur. La qualité véritable devient seulement suffisante lorsqu'une attention soutenue a été donnée à l'étude de la source du signal d'entrée et au choix du haut-parleur.

Même s'il était possible d'utiliser des accessoires *parfaits*, l'élimination de la distorsion ne serait jamais complète. Il reste toujours un très petit pourcentage qui est dû à l'emploi des disques ou du ruban.

HAUT-PARLEURS

Le choix d'un haut-parleur ne doit jamais être fait très rapidement et il ne suffit pas d'écouter un ou deux disques pour être persuadé définitivement, car ces deux disques peuvent avoir été choisis pour donner une forte impression et ne pas faire apparaître les défauts de l'équipement. Il faut souvent entendre de la musique choisie pendant un temps assez long pour savoir si le fonctionnement d'un équipement est ou réellement agréable ou plutôt fatigant. Un simple haut-parleur destiné à reproduire toute la gamme des fréquences peut donner d'excellents résultats lorsqu'il est monté sur une bonne enceinte acoustique, en général celle qui est recommandée par le fabricant du haut-parleur. Le principal inconvénient du haut-parleur considéré comme radiateur acoustique unique est surtout la réponse directionnelle. Il est possible, dans une certaine mesure, de l'atténuer en utilisant une enceinte acoustique munie d'un réflecteur capable de répartir les composantes à fréquences élevées beaucoup plus au hasard. Si l'accentuation des aiguës de l'amplificateur est normalement bien réglée, de bons résultats peuvent encore ainsi être obtenus. Mais, tous les experts sont d'accord sur ce point, le plus simple des systèmes à deux haut-parleurs est bien meilleur que le haut-parleur unique. Un tel système double peut comporter deux radiateurs directs de 30 cm de diamètre pour les fréquences basses du spectre et un haut-parleur de 13 cm pour le médium et les fréquences aiguës. Cet ensemble ne permet pas d'augmenter beaucoup la réponse réelle à la fréquence, mais il permet de réduire notablement différentes formes de distorsion et, de plus, les fréquences élevées sont mieux réparties lorsqu'elles sont émises par une source à plus petit diamètre. Normalement, les fabricants de haut-parleurs indiquent le réseau de séparation qui doit être utilisé pour les différentes installations qu'ils ont prévues. Nous allons toutefois donner la description d'un séparateur à deux canaux que l'on peut construire d'une manière très compacte et qui donne de très faibles

pertes (voir la fig. 16). On emploie deux pots de ferroxcube, type 45/39-13,35-3 B2, fil de cuivre émaillé de 1,1 mm, 2 c. soie pour les deux inductances nécessaires et les condensateurs seront avantageusement du type papier

Tableau 3

Impédance du H.P. R (Ω)	Fréquence de séparation des canaux f (Hz)	C (μ F)	L (mH)	Nombre de tours
15	470	16	7,1	96
	620	12	5,4	84
	750	10	4,5	76
	940	8	3,55	68
	1 250	9	2,7	59
	1 880	4	1,8	48
	3 750	2	0,9	34
7,5	470	32	3,55	
	620	24	2,7	
	940	16	1,8	
	1 880	8	0,9	
5	500	24	2	
	620	16	1,8	
	940	10	1,2	
	1 880	5	0,6	
3,75	940	32	0,9	
	1 250	24	0,67	30
	1 880	16	0,45	24
2,5	940	48	0,6	
	1 250	32	0,45	
	1 880	24	0,3	

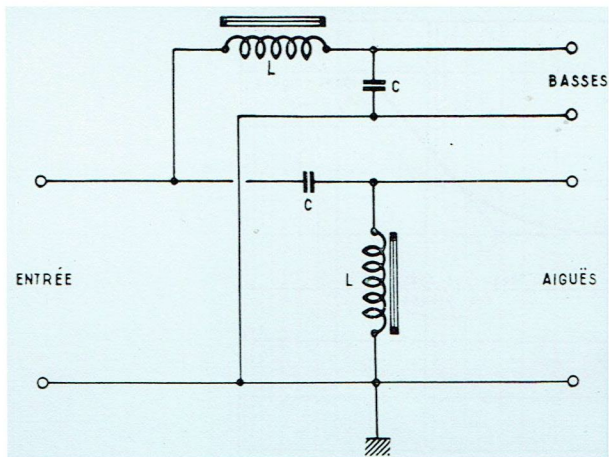


Figure 16. — Séparateur à deux canaux pour haut-parleurs.

spécial, métallisé. Un taux maximum d'atténuation de 12 dB par octave peut être obtenu avec ce montage à résistance constante. Les valeurs de L et de C dans le schéma

pour une impédance de haut-parleur R sont données en fonction de la fréquence de séparation f par les équations suivantes :

$$L = R/\pi f \sqrt{2}$$

$$C = 1/(2\sqrt{2}\pi f R)$$

Le nombre approximatif de spires de l'inductance pour obtenir L est de $36\sqrt{L}$ (L en millihenrys).

Dans la pratique, l'impédance R du haut-parleur est connue, et l'on trouvera donc les valeurs des capacités pour obtenir la fréquence de séparation voulue en consultant le tableau 3. Il indique également la valeur de l'inductance et le nombre approximatif de spires pour avoir cette valeur.

Les haut-parleurs chargés par un cornet acoustique ou une conque sont plus avantageux que les radiateurs directs, car l'amortissement réel est augmenté et par conséquent la reproduction des phénomènes transitoires est améliorée. Certaines installations à haute fidélité comprennent un haut-parleur à radiateur direct pour les fréquences basses et un haut-parleur pour les fréquences aiguës avec cornet. On obtient ainsi un grand rendement de conversion acoustique dans la région des fréquences élevées du spectre, ce qui permet d'obtenir une distribution plus égale pour les réponses à la fréquence. La solution des haut-parleurs concentriques est également très satisfaisante.

DISTORSION DONNÉE PAR LES ÉQUIPEMENTS A DISQUES

CARACTÉRISTIQUES D'ENREGISTREMENT

Graveur. — Le graveur découpe le sillon pendant l'enregistrement du disque et le pick-up devra ensuite reproduire les vibrations de ce sillon sous la forme d'un programme de modulation. Dans les enregistrements ordinaires du type monaural, le programme de modulation unique apparaît sous la forme de deux traces identiques sur les deux parois du sillon. Au contraire, l'enregistrement de disques stéréophoniques fait intervenir deux signaux qui donnent lieu à une trace beaucoup plus complexe car chaque paroi du sillon porte un signal. Le bord coupant d'un graveur monaural est rectangulaire et il enlève la matière selon un mouvement latéral, si bien que la largeur du sillon d'enregistrement est constante. Le graveur pour stéréophonie est triangulaire. Il comporte deux pointes de couteau qui sont disposées symétriquement par rapport à l'axe vertical et à angle droit l'une avec l'autre. Chaque signal déplace le bord coupant dans une direction perpendiculaire à sa longueur. Ainsi le mouvement résultant du graveur n'est pas un simple mouvement latéral d'un bord à l'autre comme avec le graveur monaural. Il s'opère selon deux dimensions dans le plan des couteaux. Par conséquent, le couteau monaural exige seulement d'être libre dans son mouvement latéral, tandis que le couteau pour stéréophonie doit présenter également une certaine élasticité verticale.

Caractéristiques. — Les caractéristiques des disques du type monaural et du type stéréophonique sont essentiellement les mêmes. Il suffira donc de considérer l'enregistrement du disque monaural.

Pour la gravure des disques, on utilise, normalement, des têtes d'enregistrement magnétiques, le graveur est fixé soit à une armature de fer mobile, soit à une bobine

mobile. La vitesse de vibration de cette pointe (mesurée lorsqu'elle passe dans la position d'équilibre) est directement proportionnelle à l'intensité du signal à enregistrer. Par conséquent, pour une tension constante, la vitesse reste également constante et l'amplitude ou largeur du sillon est inversement proportionnelle à la fréquence du signal. On appelle ce mode d'enregistrement « enregistrement à vitesse constante ».

Si l'amplitude des fréquences élevées a été choisie pour obtenir un rapport signal/souffle acceptable, l'amplitude sur les fréquences basses devient alors excessive. La distorsion est alors très forte et il faudrait trop d'espacement entre les sillons adjacents pour que ceux-ci ne se rencontrent pas. Il est donc presque nécessaire de réduire les amplitudes aux fréquences basses et pour obtenir ce résultat, les tensions correspondantes sont atténuées dans l'amplificateur d'enregistrement. Les disques, où l'on a restreint à une certaine limite la largeur du sillon, sont appelés disques « enregistrés à amplitude constante ».

Etant donné qu'il est difficile de maintenir un rapport signal/souffle satisfaisant sur les fréquences élevées si la caractéristique est à vitesse constante, il est normal d'accentuer les signaux aigus dans l'amplificateur d'enregistrement avant de les appliquer au graveur. La caractéristique d'enregistrement, c'est-à-dire la courbe qui représente la tension d'enregistrement en fonction de la fréquence peut donc être divisée en trois régions : la région des fréquences basses où l'on observe une atténuation de tension, la région des fréquences moyennes (ou médium) où l'enregistrement est produit à vitesse constante, enfin la région des aiguës où l'on remarque une accentuation de tension.

Une caractéristique d'enregistrement imaginaire est donnée par la figure 17. Les fréquences où la caractéristique se modifie pour passer d'une région dans l'autre sont appelées les *fréquences de charnière*. La pente des régions « basses »

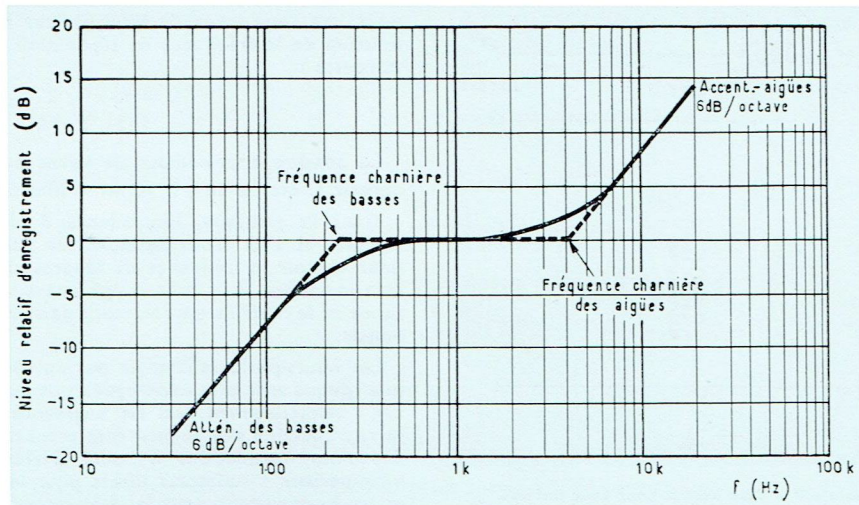


Figure 17. — Caractéristique de fréquence imaginaire utilisable pour l'enregistrement sur disques. Les droites en pointillés indiquent les régions à amplitude constante et à vitesse constante; la courbe en trait plein est, par contre, une caractéristique pratique.

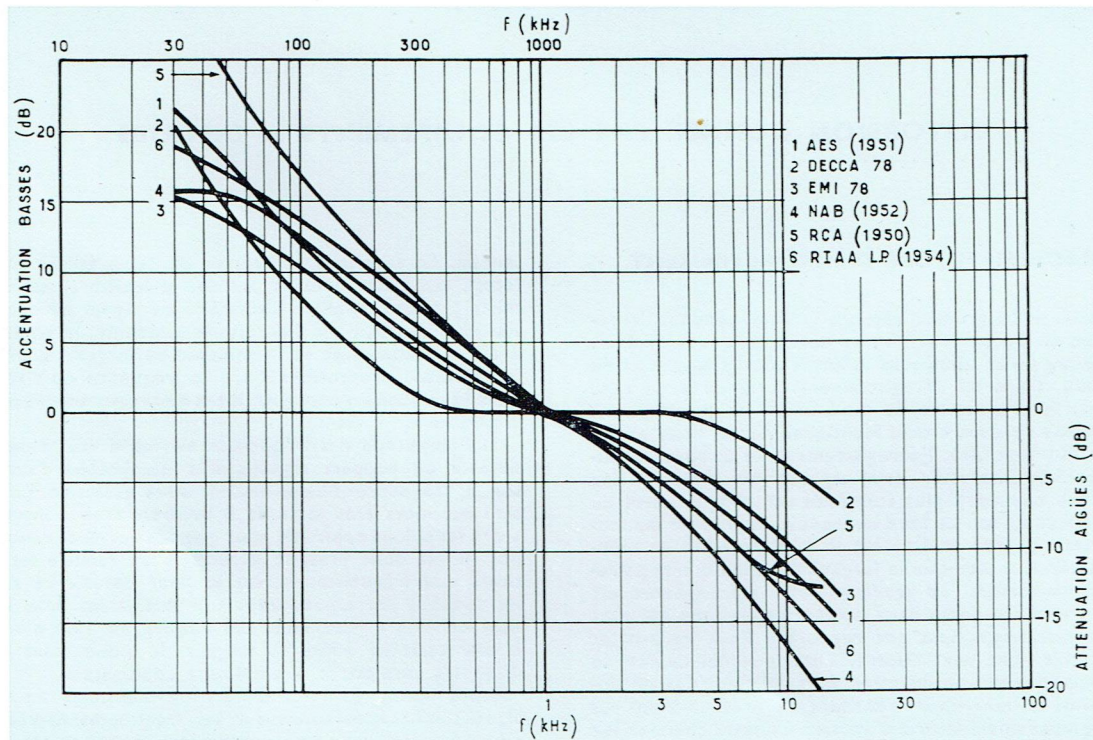


Figure 18. — Caractéristiques de lecture pour différents disques commerciaux.

et « aigües » dépend du degré d'atténuation ou d'accentuation que l'on a appliqué sur le signal enregistré.

Si l'on exige d'obtenir des enregistrements à amplitude constante de modulation, la vitesse de la pointe graveuse doit être proportionnelle à la fréquence et, donc, la tension du signal doit également être proportionnelle à la fréquence. Ainsi la tension de signal doit être divisée par deux ou doublée lorsque la fréquence est divisée par deux ou doublée. On voit que la pente de la caractéristique est ainsi de 6 dB

par octave. Les vraies caractéristiques d'enregistrement actuelles diffèrent totalement de la caractéristique imaginaire de la figure 17. Les lignes droites de la caractéristique ne peuvent pas être obtenues dans la pratique et les caractéristiques réelles sont donc beaucoup plus voisines du trait continu incurvé que l'on a également représenté sur la figure 17.

Les fréquences de charnière pour les fréquences basses et pour les fréquences aigües des courbes réelles sont définies

comme les fréquences où les rapports des tensions enregistrées et de la vraie tension de signal sont de $1/\sqrt{2}$ et $\sqrt{2}/1$, c'est-à-dire à -3 dB et $+3$ dB, respectivement. La vraie tension de signal servant de référence est supposée être le niveau de tension enregistré, à 1 kHz (niveau de référence).

Dans la plupart des caractéristiques pratiques, la région horizontale moyenne n'existe pas et l'on ne maintient que le point d'inflexion à 1 kHz. Quant aux régions des basses et des aiguës des courbes pratiques, elles ne présentent pas indéfiniment une pente constante mais sont très adoucies aux limites de la gamme des fréquences audibles.

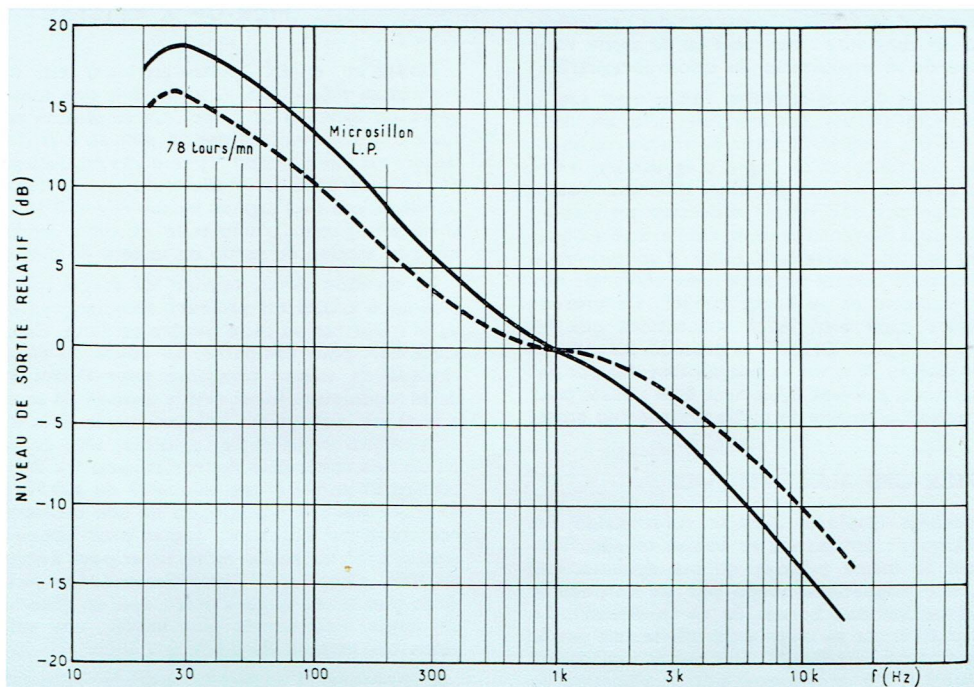


Figure 19. — Caractéristiques de lecture du type R.I.A.A. pour les disques 78 tours/mn et pour les disques microsillons (L.P.).

CARACTÉRISTIQUES DE LECTURE

Si l'on utilise, pour la lecture des disques, un pick-up magnétique, la tension de sortie de ce pick-up est proportionnelle à la vitesse de vibration de l'aiguille. La tension de sortie, dans le cas d'enregistrement du type de la figure 17, augmenterait avec la fréquence dans la région des basses et des aiguës. Il n'en est pas ainsi si l'on utilise un pick-up lecteur à cristal car sa tension de sortie est proportionnelle à l'amplitude de la modulation. Dans ce cas comme dans l'autre, une correction ou « égalisation » serait nécessaire dans l'amplificateur de lecture pour restituer le vrai niveau de la tension de signal. Ainsi, l'égalisation doit se présenter suivant les courbes inverses de l'atténuation et de l'accroissement à l'enregistrement.

Les caractéristiques d'enregistrement employées par les différents fabricants avant 1955 répondaient, plus ou moins bien, à la courbe de la figure 17, mais les différences entre

marques étaient suffisantes pour rendre l'égalisation très dépendante de la nature de disques à reproduire. De nombreux fabricants avaient défini leurs caractéristiques d'égalisation propres et il fallait étudier les réseaux de correction pour en tenir compte dans tous les cas. La figure 18 montre différents exemples de caractéristiques de lecture pour les principales marques de disques anciens. En 1955, la majorité des fabricants se sont mis d'accord pour adopter les caractéristiques RIAA (c'est-à-dire celles de la « Recording Industries' Association of America ») qui sont représentées à la figure 19. Par conséquent, si l'on utilise des enregistrements récents, il n'est plus nécessaire d'adapter la tête de pick-up et le disque l'un à l'autre par l'utilisation de réseaux d'égalisation séparés pour chaque sorte d'enregistrement. On pourra se contenter, dans ce cas, d'un seul réseau de contre-réaction, sélective en fréquence, en général, que l'on incorpore dans l'amplificateur. Toutefois, si les disques récents utilisés comprennent des disques du type 78 tr/mn et des disques microsillons, il faudrait, en toute rigueur, utiliser deux réseaux différents et séparés.

PICK-UP

Les pick-ups les plus courants peuvent être répartis en deux grandes catégories : pick-up à vitesse constante et pick-up à amplitude constante. Les pick-ups magnétiques (à fer mobile et à bobine mobile) ont essentiellement des caractéristiques de vitesse constante : la tension de sortie est proportionnelle à la vitesse de vibration de l'aiguille. Les pick-ups à cristal (piézoélectriques) ont des caractéristiques à amplitude constante : leur tension de sortie varie avec l'amplitude de la modulation du sillon enregistré.

Les caractéristiques d'enregistrement RIAA, ainsi que la plupart des caractéristiques commerciales d'avant 1955 ne présentent pas des propriétés pures de vitesse constante ou d'amplitude constante et le degré d'égalisation exigé pour chaque groupe de pick-up est alors différent. Toutefois, si l'on charge par une simple résistance un pick-up à cristal à faible ou à moyenne tension, ses caractéristiques deviennent très approximativement celles d'un pick-up à vitesse constante et la qualité obtenue reste conforme aux exigences d'un équipement de haute qualité. Ce procédé simplifie d'ailleurs aussi bien les commutations que les réseaux de contre-réaction. Grâce à ce procédé, les réseaux prévus pour les disques 78 tr/mn et microsillons, lus par des pick-ups magnétiques, peuvent également être utilisés pour des pick-ups à cristal à tension de sortie moyenne ou basse.

PICK-UPS MAGNÉTIQUES

Les deux procédés employés dans la construction des pick-ups magnétiques : fer mobile et bobine mobile, fonctionnent suivant le même principe qu'une dynamo. Les variations du flux magnétique coupé par un conducteur engendrent une tension aux bornes de ce conducteur. La variation de flux dans ces pick-ups est produite, soit par le mouvement d'un noyau magnétique, soit par le mouvement d'une bobine mobile. Ce mouvement suit la vibration de l'aiguille qui est fixée, soit au noyau, soit à la bobine et qui parcourt le sillon enregistré. Dans les deux cas, la tension de sortie est proportionnelle au taux de variation de flux à travers le conducteur donc à la vitesse de l'aiguille, mesurée à partir de sa position d'équilibre. Les tensions de sortie qui sont mentionnées pour la comparaison des pick-ups magnétiques doivent donc être données en indiquant toujours la vitesse de l'aiguille. On donne, soit sa vitesse de référence, soit le rapport de la tension réelle de sortie à celle qui serait obtenue à la vitesse normale de 1 cm/s. En général, on exprime cela en décibels. Ainsi on dira que la tension de sortie d'un pick-up magnétique est de 100 mV à 3,16 cm/s ou de 100 mV à + 10 dB et ces deux expressions sont équivalentes.

On peut répartir en trois classes les têtes de pick-ups magnétiques à fer mobile selon leurs tensions de sortie (mesurées à une vitesse d'aiguille de 3,16 cm/s).

Pick-up à faible tension de sortie : tension inférieure à 20 mV.

Pick-up à moyenne tension de sortie : tension comprise entre 20 et 100 mV.

Pick-up à forte tension de sortie : tension supérieure à 100 mV.

Pour les pick-ups à bobine mobile, la tension de sortie courante est de l'ordre de quelques millivolts. Ce niveau de sortie très bas résulte des exigences de légèreté du bras de pick-up, ce qui restreint évidemment beaucoup le nombre de tours possible de la bobine.

Ces deux types de pick-ups conviennent pour les équipements de haute qualité; le type à bobine mobile nécessite l'utilisation d'un transformateur à fort rapport élévateur pour l'attaque de l'amplificateur. L'impédance des pick-ups magnétiques est comprise entre 200 Ω et quelques kilohms à la fréquence de signal de 1 kHz et la charge pour ce pick-up, c'est-à-dire l'impédance d'entrée de l'amplificateur

pour la tension de sortie spécifiée est de l'ordre de 100 k Ω . Elle doit être indépendante de la fréquence, sans cela le signal d'entrée de l'amplificateur varierait avec la fréquence.

PICK-UP A CRISTAL

Lorsqu'un cristal (piézoélectrique) est soumis à une contrainte mécanique, il se produit une tension électrique entre les faces de ce cristal. Cette tension est proportionnelle à la contrainte. Dans un pick-up à cristal l'aiguille de lecture est liée de façon rigide à une matière piézoélectrique et une contrainte est produite au sein de cette matière par les vibrations de l'aiguille lorsqu'elle suit la modulation du sillon enregistré. L'amplitude de cette modulation détermine la tension de sortie de la tête de pick-up.

La mention de la tension de sortie spécifiée pour un pick-up à cristal est toujours accompagnée de l'indication de la fréquence où cette mesure est faite. Cela est indispensable car, pour comparer, on utilise un disque à caractéristique de vitesse constante pour l'essai et l'amplitude de la modulation (ainsi que la tension de sortie, par conséquent) est inversement proportionnelle à la fréquence pour un enregistrement de ce type. Une tête de pick-up à forte tension de sortie peut donner environ 1 V à 1 kHz. Donc la tension de sortie à une fréquence de 300 Hz serait de 3 V environ. Ainsi, il est évident qu'une atténuation est désirable sur les fréquences basses pour obtenir un meilleur équilibre de la tension de sortie et pour éviter la surcharge du tube d'entrée de l'amplificateur. Les pick-up à cristal de la plus haute qualité présentent en général des tensions de sortie notablement plus faibles, une valeur courante étant une tension de 0,5 V à 1 kHz.

L'impédance d'un pick-up à cristal équivaut à une capacité pure dont la valeur est de l'ordre de 1 000 pF ou 2 000 pF. La résistance de charge optimum pour le cristal dépend en fait de la méthode de charge employée. Si la résistance disposée à ses bornes a une valeur telle que la caractéristique soit semblable à celle d'un pick-up magnétique, la résistance de charge est alors de l'ordre de 100 k Ω ou 200 k Ω . Si la caractéristique ne doit pas être modifiée, dans ce cas, une impédance d'entrée de l'ordre des mégohms est désirable.

PICK-UP STÉRÉOPHONIQUE

Pour la stéréophonie, les pick-ups sont également du type magnétique ou du type à cristal. Mais leur construction diffère beaucoup de celle des têtes de pick-up monaurales. Ils doivent être capables de répondre à la modulation selon les deux dimensions du sillon enregistré et de transcrire la réponse sous la forme de deux signaux séparés. Il y a donc deux sources de signaux dans chaque pick-up stéréophonique et elles doivent être aussi identiques que possible. Elles sont donc toujours du même type. L'aiguille doit comporter une possibilité d'élasticité verticale, comparable à son élasticité latérale, afin que la pointe du saphir puisse suivre complètement les contours du sillon et fournir deux vibrations bien égales comme sources de signaux.

Ces sources délivrent des tensions de sortie bien plus faibles que celles d'une tête de pick-up monaurale. Les têtes de pick-up stéréophoniques à fer mobile produisent des tensions de l'ordre des millivolts pour chaque signal et les têtes à cristal donnent des signaux de l'ordre des 100 mV. L'impédance de chaque source est du même ordre que celle d'un pick-up ordinaire, soit environ 1 k Ω pour les têtes magnétiques et l'équivalent de 1 000 pF environ pour les pick-ups à cristal.

DISQUES

Les disques sont normalement prévus pour être lus à trois vitesses différentes : 78, 45 et 33 1/3 tr/mn et parfois, 16 tr/mn. La matière employée pour les disques classiques à 78 tr/mn s'use assez rapidement, même lorsqu'ils sont lus dans des conditions favorables. Par contre, l'usure des disques microsillons souples est toujours très faible, pour une utilisation correcte. Le principal inconvénient de ces disques est leur tendance à collecter la poussière par attraction électrostatique.

graveuse. Ce manque de coïncidence produit une distorsion. Elle dépend de la différence entre ces deux lignes mesurée parallèlement à a-a. Il n'y a pas de distorsion aux crêtes de la sinusoïde, pas plus qu'il n'y en a dans la position non modulée.

La distorsion ainsi provoquée ne comporte que des harmoniques d'ordre impair. Plus l'onde de modulation comporte de crêtes et plus la distorsion croît. Elle augmente donc avec

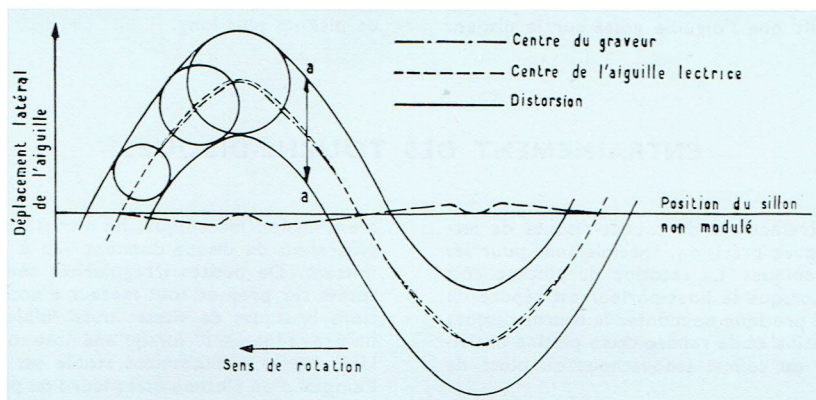


Figure 20. — Causes des distorsions à la lecture des disques (la modulation sinusoïdale du sillon enregistré a été fortement grossie).

Les aiguilles en diamant sont celles qui résistent le plus à l'usure, mais les aiguilles à saphir restent, malgré cela, très en vogue aussi bien pour les disques du type monaural que pour les disques stéréophoniques.

RECHERCHE DE LA DISTORSION

Une forme de distorsion qui se produit avec les disques monauraux est celle qui est due à la différence de forme du sillon enregistré et de l'arrondi du saphir de lecture. Considérons la largeur du sillon. Si aucun son n'est enregistré, ce sillon n'est pas modulé et la face coupante du graveur se trouve à angle droit avec la longueur du sillon. La largeur du sillon est uniforme puisqu'elle correspond à la largeur totale du bord coupant du graveur. Mais avec un signal présent, l'aiguille se trouve déplacée à partir de la position non modulée et la face coupante fait un angle aigu avec la direction du sillon. La largeur du sillon n'est plus uniforme. Cela est représenté à la figure 20 où l'on voit un sillon sinusoïdal, très fortement grossi. La largeur du sillon dans la direction a-a correspond toujours à la pleine largeur de l'aiguille. La vraie largeur de l'aiguille c'est-à-dire celle que l'on mesure à angle droit par rapport à sa longueur, dépend donc de l'angle entre le sillon modulé et la direction du sillon non modulé. Elle est plus petite pour les plus grandes valeurs de cet angle. La vraie largeur du sillon est la même que la largeur de l'aiguille seulement aux crêtes de l'onde sinusoïdale.

Si l'on veut éviter la distorsion, les mouvements latéraux de l'aiguille de lecture doivent reproduire exactement le mouvement du graveur d'enregistrement. Les cercles de la figure 20 représentent la pointe de l'aiguille lorsqu'elle repose à la lecture sur le sillon et les centres de ces cercles doivent donc se trouver sur la droite décrite par le centre de l'aiguille graveuse. La figure montre que cette condition n'est pas remplie : la courbe en pointillés décrite par le centre de l'aiguille du pick-up n'est pas la même que la ligne « en traits et points » décrite par le centre de l'aiguille

l'amplitude de la modulation et c'est l'une des raisons qui font considérer que l'enregistrement à amplitude constante est une nécessité pour les fréquences basses. La distorsion augmente aussi avec la fréquence et c'est pourquoi l'on restreint l'accentuation des aiguës à l'enregistrement. La distorsion est aussi plus grande si la modulation a été comprimée. Or, c'est toujours le cas près du centre du disque.

EFFET DE PINCEMENT

« L'effet de pincement » est visible sur le sillon sinusoïdal de la figure 20. Cet effet résulte de la largeur variable du sillon modulé d'un disque monaural. En raison de cette largeur variable, l'aiguille du pick-up doit s'élever puis s'abaisser lorsqu'elle parcourt le sillon (fig. 21). Sur les dernières lignes d'un disque microsillon, le mouvement vertical maximal peut atteindre 11 % du déplacement latéral

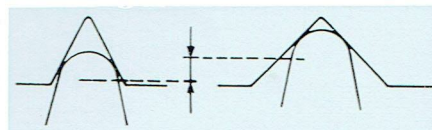


Figure 21. — Explication de l'effet de « pincement ».

maximal. La tension de sortie de certains pick-ups varie faiblement en raison de ce mouvement vertical, si bien que l'effet de pincement est une source supplémentaire de distorsion. Comme l'aiguille se déplace vers le haut et vers le bas, deux fois au cours de chaque période, la distorsion est provoquée par des harmoniques d'ordre pair.

BRUIT D'AIGUILLE

Lorsque l'aiguille du pick-up parcourt le sillon de fines particules de la matière du disque peuvent provoquer de petits mouvements irréguliers de l'aiguille. Ces mouvements produisent une certaine tension qui, après amplification, donne le bruit d'aiguille. Ce bruit existe principalement entre 2 et 10 kHz. Le bruit d'aiguille est particulièrement fort lorsque le diamètre de l'aiguille est trop faible pour le sillon (fig. 21). Pour avoir une bonne reproduction, l'aiguille doit porter sur les deux côtés du sillon. Si elle atteint le fond du sillon elle peut ensuite gravir les parois, ce qui produit un souffle excessif et une distorsion supplémentaire. Si elle reste au sommet du sillon seulement elle ne peut le suivre et on dit que l'aiguille *glisse* sur le disque.

ERREUR D'ALIGNEMENT

L'aiguille du pick-up, en parcourant le disque, ne suit pas la même trajectoire que le stylet graveur et c'est là une autre différence importante entre l'enregistrement et la lecture des disques. Le stylet graveur se déplace de l'extérieur vers l'intérieur, sur une ligne droite, qui suit le rayon du disque, tandis que l'aiguille du pick-up doit nécessairement être montée sur un bras pivotant dont la trace sur le disque est un arc de cercle. L'aiguille de lecture n'est donc pas toujours maintenue à angle droit avec le sillon et cela fait varier légèrement la tension de sortie.

Cet effet devient notable sur les disques de grand diamètre et il est possible de le réduire par le choix d'un bras de pick-up plus long.

ENTRAÎNEMENT DES TOURNE-DISQUES

Le mécanisme d'entraînement du tourne-disques de lecture doit être établi avec précision, spécialement pour les équipements stéréophoniques. La rotation du plateau doit être très constante. Lorsque le haut-parleur est séparé du châssis principal, il est pratique de monter le tourne-disques lié solidement à la platine et de rendre cette platine antivibratoire par rapport au coffret (caoutchouc ou blocs de pailles de métaux).

Un tourne-disques défectueux permet d'observer dans le haut-parleur trois défauts principaux : pleurage, scintillement et ronronnement.

Le pleurage et le scintillement sont produits par les variations de vitesse du plateau. On emploie le terme « pleurage » pour les variations à fréquences basses et le terme « scintillement » pour les fluctuations plus rapides. Les faibles variations peuvent être provoquées par les axes ou par d'autres parties rotatives montées trop libres ou excentrées, si bien que le pleurage qui en résulte est entendu à intervalles réguliers. Au contraire, la non uniformité du moteur ou de la

transmission mécanique, les variations de frottement et le glissement du disque donnent lieu à un « pleurage » intermittent. De petites irrégularités sont normalement constatées sur presque tout moteur d'entraînement. Des variations brusques de vitesse aussi faibles que 0,5 % donnent un « scintillement » lorsqu'une note soutenue est reproduite. Une vitesse suffisamment stable est souvent obtenue par l'emploi d'un plateau assez lourd ou par le moment d'inertie d'une autre partie mobile agissant comme un volant. Il faut toujours s'assurer que le mécanisme de changement de vitesse n'est pas soumis à des vitesses excessives. En effet, après un usage assez long, il peut donner lieu à des « pleurages » ou à des « scintillements ».

Le ronronnement est dû à des pièces mécaniques tournant avec bruit. L'essai doit être fait sans signal d'entrée pour vérifier que ce ronronnement n'est pas normalement audible. Il peut provenir de mauvais ajustages, d'une insuffisance de lubrification, du patinage des entraînements, etc.

CONSTRUCTIONS ET MONTAGES PRATIQUES

Il n'existe pas de méthode théorique pour trouver le meilleur emplacement des pièces dans un équipement pour audio-fréquences. Il doit être établi expérimentalement et cela a pour conséquence que les variantes plus heureuses ne peuvent pas être prévues à l'avance. Il faut donc analyser en détail les résultats obtenus sur les différentes maquettes pour connaître la disposition à retenir.

On peut recommander, d'une manière générale, l'utilisation de supports de tubes de haute qualité et de résistances très stables. Les avantages de ces choix ne peuvent pas non plus faire l'objet d'une véritable preuve théorique, mais on observe en pratique que certaines économies peuvent modifier d'une façon considérable le fonctionnement des amplificateurs de haute qualité. Les tensions d'essai des condensateurs doivent être calculées sur un minimum de trois fois les tensions de service atteintes pour une tension du secteur augmentée de 10 %.

MONTAGE DES PETITES PIÈCES

Il est souvent très avantageux de considérer comme montage normal l'assemblage des résistances et des condensateurs de faible volume sur des plaquettes à cosses. Ainsi

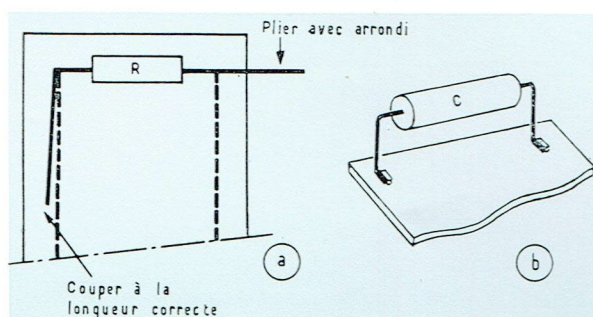


Figure 22. — Montage pratique des éléments sur plaquettes.

les principaux éléments du montage peuvent être soudés et vérifiés avant d'être fixés au châssis. Les petites résistances au carbone doivent être utilisées avec des fils assez longs pour que ces fils puissent être enroulés autour des contacts de la plaquette avant soudure, tout en laissant une certaine hauteur au-dessus du panneau et une certaine élasticité des fils comme l'indiquent les figures 22 a et 22 b. Il est

possible de se servir d'une partie des fils pour établir les liaisons entre les résistances ou entre une résistance et un condensateur. Les condensateurs au papier, au mica et les résistances fixes doivent être montées sur des fils plus longs, afin d'éviter, comme pour les petites résistances au carbone, le surchauffage à la soudure. Les connexions doivent être pliées comme l'indique la figure 22 b, des précautions étant prises pour ne pas avoir de coudes pointus mais seulement des arrondis sur les fils, ce qui évite pratiquement toute cassure ultérieure. Les pièces de montage telles que les diodes au germanium sont particulièrement sensibles à l'action de la température et il est préférable de couper leurs fils le moins possible. Un procédé pratique consiste à lier le câblage à la diode par une spirale cylindrique, plus facile à souder. Les connexions seront tenues à l'aide d'une pince plate au moment où l'on soude afin qu'il existe un shunt thermique entre le fer à souder et la diode. L'anneau de la diode indique la position de la cathode.

CONNEXIONS DE LA MASSE

Dans les équipements pour audio-fréquences, il est toujours préférable d'avoir une seule connexion directe au châssis et elle doit être faite le plus près possible de la douille d'entrée et aussi de la cathode du premier tube. S'il existait un grand nombre de connexions de ce genre, des courants tourbillonnaires pourraient alors s'établir dans le métal du châssis, et des tensions de gonflement être induites dans les circuits les plus sensibles de l'équipement grâce à la présence des champs magnétiques produits par les connexions courbes. La ligne générale de masse est avantageusement fixée sur les douilles centrales des supports de tubes, ou à défaut, à la connexion de blindage.

Lorsque l'équipement est formé par deux ou trois châssis les liaisons de masse entre les châssis doivent être faites par une seule connexion. Si le retour négatif commun d'alimentation est repris d'un châssis sur l'autre par le câble d'alimentation, il ne faut pas que la connexion existe en double entre les châssis servant dans la liaison coaxiale aux signaux à audio-fréquences et une seule extrémité de la gaine de ce câble doit être réunie à la terre. Ne pas utiliser pour faire circuler un courant le fil qui relie la masse d'un châssis au groupe d'alimentation.

Chaque fois que cela sera possible, il conviendra de préférer une connexion externe directe entre l'équipement et la prise de terre. Cela diminue en effet les possibilités de gonflement induit et simultanément élimine certains signaux HF indésirables, rayonnés par exemple par des stations émettrices voisines de radiodiffusion ou de télévision.

TRANSFORMATEUR DE SORTIE

La qualité du son provenant d'un haut-parleur dépend dans une large mesure des propriétés exactes du transformateur de sortie dont il est équipé. Tout l'ensemble étant par ailleurs correct, un fort niveau de distorsion, ou même une instabilité, peut être dû à l'emploi d'un transformateur de sortie mal étudié ou insuffisant. Cet organe doit présenter en particulier :

- 1° une forte inductance du bobinage primaire,
- 2° une faible inductance de fuite,
- 3° utiliser des tôles de qualité pour le noyau et dont les dimensions soient suffisantes,
- 4° présenter peu de capacité répartie des enroulements (principalement pour le primaire),
- 5° n'avoir pas de capacité trop forte entre les différents enroulements et,
- 6° présenter un rendement suffisant entre les puissances primaire et secondaire. Un certain nombre de ces qualités sont contradictoires entre elles. Par exemple, l'inductance primaire doit être grande pour diminuer la chute de la réponse aux fréquences basses. Mais, par ailleurs, l'adoption d'une forte inductance produit obligatoirement une forte capacité propre en raison du grand nombre de tours des enroulements, les tensions peuvent ainsi être très atténuées aux fréquences élevées, parce que l'on a voulu accentuer les fréquences basses; de plus, l'inductance et la capacité propre de l'enroulement primaire forment un circuit accordé en parallèle sur l'étage de sortie. Sa fréquence de résonance doit être aussi élevée que possible et elle se trouve en général entre 50 et 100 kHz, à l'essai d'un bon transformateur. La capacité propre faible évite une augmentation du déphasage si l'on emploie une contre-réaction. Pour réduire la capacité propre, le seul procédé connu et recommandable est le bobinage par sections de la bobine primaire et la judicieuse répartition de ces sections. Si le couplage entre les enroulements primaires et secondaires du transformateur n'est pas suffisamment serré, ce qui corres-

pond à une augmentation de l'inductance de fuite, un déphasage excessif existe alors aux fréquences élevées. Il peut conduire à la naissance d'oscillations parasites. Un couplage serré du transformateur est plus facilement obtenu si l'on subdivise l'enroulement primaire en plusieurs sections entre lesquelles on dispose les sections secondaires, à raison d'une section secondaire pour deux sections primaires. Ces problèmes sont ceux des fabricants de transformateurs et il existe sur le marché, de nos jours, un assez grand choix de transformateurs de sortie de haute qualité.

ALIMENTATIONS

Dans chacune des descriptions d'amplificateurs qui vont suivre, nous avons toujours indiqué l'alimentation qui convient.

Il peut être nécessaire de blinder le transformateur d'alimentation afin de réduire le ronflement induit et, très souvent, il y a lieu d'ajouter un filtre de secteur au primaire si des signaux parasites peuvent s'introduire de ce côté.

Nous avons déjà indiqué comme règle générale que l'on ne doit faire au châssis qu'une seule connexion. Cela s'applique également au condensateur du filtre. Il n'est jamais à conseiller de visser directement les boîtiers négatifs des condensateurs chimiques directement sur le châssis. Il y a des avantages à isoler les boîtiers du châssis et à faire la connexion du pôle négatif de ces condensateurs au fil de terre commun.

Des instabilités à fréquences basses (bruit de moteur) peuvent être causées par des découplages incorrects des circuits d'alimentation. Si cela se produit, il est possible d'y porter remède en augmentant les valeurs des éléments de découplage ou en organisant des circuits de découplage supplémentaires. Les valeurs augmentées des capacités doivent être déterminées par l'expérience, car les mesures de résistances internes des sources sont très longues et assez imprécises.

AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE POUR AUDITIONS MONAURALES

1 - AMPLIFICATEUR SIMPLE DE 3 W POUR PICK-UP

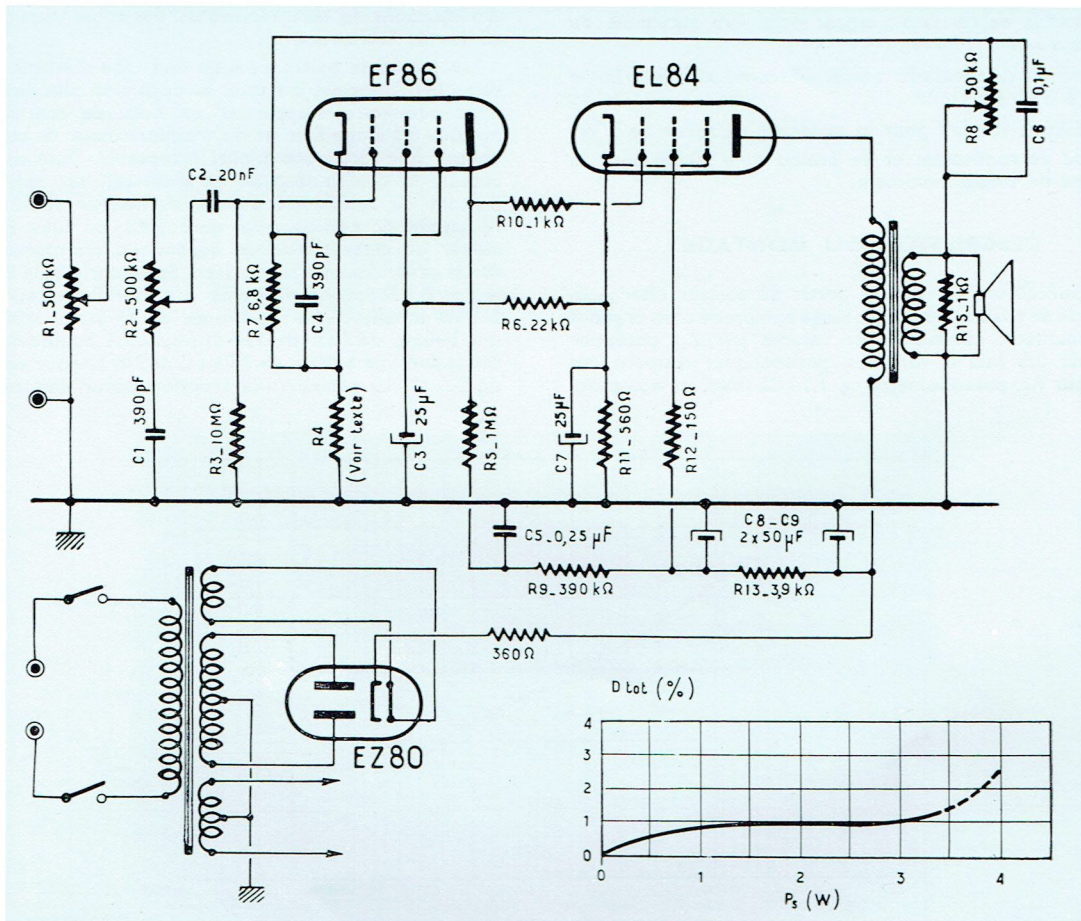


Figure 23. — Amplificateur simple de 3 W pour pick-up. La courbe représente la distorsion harmonique totale, en fonction de la puissance de sortie, mesurée à 400 Hz.

R_1 = 0,5 M Ω , log.	R_{10} = 3,9 k Ω , \pm 10 %, 1/2 W
R_2 = 0,5 M Ω , linéaire	R_{14} = cathode EZ 80, 360 Ω , 2 W
R_3 = 10 M Ω , \pm 20 %, 1/4 W	R_{15} = 1 k Ω , \pm 20 %, 1/4 W
R_4 = voir le texte, 1/4 W	C_1 = 390 pF, \pm 10 %
R_5 = 1 M Ω , \pm 10 %, haute stab. 1/4 W	C_2 = 22 nF
R_6 = 22 k Ω , \pm 10 %, 1/4 W	C_3 = 25 μ F, 50 V
R_7 = 6,8 k Ω , \pm 10 %, 1/4 W	C_4 = 390 pF, \pm 10 %
R_8 = 50 k Ω , log.	C_5 = 0,25 μ F, 350 V
R_9 = 0,39 M Ω , \pm 10 %, 1/4 W	C_6 = 0,1 μ F, \pm 10 %, 150 V
R_{10} = 1 k Ω , \pm 20 %, 1/4 W	C_7 = 25 μ F, 50 V
R_{11} = 560 Ω , \pm 5 %, 3 W, bobinée	C_8 = 2 \times 50 μ F, 350 V
R_{12} = 150 Ω , \pm 20 %, 1/4 W	C_9 = 2 \times 50 μ F, 250 V

Ce montage (fig. 23) n'exige qu'un très petit nombre de tubes et de pièces détachées. Il a été étudié pour tous ceux qui désirent construire un amplificateur très simple mais d'assez haute qualité. Il peut être utilisé avec tous les types connus de pick-ups à cristal. Sa sensibilité est suffisante pour qu'il soit possible d'intercaler un réseau correcteur entre le pick-up et l'entrée, proprement dite, de l'amplificateur. La puissance de sortie est de 3 W avec une distorsion harmonique totale de 1 %.

SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES

Tubes : EF 86 — préamplificateur
EL 84 — amplificateur de puissance
EZ 80 — redresseur biplaque.

Puissance de sortie : 3 W, distorsion harmonique totale 1 %.

Réponse à la fréquence : rectiligne à ± 1 dB (par rapport au niveau à 1 kHz) de 20 Hz à 40 000 Hz.

Commande de tonalité : aiguës - coupure maximale de 20 dB environ à 10 kHz.

Commande de tonalité : basses - accentuation maximale de 15 dB à 70 Hz.

Sensibilité : 100 mV pour la puissance de sortie de 3 W.

Niveau de ronflement et de bruit : à -70 dB pour la puissance de sortie maximum.

DESCRIPTION DU MONTAGE

L'amplificateur, alimenté à partir du secteur alternatif, est équipé de trois tubes. Le montage comprend trois organes de commande : commande de volume par R_1 , potentiomètre de $0,5$ M Ω à variation parabolique; coupure des aiguës par R_2 , potentiomètre de $0,5$ M Ω linéaire; accentua-

(1 M Ω). La tension de la grille 2, très faible également, est prélevée sur la cathode du tube de puissance. La polarisation est produite par le courant de grille au moyen d'une résistance de fuite de grille de très forte valeur (10 M Ω). L'amplification est très grande, de deux à trois fois le niveau obtenu dans les conditions classiques d'utilisation.

L'emploi de faibles tensions permet de coupler directement, sans condensateur, l'anode du tube préamplificateur à la grille de commande du tube de puissance. Afin de maintenir une polarisation correcte du tube final, sa résistance de cathode doit avoir une valeur plus forte que la valeur habituelle. Il faut utiliser une résistance bobinée de 560 Ω , tolérance 5 %, spécifiée pour une puissance dissipable de 3 W.

La tension de la grille 2 du tube EF 86 est prélevée sur la cathode du tube de puissance à travers un filtre R_3C_3 (22 k Ω et 25 μ F). Ce filtre et la forte résistance à la cathode du tube EL 84 donnent un effet de réaction en continu très important. Il stabilise les conditions de fonctionnement vis-à-vis des variations de la tension du secteur et de l'influence des modifications de caractéristiques des tubes dues aux tolérances de fabrication.

Les étages de puissance à un seul tube donnent toujours, selon leur principe, des taux de distorsion plus élevés. Il est donc nécessaire d'appliquer un taux de contre-réaction notable à l'étage final et au transformateur de sortie pour obtenir à la sortie une qualité acceptable. Dans cet amplificateur, la contre-réaction en alternatif est appliquée en partant du secondaire du transformateur de sortie à la résistance de cathode, non découplée, du tube EF 86. La valeur de cette résistance dépend du transformateur de sortie et du haut-parleur utilisé. Sa valeur est de 82 Ω dans le cas d'adaptation de sortie par transformateur sur une bobine mobile d'une impédance de 15 Ω , de 100 Ω pour une bobine de 7 Ω , de 120 Ω pour une bobine de 5 Ω de, 150 Ω pour une bobine de 3,75 Ω , de 240 Ω pour une bobine de 2,5 Ω . Le primaire du transformateur doit adapter le

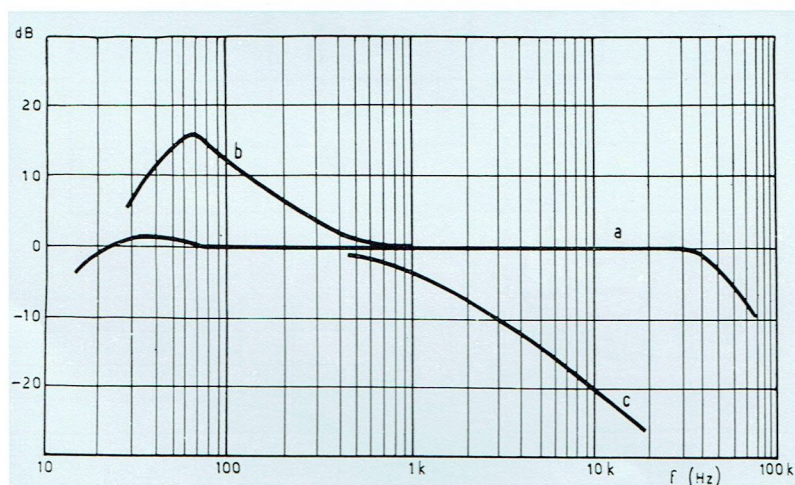


Figure 24. — Amplificateur de 3 W — Accentuation maximale des basses (b) et coupure maximale des aiguës (c). Lorsque les deux commandes sont réglées sur leur minimum, la réponse à la fréquence est sensiblement plate entre 20 Hz et 30 kHz (courbe a).

tion des basses commandée par R_3 , potentiomètre de 50 k Ω à variation parabolique inséré dans le circuit de contre-réaction.

La pentode EF 86 fonctionne dans des conditions particulières de « sous-alimentation ». Les tensions et les courants du tube sont beaucoup plus réduits que ceux que l'on mesure dans les conditions de fonctionnement nominales car la résistance de charge d'anode a une valeur très forte

haut-parleur choisi à l'impédance de charge, de 5 k Ω , du tube EL 84. La distorsion en fonction de la puissance de sortie obtenue est représentée également à la figure 23.

Il n'est pas possible d'utiliser une commande de tonalité complète des aiguës et des basses car la sensibilité de l'amplificateur n'est pas suffisante pour admettre de telles atténuations. On a donc inséré la commande d'accentuation des basses dans la boucle de contre-réaction et la coupure

relative des aiguës entre la commande de volume et la grille de commande du tube EF 86. Les deux commandes étant réglées sur leur minimum, la courbe de réponse est rectiligne, à ± 1 dB près, entre 20 Hz et 40 kHz, les points à -3 dB se trouvant alors à 15 Hz et 50 kHz. L'accentuation maximale des basses est de 15 dB à 70 Hz et la coupure maximale d'aiguës de 20 dB, à 10 kHz. Ainsi une qualité de reproduction proportionnée peut être obtenue sur tous les types de disques et l'on peut éliminer suffisamment le crachement d'aiguille des disques classiques usés (voir la fig. 24). Une résistance de 1 000 Ω est reliée au secondaire du transformateur de sortie afin que la stabilité de fonctionnement soit maintenue si le haut-parleur est temporairement non connecté ou si la charge capacitive se trouve augmentée par l'emploi d'un long cordon de haut-parleur.

La disposition de l'alimentation est entièrement classique. Le filament du tube redresseur EZ 80 peut être chauffé sur le même enroulement que les deux autres tubes, comme nous le voyons sur le schéma. Si l'on utilise un seul enroulement de chauffage, il est spécifié pour 2 A. Si l'on utilise des enroulements de chauffage séparés, chaque enroulement est calculé pour 1 A. L'enroulement HT est étudié pour 2×300 V, 60 mA, mais il est possible d'utiliser aussi 2×275 V, si l'on réduit R 14 à une valeur de 100 Ω ; l'enrou-

lement primaire comporte le répartiteur de tensions habituels (110, 127, 150, 220 V par exemple). L'anode du tube EL 84 est alimentée à partir du condensateur C_9 et la grille 2 à partir de C_8 , la résistance de filtrage étant de 3,9 k Ω (0,5 W). L'anode du tube EF 86 est alimentée à travers une résistance de chute de 390 k Ω , découplée par un condensateur du type papier de 0,25 μ F, prévu pour une tension de service de 350 V.

Tensions et courants mesurés.

(Les tensions sont mesurées par rapport au châssis.)

Tension sur C_9 310 V
Tension sur C_8 290 V

EL 84

Tension de l'anode 290 V
Courant anodique 43 mA
Tension de la grille 2 290 V
Tension de la cathode 27 V

EF 86

Tension de l'anode 20 V
Courant anodique 195 μ A
Tension de la grille 2 27 V

2 - AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE MONAURAL DE 10 W, DE HAUTE QUALITÉ — DEUX PENTODES EL 84

Le montage original de cet amplificateur a été publié par nos soins, il y a plusieurs années déjà. Il a été reproduit et discuté dans les principales revues de radioélectricité et d'électro-acoustique, car c'était le premier amplificateur qui rendait enfin possible une reproduction de haute qualité réelle, pour un prix de revient modéré.

De très nombreux amplificateurs ont été construits d'après les données du projet initial, une large expérience a pu être acquise. Les résultats étaient, en général, favorables, mais il y a eu, cependant, quelques exceptions. Certains constructeurs se plaignaient d'une instabilité, tantôt aux fréquences élevées, tantôt aux fréquences basses, parfois même aux deux extrémités de la gamme musicale. On a pu conclure finalement que cette instabilité était provoquée dans 95 % des cas, par le transformateur de sortie, non conforme aux données du projet original. Certains transformateurs avaient dans une certaine mesure, une inductance primaire plus forte, d'autres une inductance de fuites plus importante. Le plus souvent, l'inductance primaire était plus faible que celle conseillée.

On a donc cherché à réduire notablement l'influence des écarts relativement grands des caractéristiques des transformateurs de sortie sur la stabilité. Deux montages modifiés vont être décrits. Ils sont très populaires puisqu'ils ont déjà été reproduits en très grand nombre, sans motiver aucun reproche visant l'instabilité.

TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Les données du transformateur telles qu'elles ont déjà été publiées sont :

Rapport de transformation : 34,5/1 (bobine mobile de 7 Ω),
et rapport de 57,6/1 (bobine mobile de 2,5 Ω)
Inductance du primaire (Sans continu, 40 H (1), avec
(50 Hz, 10 V) } 5 mA de courant continu, 28 H.
Inductance de fuites = 22 mH
Résistance du primaire = 2 \times 240 Ω
Résistance du secondaire = 0,4 Ω max.
Rendement à 1 000 Hz = 85 %.

Les tôles du noyau ont les caractéristiques suivantes :
Qualité : Tôles dynamo normales, épaisseur 0,5 mm (voir la fig. 25).

Noyau : Tôles E, I.

Dimensions totales : 84 \times 70 mm.

Largeur du noyau : 28 mm.

Empilement de 28 mm sans entrefer.

Section du noyau : 7,86 cm².

Enroulements : (largeur des bobinages : 34 mm).

Bobinage	Nombre de tours	Diamètre fil de cuivre émaillé (mm)	Nombre de couches	Isolation entre couches
P ₁	1 650	0,11	7	papier de 30 μ carte vernie de 0,1 mm
S ₁	96	0,6	2	
P ₂	1 650	0,11	7	papier de 30 μ carte vernie de 0,1 mm
P ₃	1 650	0,11	7	
S ₂	96	0,6	2	papier de 30 μ carte vernie de 0,1 mm
P ₄	1 650	0,11	7	

L'isolement entre les enroulements est obtenu à l'aide de carte vernie de 0,1 mm et d'une couche de papier de 60 μ . Si les enroulements P₁ et P₂ sont bobinés dans le sens des aiguilles d'une montre, tous les autres enroulements sont bobinés dans le sens inverse des aiguilles. Il faut prendre

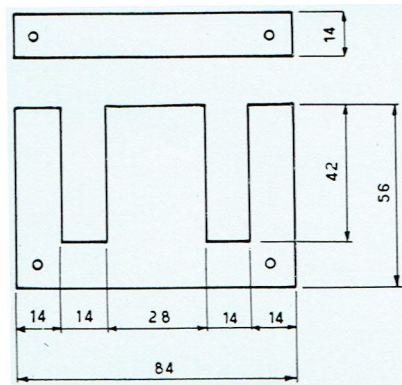


Figure 25. — Dimensions des tôles du transformateur de sortie (mm).

le soin de relier correctement les extrémités et les amorces des enroulements entre eux. Les enroulements P₁ et P₄ sont reliés en parallèle et forment une moitié du primaire, P₂ et P₃ reliés en parallèle constituent l'autre moitié du primaire. Le secondaire comprend la liaison en parallèle de S₁ et de S₂. Lorsque la charge est une bobine mobile de 7 Ω , l'impédance mesurée au primaire est de 8 k Ω .

PREMIER MONTAGE MODIFIÉ

DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma du montage de la première version modifiée de l'amplificateur de 10 W est donné à la figure 26. S'il est comparé au montage initial, on verra que peu de modifications ont été apportées. La résistance de charge du tube EF 86 a été shuntée par un groupe comprenant R₁₁ et C₈ en série (22 k Ω et 150 pF). La résistance de contre-réaction R₆ a été augmentée à 2,7 k Ω mais le condensateur C₅ qui la shunte a été réduit à 470 pF. Ces deux modifications tendent à réduire le gain de boucle à l'extrémité de la courbe de réponse vers les fréquences élevées et à augmenter, par conséquent, la stabilité à ces fréquences. La stabilité aux fréquences plus basses que 10 Hz est améliorée par la réduction de l'inductance primaire du trans-

formateur de sortie et de la capacité du condensateur de découplage de la résistance des cathodes R₂₀. La valeur de C₁₃ est ramenée à 50 μ F. Un autre perfectionnement est apporté par la réaction due à R₁₈ et C₁₂ dans l'inverseur de phase. Ces éléments de montage augmentent la charge de la seconde triode du tube 12 AX 7 et cela oblige à adopter pour la résistance de charge de cette triode une valeur de 1,2 M Ω (tolérance 5%), au lieu de 1 M Ω dans le projet initial. L'étage de puissance est légèrement modifié pour tenir compte de la suppression de la bobine de filtre sur le groupe d'alimentation. On a pu constater, en effet, que les anodes peuvent être alimentées à partir de C₁₇ sans ronflement notable. La bobine de filtre est remplacée par une résistance de 1,5 k Ω . Les grilles 2 des tubes de puissance sont alimentées à partir de C₁₆ et il n'y a pas de résistance commune dans le circuit des grilles 2 car la tension de ces grilles serait alors trop faible et cela réduirait la puissance de sortie.

(1) 35 H seulement pour le premier amplificateur modifié.

LISTE DES PIÈCES
DE LA FIGURE 26

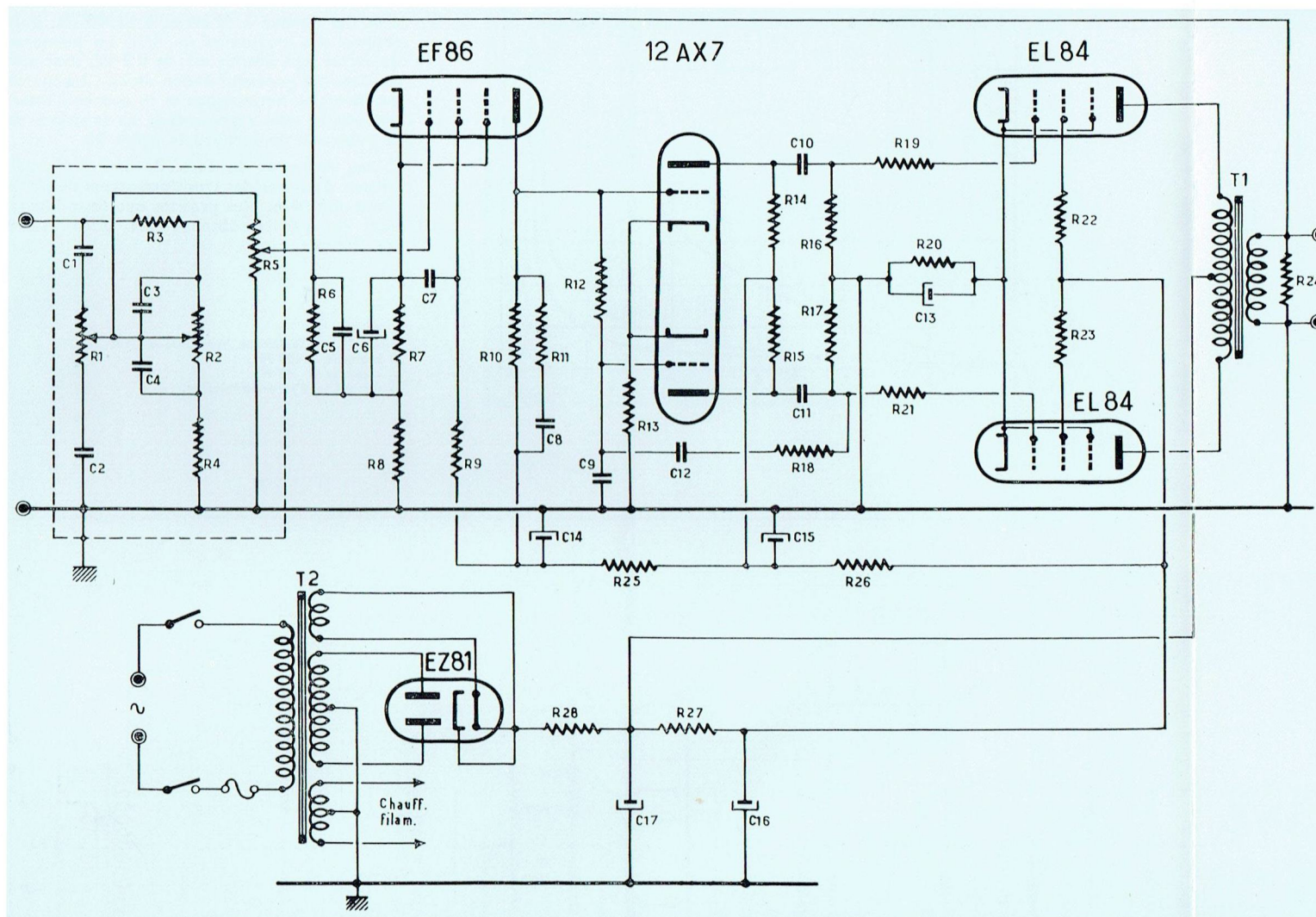


Figure 26. — Amplificateur de 10 W (premier montage modifié).

R ₁ =	2 MΩ, log.
R ₂ =	2 MΩ, log.
R ₃ =	1,5 MΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₄ =	0,15 MΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₅ =	1 MΩ, log.
R ₆ =	2,7 kΩ, ± 5 %, haute stabilité, 1/2 W
R ₇ =	2,2 kΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₈ =	10 Ω, ± 5 %, haute stabilité, 1/2 W
R ₉ =	1 MΩ, ± 10 %, 1/2 W
R ₁₀ =	0,18 MΩ, ± 10 %, haute stabilité, 1/2 W
R ₁₁ =	22 kΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₁₂ =	1 MΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₁₃ =	68 kΩ, ± 10 %, 1/2 W
R ₁₄ =	1 MΩ, ± 10 %, 1/2 W
R ₁₅ =	1,2 MΩ, ± 10 %, 1/2 W
R ₁₆ =	0,33 MΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₁₇ =	0,33 MΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₁₈ =	0,56 MΩ, ± 10 %, 1/4 W
R ₁₉ =	1 kΩ, ± 20 %, 1/4 W
R ₂₀ =	135 Ω, ± 5 %, 1 W
R ₂₁ =	1 kΩ, ± 20 %, 1/4 W
R ₂₂ =	220 Ω, ± 20 %, 1/2 W
R ₂₃ =	220 Ω, ± 20 %, 1/2 W
R ₂₄ =	1 kΩ, ± 20 %, 1/2 W
R ₂₅ =	0,1 MΩ, ± 20 %, 1/2 W
R ₂₆ =	27 kΩ, ± 20 %, 1/2 W
R ₂₇ =	1,5 kΩ, ± 20 %, 2 W, bobinée
R ₂₈ =	220 Ω, ± 20 %, 6,5 W, bobinée
C ₁ =	33 pF, ± 10 %
C ₂ =	680 pF, ± 10 %
C ₃ =	270 pF, ± 10 %
C ₄ =	3,3 nF, ± 10 %
C ₅ =	470 pF, ± 10 %
C ₆ =	100 μF, 13 V
C ₇ =	47 nF, ± 20 %
C ₈ =	150 pF, ± 10 %
C ₉ =	0,1 μF, ± 20 %
C ₁₀ =	0,1 μF, ± 20 %
C ₁₁ =	0,1 μF, ± 20 %
C ₁₂ =	47 nF, ± 20 %
C ₁₃ =	50 μF, 25 V
C ₁₄ + C ₁₅ =	2 × 50 μF, 350 V
C ₁₆ + C ₁₇ =	2 × 50 μF, 350 V

Transformateurs.

T₁ = voir le texte.

T₂ = primaire : 250, 220, 150, 125 et 110 Veff ; 50 Hz.

Secondaires : 2 × 280 V, 100 mA min ;
2 × 3,15 Veff, 2,1 A min et 6,3 V, 1 A.

Si une tête de récepteur de radiodiffusion séparée doit être alimentée à partir de ce même groupe, le transformateur d'alimentation doit être modifié, en conséquence, pour pouvoir fournir le courant à haute tension total.

Le tube redresseur utilisé est du type EZ 81. Le courant continu disponible est suffisant pour l'alimentation sur le même groupe d'une tête réceptrice AM/FM, si le transformateur d'alimentation a été prévu assez grand, en conséquence.

Sensibilité. — La sensibilité de l'amplificateur est de 400 mV, environ, pour une puissance de sortie de 10 W et il peut donc être utilisé avec des pick-ups à cristal et des têtes de récepteurs AM/FM. Pour la reproduction des enregistrements de magnétophones, un égaliseur-correcteur est nécessaire.

La figure 27 donne les courbes de réponse à la fréquence, les commandes de tonalité étant réglées au maximum et au minimum. L'amplificateur a une courbe de réponse virtuellement plate de 10 Hz environ à 30 kHz lorsque les deux commandes sont réglées au centre.

Distorsion. — La distorsion harmonique de l'amplificateur est plus petite que 0,5 % à 400 Hz, pour une puissance de sortie de 10 W. A 40 Hz, la distorsion est de 0,8 % environ. La distorsion d'intermodulation a été mesurée

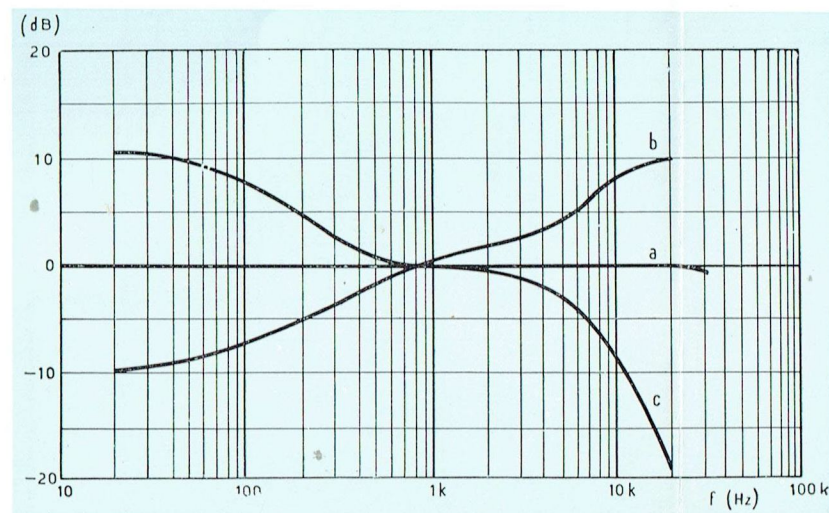


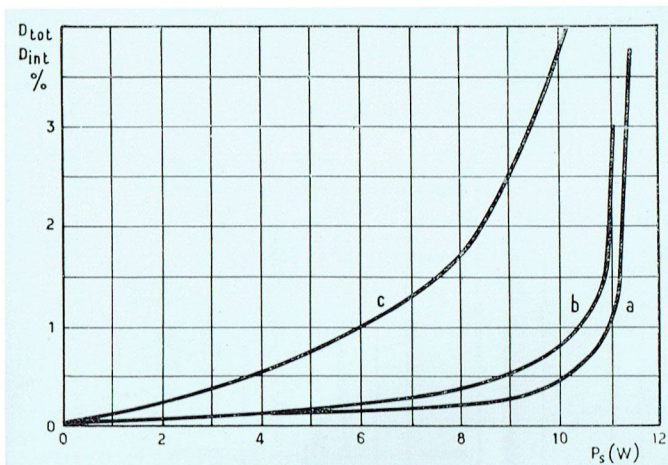
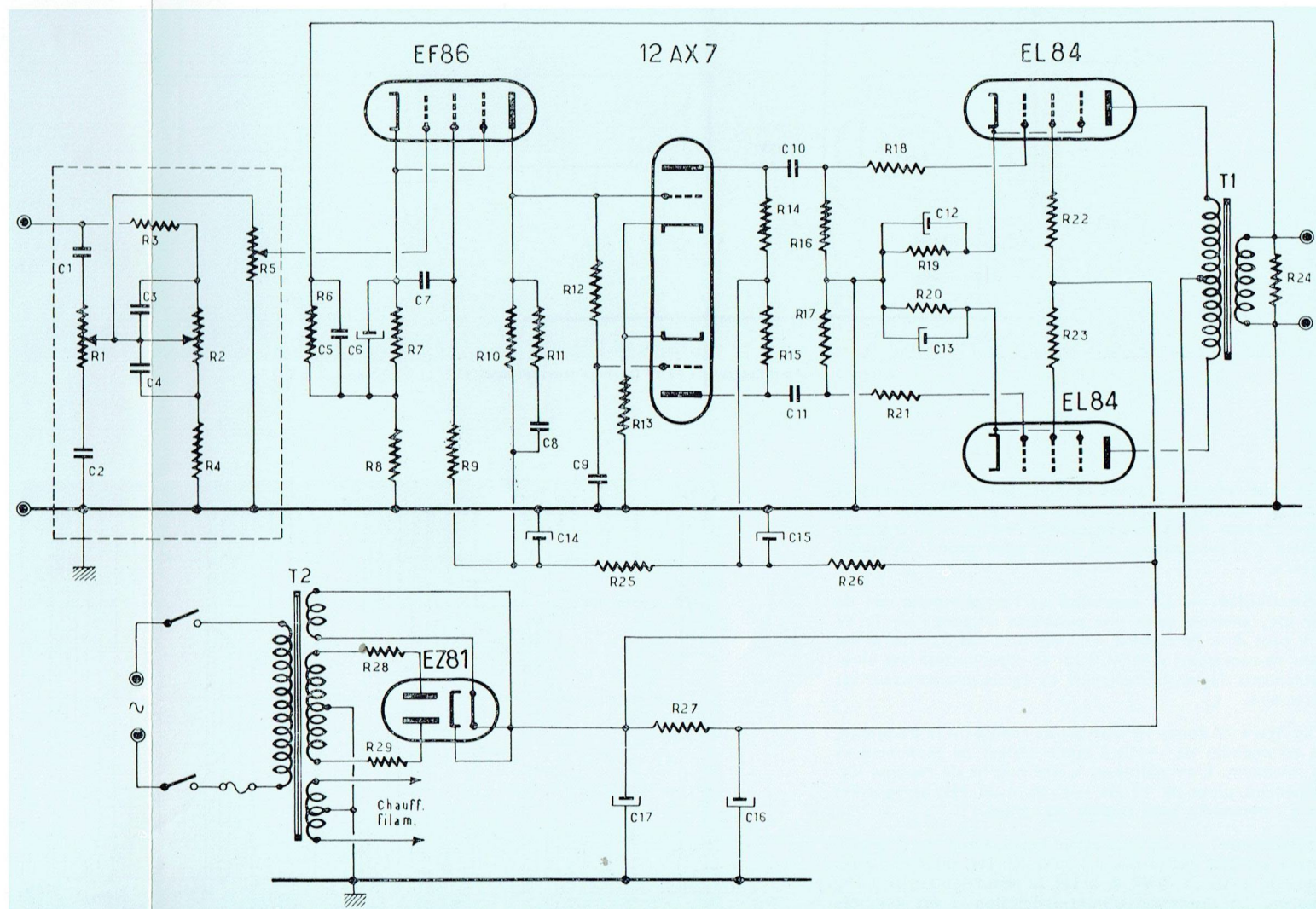
Figure 27. — Réponse à la fréquence et correction de tonalité :

- les deux commandes sont dans la position moyenne,
- avec maximum d'accentuation des aiguës et maximum d'atténuation des basses.
- avec accentuation maximale des basses et atténuation maximale des aiguës.

LISTE DES PIÈCES
DE LA FIGURE 29

$R_1 = 2 \text{ M}\Omega$, log.
$R_2 = 2 \text{ M}\Omega$, log.
$R_3 = 1,5 \text{ M}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_4 = 150 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega$, log.
$R_6 =$ résistance à haute stabilité $\pm 5\%$, 1/4 W pour une charge de $2,5 \Omega = 10 \text{ k}\Omega$
— 3,75 Ω : 15 k Ω
— 7 Ω : 27 k Ω
— 15 Ω : 33 k Ω
$R_7 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_8 = 100 \Omega$, $\pm 5\%$, haute stabilité, 1/4 W
$R_9 = 470 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, haute stabilité, 1/4 W
$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, haute stabilité, 1/4 W
$R_{11} = 10 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_{12} = 1 \text{ M}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_{13} = 68 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1 W
$R_{14} = 100 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/2 W
$R_{15} = 100 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/2 W
$R_{16} = 0,82 \text{ M}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_{17} = 0,82 \text{ M}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_{18} = 4,7 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_{19} = 270 \Omega$, $\pm 5\%$, 2 W (charge normale)
$R_{19} = 437 \Omega$, $\pm 5\%$, 2 W (charge réduite)
$R_{20} = 270 \Omega$, $\pm 5\%$, 2 W (charge normale)
$R_{20} = 437 \Omega$, $\pm 5\%$, 2 W (charge réduite)
$R_{21} = 4,7 \text{ k}\Omega$, 20%, 1/4 W
$R_{22} = 47 \Omega$, $\pm 20\%$, 1/4 W
$R_{23} = 47 \Omega$, $\pm 20\%$, 1/4 W
$R_{24} = 1 \text{ k}\Omega$, $\pm 20\%$, 1/2 W
$R_{25} = 100 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/4 W
$R_{26} = 33 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1/2 W
$R_{27} = 1,2 \text{ k}\Omega$, $\pm 10\%$, 1 W
$R_{28} =$ dépend de R_t (voir page 14)
$R_{29} =$ dépend de R_t (voir page 14)
$C_1 = 33 \text{ pF}$, $\pm 10\%$
$C_2 = 680 \text{ pF}$, $\pm 10\%$
$C_3 = 270 \text{ pF}$, $\pm 10\%$
$C_4 = 3,3 \text{ nF}$, $\pm 10\%$
$C_5 = 350 \text{ pF}$, $\pm 5\%$, charge 2,5 Ω
270 pF, $\pm 5\%$; charge 3,75 Ω
150 pF, $\pm 5\%$; charge 7 Ω
120 pF, $\pm 5\%$; charge 15 Ω
$C_6 = 100 \mu\text{F}$, 12,5 V
$C_7 = 47 \text{ nF}$, 350 V
$C_8 = 330 \text{ pF}$, $\pm 10\%$
$C_9 = 0,1 \mu\text{F}$, 350 V continus
$C_{10} = 0,1 \mu\text{F}$, 350 V continus
$C_{11} = 0,1 \mu\text{F}$, 350 V continus
$C_{12} = 50 \mu\text{F}$, 25 V
$C_{13} = 50 \mu\text{F}$, 25 V
$C_{14} + C_{15} = 2 \times 8 \mu\text{F}$, 350 V continus
$C_{16} + C_{17} = 2 \times 8 \mu\text{F}$, 350 V continus

Figure 29. — Amplificateur de 10 W (second montage modifié).



avec des signaux à 40 Hz et à 10 000 Hz, à un rapport des amplitudes de 4/1. La puissance de sortie équivalente est de 8,2 W, avec une distorsion d'intermodulation de 2%. La courbe de distorsion harmonique et la courbe d'intermodulation sont représentées, en fonctions de la puissance de sortie à la figure 28.

Une réduction du taux de contre-réaction permet d'utiliser des transformateurs de sortie ayant des fuites plus grandes que ceux décrits, mais la qualité obtenue est alors moins satisfaisante.

Figure 28. — Distorsion harmonique D_{tot}
a) mesurée à 400 Hz,
b) mesurée à 40 Hz,
c) distorsion d'intermodulation.

DEUXIÈME MONTAGE MODIFIÉ

DESCRIPTION DU MONTAGE

Le montage de la figure 29 est à recommander lorsque l'inductance primaire est beaucoup plus forte que la valeur indiquée dans le projet original. Les modifications ressemblent encore à celles précédemment indiquées. De plus, le gain du premier étage est réduit pour obtenir un gain de boucle ne dépassant pas 26 dB à 1 kHz, ce qui augmente la marge totale de stabilité.

Les condensateurs de découplage des résistances de cathode séparées de l'étage de puissance ont vu leurs capacités diminuer à 50 μ F pour réduire le gain et améliorer la stabilité à l'extrémité des fréquences basses de la bande.

atténuation étant d'environ 20 dB, la sensibilité avec commande de tonalité est de 400 mV pour la même puissance de sortie, de 10 W. L'allure de la sensibilité en fonction de la puissance de sortie est représentée à la figure 30.

L'amplificateur avec la commande de tonalité convient pour l'utilisation avec les pick-ups à cristal et peut aussi être employé avec les têtes de récepteurs AM/FM. Pour la reproduction des rubans de magnétophones, il est nécessaire d'employer un correcteur-égaliseur. Si l'on utilise un pick-up magnétodynamique, il convient d'ajouter un préamplificateur comportant aussi les circuits de commande de tonalité. Pour cela, on peut faire choix de l'un des montages qui seront décrits dans le chapitre III.

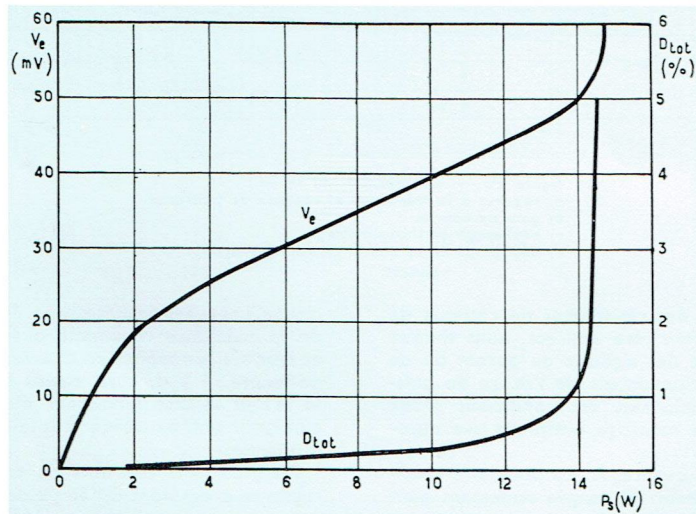


Figure 30. — Distorsion totale et tension d'entrée en fonctions de la puissance de sortie P_s . (Mesures pratiquées à 400 Hz.)

La constante de temps du découplage de la grille 2 du premier étage est aussi diminuée pour atteindre le même but.

La stabilité aux fréquences élevées, particulièrement avec les charges capacitatives, se trouve améliorée par la modification des constantes de temps $C_8 - R_{11}$ et $C_8 - R_{10}$ du réseau déphaseur du circuit anodique du premier étage. Comme le gain de boucle est réduit, la valeur de C_5 dans la boucle de réaction doit être aussi corrigée. Bien que la valeur donnée dans la liste des pièces (constante de temps $C_5 R_6 = 4 \mu$ s) soit, en général, satisfaisante, il est possible qu'une valeur légèrement différente puisse être nécessaire, pour le fonctionnement optimal aux fréquences élevées, avec des fabrications différentes du transformateur de sortie.

Il doit être possible d'augmenter la réaction de 6 dB (en réduisant la valeur de R_6) avant que l'instabilité se produise dans les conditions de fonctionnement normales. Cela constitue un essai convenable pour vérifier la stabilité de l'amplificateur construit.

Les essais ont été effectués sur un certain nombre de transformateurs de sortie dont l'inductance primaire était comprise entre 40 H et plus de 100 H à 10 V, 50 Hz, l'inductance de fuites étant toujours inférieure à 30 mH. Une stabilité correcte a toujours été observée même en travaillant avec circuit ouvert ou avec des charges capacitatives pouvant dépasser 0,05 μ F. Ainsi, aucune difficulté n'est à craindre même lorsque le cordon du haut-parleur a une grande longueur.

Sensibilité. — La sensibilité de l'amplificateur modifié est de 40 mV pour une puissance de sortie de 10 W, lorsque l'on supprime les circuits de commande de tonalité. Leur

Réponse à la fréquence et déphasage. — Les caractéristiques normales de réponse à la fréquence, du gain de boucle et du déphasage, dans l'amplificateur et dans la boucle de contre-réaction, sont données à la figure 31. Ces courbes s'appliquent pour une charge d'anode R_{aa} de 8 k Ω . Les courbes sont aussi tracées au-dessous de 10 Hz afin de donner une idée concrète de la stabilité.

Distorsion. — La figure 30 représente la distorsion harmonique totale en fonction de la puissance de sortie. La distorsion d'intermodulation apparaît à la figure 32 avec les signaux aux fréquences de 40 Hz et de 10 kHz et aux fréquences de 70 Hz et 7 kHz. Dans les deux cas, l'amplitude à la fréquence basse est quatre fois celle à la fréquence élevée.

L'amplitude de la distorsion par interférence a été mesurée aux fréquences de 9 kHz et de 10 kHz et de 14 kHz et 15 kHz, les deux signaux d'entrée ayant la même amplitude. Le pourcentage de la composante différentielle à 10 kHz dans la tension de sortie est indiqué à la figure 33.

FAIBLE CHARGE

Dans le chapitre I, les conditions de fonctionnement à faible charge ont été traitées assez brièvement. Dans les conditions des charges normales, les tubes de puissance sont réglés selon les conditions de fonctionnement de la classe AB indiquées par les feuillets de caractéristiques, c'est-à-dire soit avec deux résistances séparées de 270 Ω dans les circuits des cathodes soit avec une résistance commune de 130 Ω , la charge entre anodes étant de 8 000 Ω et le courant anodique de 2×36 mA.

Avec le réglage pour faible charge, (charge réduite à 6 000 Ω) le courant anodique de repos est de 2×24 mA,

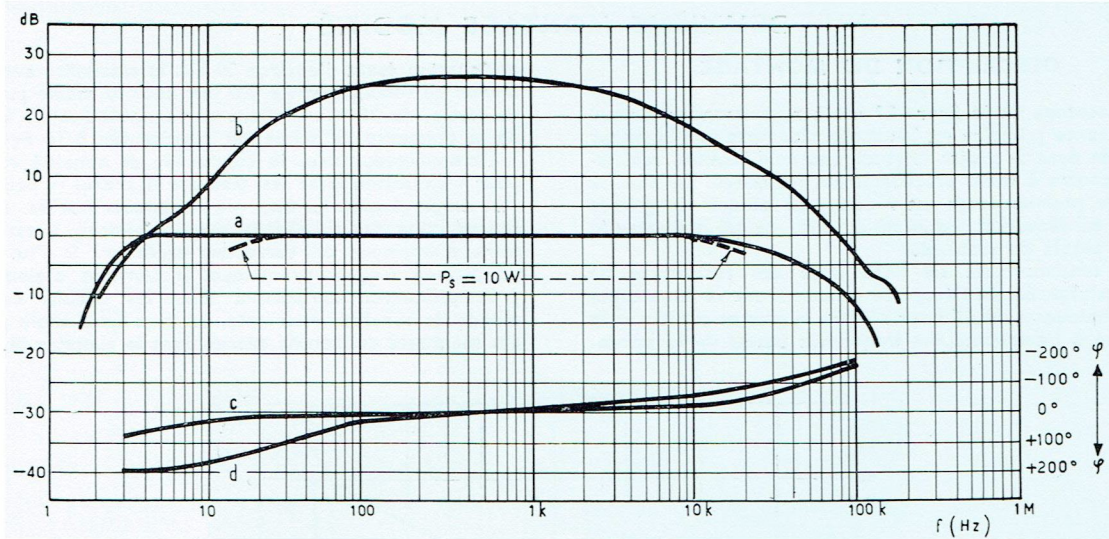


Figure 31. — Amplificateur de 10 W :
 a) réponse à la fréquence et réponse de puissance
 b) gain de boucle,
 c) déphasage de l'amplificateur,
 d) déphasage de la boucle de contre-réaction.

seulement. Par conséquent, des résistances de cathode de 437Ω ($390 \Omega + 47 \Omega$) doivent être utilisées, dans chaque connexion de cathode. Avec des signaux de parole ou de musique à l'entrée, le fonctionnement de l'étage de puissance s'approche très sensiblement des conditions d'une polarisation fixe bien que le montage comporte une auto-polarisation (voir la fig. 1).

On peut résumer ainsi les avantages. La puissance maximale spécifiée de l'amplificateur est exigée seulement pendant de faibles durées d'utilisation, la puissance moyenne étant relativement plus réduite. Il faut que la puissance de sortie maximale soit disponible pour tenir compte des niveaux acoustiques très variés qui se produisent, spécialement pour la musique. Le réglage pour faible impédance de charge donne moins de distorsion, justement pour ces niveaux de crêtes, bien que l'amélioration soit parfois difficile à discerner jusqu'au moment où l'oreille est enfin habituée à des auditions de haute qualité, car il faut assez d'attention pour établir la comparaison sur ces très brefs instants.

La consommation en HT est diminuée lorsque l'étage de puissance est réglé pour la faible impédance. La dissipation permanente se trouve réduite de 11 W à 7,5 W à chaque

anode. Les tubes de puissance travaillent donc bien au-dessous de la puissance maximale dissipée sur l'anode (de 12 W) et leur vie probable s'en trouve augmentée de façon correspondante. Il y a, aussi moins de tension d'ondulation sur la HT et le transformateur d'alimentation peut être spécifié pour une puissance plus faible, ce qui laisse encore une économie.

De plus forts courants de crête qu'en classe AB habituelle se produisent à l'étage de puissance dans le fonctionnement sur charge réduite. Mais ces crêtes sont de courte durée avec la parole ou la musique et elles sont fournies par le condensateur de filtre, servant de réservoir à forte capacité (50 μ F).

Un inconvénient, en réalité plutôt théorique, est l'impossibilité de pousser l'essai en tension sinusoïdale jusqu'à la pleine puissance de sortie. On peut attaquer avec un signal sinusoïdal à faible niveau pour mesurer la réponse à la fréquence à la condition que la puissance de sortie ne dépasse pas, de plus de 1 à 1,5 W, le point où se produit une distorsion excessive. Il est possible de pratiquer les essais de signaux carrés mais la tension d'entrée ne doit pas dépasser un niveau comparable à celui qui est admissible pour des tensions sinusoïdales (faible niveau également).

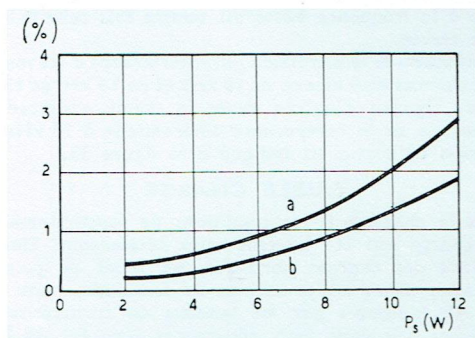


Figure 32. — Intermodulation en fonction de la puissance équivalente de sortie (P_s) mesurée :
 a) avec deux signaux de 40 Hz et de 10 kHz,
 b) avec des signaux de 70 Hz et 7 kHz. Les signaux pour a) et b) sont dans un rapport des amplitudes de 4/1.

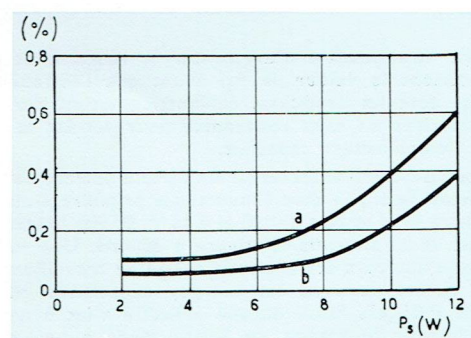


Figure 33. — Distorsion d'interférence en fonction de la puissance équivalente de sortie (P_s) :
 a) mesurée avec des signaux d'amplitudes égales, à 14 et 15 kHz,
 b) avec des signaux de 9 et 10 kHz.

FOCTIONNEMENT ULTRA-LINÉAIRE

L'amplificateur a également été essayé en fonctionnement ultra-linéaire. La prise «ultra-linéaire» était faite sur le transformateur de sortie à 43% du nombre des tours à partir de la prise médiane. On avait réduit la capacité

du condensateur C_3 de la boucle de réaction de 20%, environ.

Mais comparons, ci-dessous 1^o) un étage de puissance symétrique habituel en classe AB; 2^o) un étage de puissance symétrique en fonctionnement ultra-linéaire; 3^o) un étage de puissance à charge réduite (pour paroles et musique, seulement).

Type de montage	Sym. classe AB	Sym. ultra-linéaire	Sym. charge réduite	
Puissance de sortie spécifiée	10	10	10 (*)	W
Point de surcharge à	14	11	14 (*)	W
Sensibilité sur la commande de volume	40	40	—	mV
Distorsion harmonique à 400 Hz (puissance de sortie 10 W) ..	0,3	0,1	—	%
Distorsion d'intermodulation :				
(10 W) - 40 Hz - 10 kHz - Rapport 4/1	2	1	—	%
Distorsion d'interférence :				
(10 W) 9 kHz et 10 kHz	0,25	0,25	—	%
14 kHz et 15 kHz	0,4	0,35	—	%
Gain de boucle à 1 000 Hz	26	20,5	—	dB

(*) Puissance de sortie sinusoïdale équivalente.

3 - AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE MONAURAL DE 17 W DEUX TUBES EL 84 — CHARGE RÉDUITE —

L'amplificateur symétrique de 10 W à deux tubes EL 84 en classe AB que nous venons de décrire (fig. 29) peut également être modifié pour fournir une puissance de sortie de 17 W.

Les données pour le fonctionnement et l'attaque de l'étage final symétrique sont alors les suivantes :
Tensions des anodes et des grilles 2... $V_a = V_{g2} = 300$ V
Résistance de polarisation dans le circuit des cathodes $R_k = 130 \Omega$
Résistance de charge entre anodes... $R_{ca'} = 8$ k Ω .

Sans signal d'entrée, le courant anodique est de 2×36 mA et le courant des grilles 2 de 2×4 mA.

Avec un signal d'entrée ($V_e = 10$ V_{eff}), le courant anodique est de 2×46 mA et le courant des grilles 2 de 2×11 mA.

La puissance de sortie obtenue est alors de 17 W (D = 4%) puissance mesurée au primaire du transformateur de sortie.

Cette solution, avec son importante réserve de puissance est aussi intéressante pour les meubles de pick-up et pour les équipements de sonorisation moyenne.

4 - AMPLIFICATEUR MONAURAL DE 6 W SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE 12 AX 7, 2-EL 86, EZ 81

Nous avons déjà publié plusieurs études sur les amplificateurs sans transformateur de sortie et cet appareil constitue une mise au point complète des formules d'amplificateurs précédemment proposées.

Les résultats des mesures de l'amplificateur de 6 W de la figure 34 montrent tout l'intérêt de cette nouvelle solution :

Puissance de sortie maximale. — La distorsion du signal apparaît à l'oscilloscope à 7,5 W sur l'ensemble de la bande passante (50 à 60 kHz max.). La courbe de réponse à la fréquence est représentée à la figure 35. La courbe de la figure 36 indique la tension d'entrée nécessaire pour une

puissance de sortie donnée et celle de la figure 37, la distorsion en fonction de la puissance de sortie.

Les oscillogrammes des essais en signaux carrés sont reproduits à la figure 38.

Sensibilité. — 40 mV à l'entrée pour une puissance de sortie de 6 W (D = 0,6%).

50 mV à l'entrée pour une puissance de sortie de 7 W (D = 1,5%).

Résistance d'amortissement de sortie de l'amplificateur. — La résistance d'amortissement de sortie de cet amplificateur a été mesurée selon la méthode qui est décrite à la figure 49, la relation est établie à la page 43 (amplificateur de 32 W avec deux tubes EL 36).

$$R_a \approx R \left[\left| \frac{\Delta V_s}{V_s} \right| / \left(\left| \frac{\Delta R}{R} \right| - \left| \frac{\Delta V_s}{V_s} \right| \right) \right] = 800 \left[\frac{2}{60} / \left(\frac{400}{800} - \frac{2}{60} \right) \right]$$

$R_a \approx 55 \Omega.$

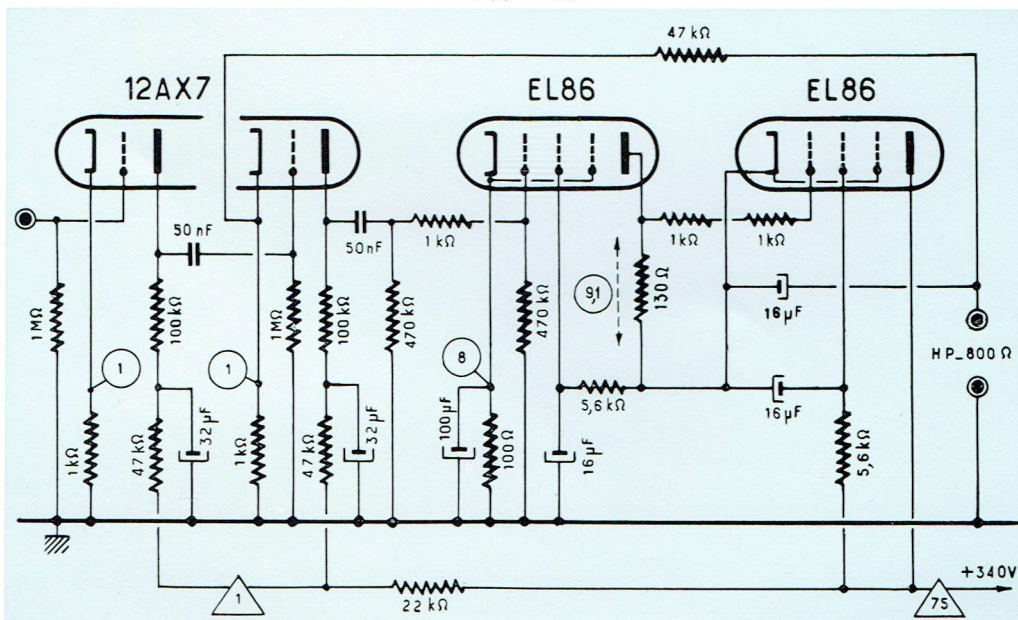


Figure 34. — Amplificateur de 6 W sans transformateur de sortie. La tension lue sur la cathode du tube EL86 est de 7,4 V ; l'indication 8 dans un cercle est une lecture arrondie, mais pas assez précise pour la mise au point.

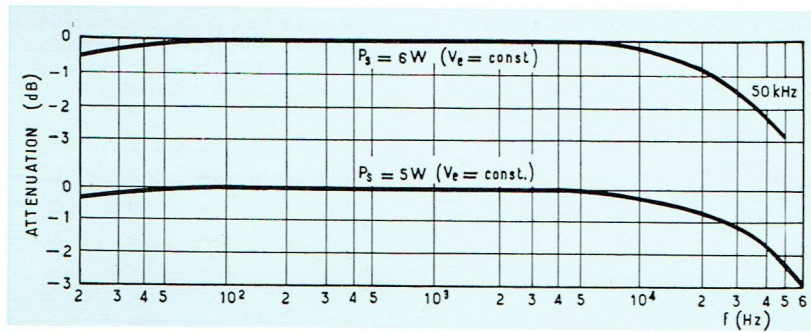


Figure 35. — Courbe de réponse à la fréquence pour $P_s = 5\text{ W}$ et $P_s = 6\text{ W}$

On remarque que l'on obtient ainsi un amortissement suffisant du haut-parleur utilisé.

Taux de contre-réaction. — La mesure est faite sur une tension de sortie efficace de 60 V. Cette tension nécessite, avec la contre-réaction, une tension d'entrée $V_e = 38\text{ mV}$ et, sans contre-réaction, $V_e = 3,9\text{ mV}$.

Le taux de contre-réaction est :
 $N_{dB} = 20 \log (38/3,9) \approx 20\text{ dB}$.

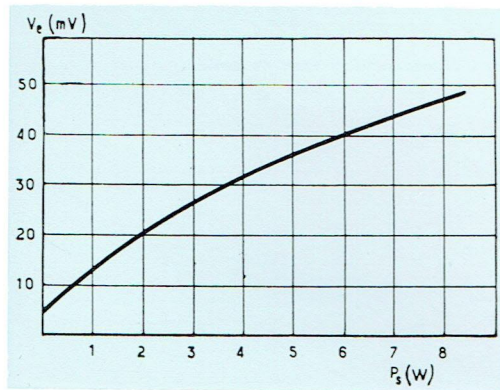


Figure 36. — Tension d'entrée nécessaire en fonction des puissances de sortie pour l'amplificateur sans transformateur.

Le courant continu dans le haut-parleur n'est que de $30\text{ }\mu\text{A}$. Lorsque le haut-parleur n'est plus relié, la tension aux bornes dans le montage est de 1 V continu car le condensateur de $16\text{ }\mu\text{F}$ se décharge dans la résistance de contre-réaction.

A la puissance de sortie $P_s = 8\text{ W}$, le courant continu dans le haut-parleur reste inférieur à 5 mA, si l'on relie le H.P. entre l'anode et la grille 2 (variante).

Alimentation de l'amplificateur et du préamplificateur. — Pour le tube redresseur utilisé, (EZ 81), le transformateur d'alimentation (fig. 39) comporte un primaire avec distributeur de tensions 110/130/220/250 V, un

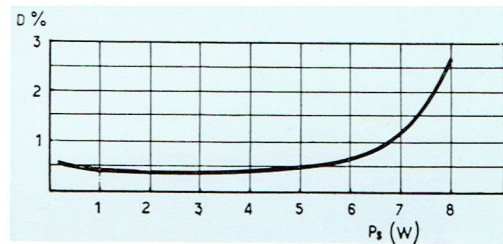


Figure 37. — Distorsion totale en fonction de la puissance de sortie de l'amplificateur sans transformateur.

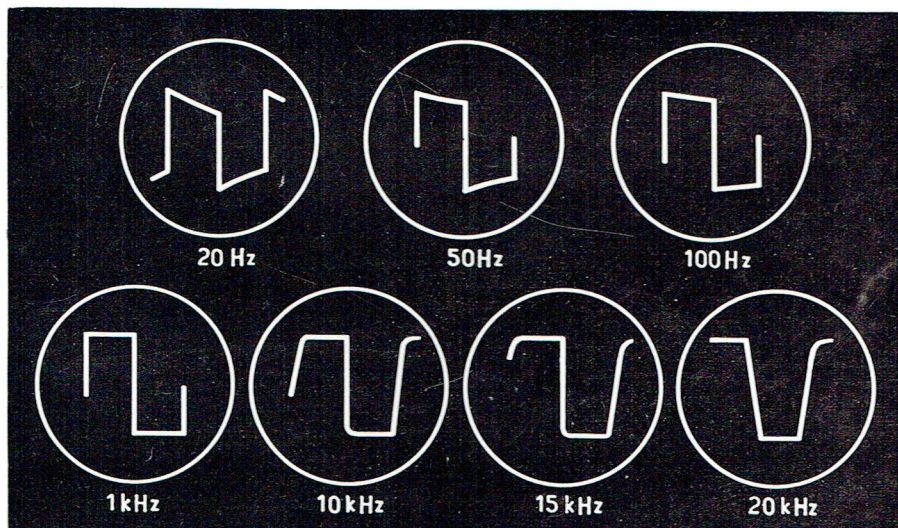


Figure 38. — Oscillogrammes des essais de l'amplificateur sans transformateur.

secondaire HT de 2×330 V. (50 mA, l'intensité totale du courant redressé étant de 76 mA), un secondaire BT de 6,3 V — 3 A et un second secondaire BT de 6,3 V — 1 A pour le chauffage du tube redresseur. On peut se contenter d'un seul enroulement 6,3 V, 4 A si l'on chauffe le tube redresseur et les tubes amplificateurs sur cet unique enroulement.

L'inductance de la bobine de filtre est de 9 H à 1 000 Hz mesurée sur un pont d'impédances (sans le courant continu de 76 mA, à prévoir).

Mesure des taux d'harmoniques. — Les mesures des taux d'harmoniques ont été pratiquées à l'aide d'un distorsionmètre analyseur. Pour une puissance de sortie de 6 W, nous obtenons à 1 000 Hz.

Harmonique 2	...	$D_2 = 0,5\%$
— 3	...	$D_3 = 1\%$
— 4	...	$D_4 = 0,1\%$
— 5	...	$D_5 = 0,4\%$

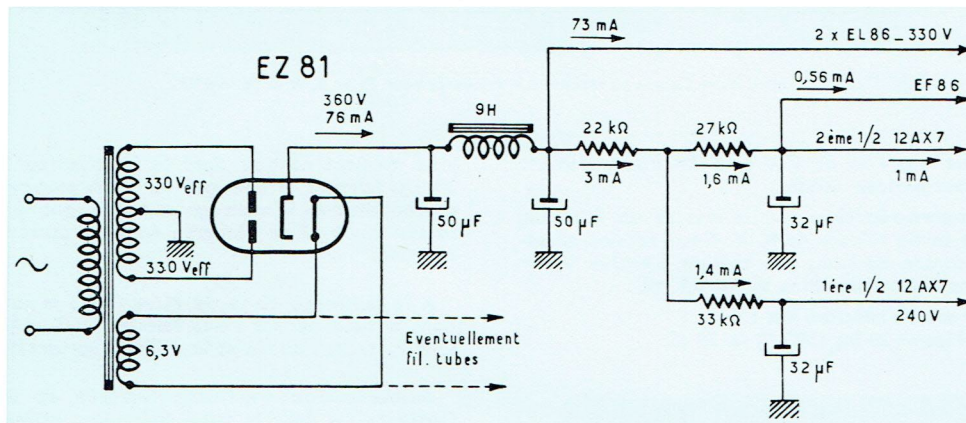


Figure 39. — Groupe d'alimentation de l'amplificateur de 6 W sans transformateur de sortie.

5 - AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE MONAURAL DE 20 W ULTRA-LINÉAIRE DE HAUTE QUALITÉ DEUX TUBES EL 34

L'amplificateur à montage symétrique ultra-linéaire que nous allons décrire (fig. 40) est équipé de deux tubes EL 34. Il est destiné à être employé avec un préamplificateur autonome contenant tous les organes de commande, l'amplificateur proprement dit porte seulement l'interrupteur de secteur.

Cet appareil donne une puissance de sortie suffisante pour de petites salles ou pour un auditorium moyen. Il peut admettre une puissance de sortie de plus de 30 W en crête, sans distorsion notable.

SPÉCIFICATIONS TECHNIQUES

Tubes : EF 86^r préamplificateur
12 AX 7 attaque et inverseur de phase
2 × EL 34 étage de puissance symétrique
GZ 34 redresseur bipolaire.

Puissance de sortie : 20 W minimale de 30 Hz à 20 kHz.
Réponse de puissance : rectiligne à $\pm 0,5$ dB par rapport au niveau à 1 kHz (à 20 W) sur une gamme de 30 Hz à 20 kHz.

Réponse à la fréquence : au niveau de 1 W, plate à 1 dB près par rapport au niveau à 1 kHz, sur une gamme de 2 Hz à 100 kHz.

Distorsion harmonique : (400 Hz) $< 0,05\%$, à 20 W.
Distorsion d'intermodulation : (40 Hz et 10 kHz, rapport 4/1) 0,7%, pour crête correspondant à une puissance sinusoïdale de 20 W. 1%, pour crête correspondant à une puissance sinusoïdale de 29 W.

Ronflement et bruit : — 89 dB par rapport à 20 W avec une résistance de source de 10 k Ω .

Sensibilité : 220 mV pour une puissance de sortie de 20 W.

Déphasage : 10° maximum à 10 Hz; 20° maximum à 20 kHz.

Impédance de sortie : environ 0,3 Ω (à 40 Hz. 1 kHz et 20 kHz, à une puissance de sortie de 20 W).

DESCRIPTION DU MONTAGE

Étage de puissance. — La figure 40 indique le schéma du montage de l'amplificateur complet. Les propriétés intéressantes de cet ensemble ont déjà été discutées à fond et pour la fourniture de puissance et la très faible distorsion, le lecteur se reportera de nouveau au chapitre 1.

Les grilles 2 des tubes de puissance sont alimentées sur des prises intermédiaires pratiquées sur le primaire du transformateur de sortie à 40% environ des nombres de tours des enroulements primaires. La résistance entre les anodes est de 6,6 k Ω , environ. La tension d'alimentation est de 440 V à la prise médiane du transformateur de sortie et les puissances combinées dissipées sur l'anode et la grille 2 des tubes de puissance sont de 28 W par tube.

Avec ce rapport particulier de la charge entre la grille 2 et l'anode, une linéarité meilleure est obtenue, aux niveaux de puissance supérieurs à 15 W, si l'on insère des résistances de l'ordre de 1 k Ω dans les connexions des grilles 2. Cela réduit légèrement les possibilités relatives à la puissance de crête, mais reste sans aucune conséquence audible dans la pratique.

On utilise des résistances séparées sur les cathodes pour la polarisation, afin de limiter le courant continu de déséquilibre dans le primaire du transformateur de sortie. On n'a pas jugé nécessaire d'ajouter un autre élément d'équilibrage dans le montage. Mais il est évidemment probable que l'utilisation d'un équilibrage précis en courant continu aurait pu encore apporter une amélioration, spécialement

sur les fréquences basses. Le découplage des cathodes est indispensable dans les montages de ce genre, même si l'on polarise par une seule résistance commune. En effet, une constante de temps dans le domaine des fréquences basses doit être assurée dans le circuit de cathode lorsqu'on emploie seulement la polarisation automatique.

Étage d'attaque. — Une double triode 12 AX 7 est utilisée pour l'attaque et pour l'inversion de phase. Le couplage cathodique a été choisi car il assure une très bonne symétrie et une très faible distorsion. La haute tension disponible étant assez forte, la tension d'attaque exigée peut être obtenue à un niveau de distorsion de 0,4% seulement. Les résistances R_{12} , R_{13} de 180 k Ω doivent être égales à 5% près pour le fonctionnement optimal, R_{13} ayant la plus forte valeur des deux résistances.

L'équilibre le meilleur est obtenu lorsque les charges d'anode réelles diffèrent de 3%. Il est nécessaire que les résistances de fuite des grilles R_{15} et R_{16} aient une faible tolérance mutuelle car elles font partie des charges d'anode de l'étage d'attaque. La symétrie aux fréquences élevées est plus spécialement déterminée par le câblage et ses proportions car l'égalité des capacités en parallèle est exigible. La symétrie aux fréquences basses dépend de la valeur des constantes de temps R_9C_6 dans les circuits des grilles. La valeur choisie, de 0,25s, assure une bonne symétrie jusqu'aux fréquences très basses.

L'inverseur de phase à couplage cathodique présente cependant un inconvénient car l'amplification de tension réelle est la moitié environ de celle que l'on obtient avec l'une des triodes, utilisée en amplificateur de tension classique. Mais, toutefois, en raison du fort coefficient d'amplification du tube 12 AX 7, l'amplification réelle de l'étage, dans le montage, est encore de 25 environ.

Étage préamplificateur. — Une pentode antimicrophonique à fort gain, EF 86, équipe l'étage préamplificateur et donne une amplification de 120. A l'anode, à la grille 2 et à la cathode, on utilise des résistances à couche de carbone recuit à haute stabilité et elles apportent une diminution appréciable du niveau de bruit de fond mesuré, si on les compare aux résistances au carbone ordinaires. Le préamplificateur est couplé directement en courant continu à l'inverseur de phase afin de porter les grilles de cet inverseur de phase au potentiel positif exigé et de diminuer, par ailleurs, le déphasage dans l'amplificateur aux fréquences basses, ce qui améliore la stabilité à ces fréquences lorsque la contre-réaction est appliquée.

Contre-réaction. — La sensibilité de l'amplificateur sans contre-réaction est de 6,5 mV, pour une puissance de sortie de 20 W; avec contre-réaction, une tension de 220 mV environ est exigée pour obtenir cette même puissance de sortie, le gain de la boucle étudiée dans le projet étant de 30 dB environ. Le gain de boucle, la réponse à la fréquence d'ensemble et les caractéristiques de déphasage de l'amplificateur sont groupés sur la figure 41.

Malgré le fort taux de contre-réaction on a pu ménager une marge adéquate de stabilité. Dans les conditions de fonctionnement à circuit ouvert, le montage conservait une parfaite stabilité. Une augmentation de la contre-réaction de plus de 10 dB, obtenue par diminution de la valeur de R_3 , est encore possible, sans qu'il se présente de signes d'instabilité sur les fréquences élevées. Dans ce projet, la forme d'instabilité la plus à craindre est l'oscillation sur des charges capacitives, mais il reste encore quelques risques assez faibles si l'on emploie des cordons de haut-parleur très longs.

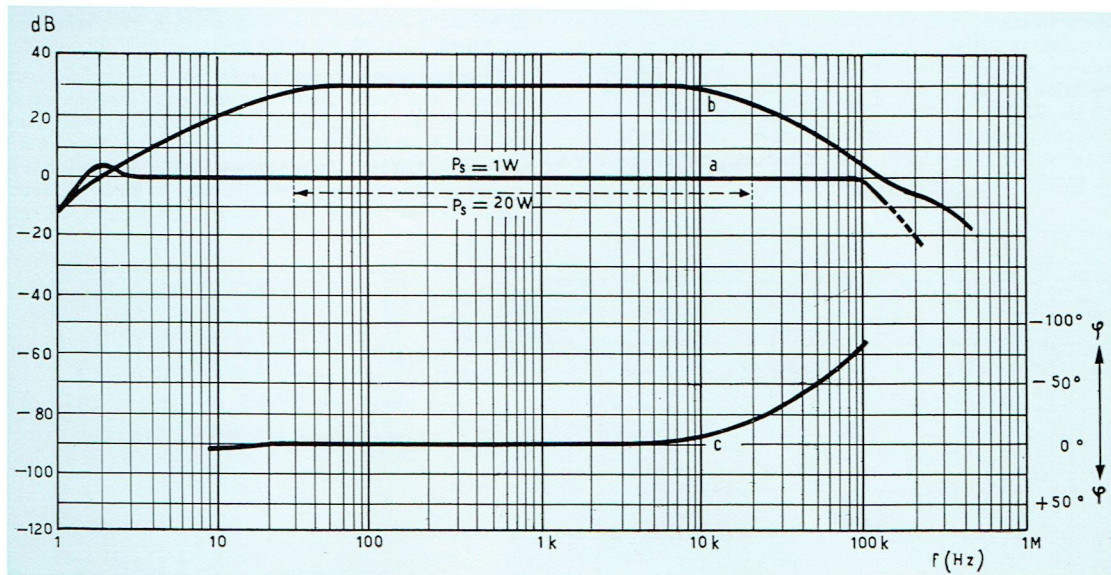


Figure 41. — Gain de boucle (b), réponse à la fréquence, réponse de puissance (a), et caractéristique de déphasage (c) de l'amplificateur ultra-linéaire de 20 W.

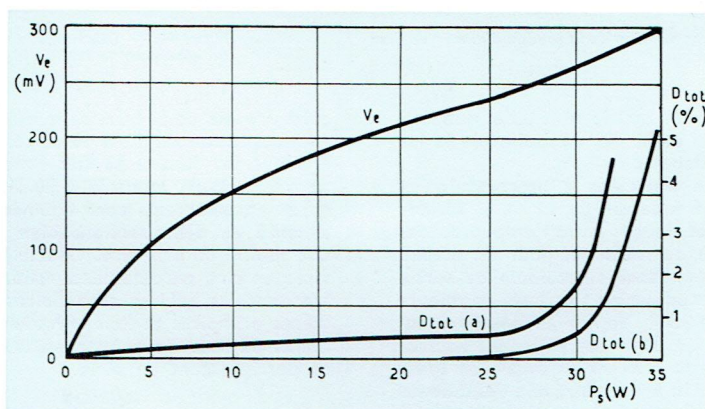


Figure 42. — Distorsion mesurée à 400 Hz et tension d'entrée en fonction des puissances de sortie de l'amplificateur ultra-linéaire : a) sans contre-réaction; b) avec une contre-réaction de 30 dB.

LISTE DES PIÈCES DE LA FIGURE 40

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%$, 1/4 W
$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, 1/4 W
$R_3 =$ haute stab. $\pm 5\%$ (12-16 Ω charge) 8,2 k Ω (6-8 Ω charge) 5,6 k Ω
$R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, haute stabilité
$R_5 = 100 \text{ }\Omega \pm 5\%$, haute stabilité
$R_6 = 390 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, haute stabilité
$R_7 = 100 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, haute stabilité
$R_8 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/4 W
$R_9 = 1 \text{ M}\Omega \pm 20\%$, 1/4 W
$R_{10} = 82 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/4 W
$R_{11} = 270 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/4 W
$R_{12} = 180 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/2 W (*)
$R_{13} = 180 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/2 W (*)
$R_{14} = 15 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/2 W

$R_{15} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/4 W
$R_{16} = 470 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/4 W
$R_{17} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, 1/4 W
$R_{18} = 470 \text{ }\Omega \pm 5\%$, 3 W bobinée
$R_{19} = 470 \text{ }\Omega \pm 5\%$, 3 W bobinée
$R_{20} = 2,2 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, 1/4 W
$R_{21} = 1 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/2 W
$R_{22} = 1 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1/2 W
$R_{23} = 56 \text{ k}\Omega \pm 10\%$, 1 W
$R_{24} = 12 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, 6 W
$R_{25} = 12 \text{ k}\Omega \pm 20\%$, 6 W
$R_{26} =$ dépend de R_t
$R_{27} =$ dépend de R_t
$C_1 = \pm 5\%$ 12-16 Ω adapt. 220 pF 6-8 Ω adapt. 330 pF

$C_2 = 50 \text{ }\mu\text{F}$, 12 V
$C_3 = 56 \text{ nF}$, 350 V
$C_4 = 47 \text{ pF} \pm 10\%$
$C_5 = 8 \text{ }\mu\text{F}$, 450 V
$C_6 = 0,22 \text{ }\mu\text{F}$, 350 V
$C_7 = 8 \text{ }\mu\text{F}$, 450 V
$C_8 = 0,47 \text{ }\mu\text{F}$, 350 V
$C_9 = 0,47 \text{ }\mu\text{F}$, 350 V
$C_{10} = 50 \text{ }\mu\text{F}$, 50 V
$C_{11} = 50 \text{ }\mu\text{F}$, 50 V
$C_{12} = 50 \text{ }\mu\text{F}$, 450 V
$C_{13} = 50 \text{ }\mu\text{F}$, 450 V
$C_{14} = 2 \times 8 \text{ }\mu\text{F}$, 450 V
$C_{15} =$

(*) adaptées à 5%, $R_{13} > R_{12}$

Distorsion. — La distorsion harmonique de l'amplificateur expérimental, mesurée à 400 Hz, sans contre-réaction, avec charge résistive, est représentée à la figure 42. La distorsion vers le point de surcharge, avec 30 dB de contre-réaction, y est également indiquée. Au niveau de puissance de 20 W, la distorsion sans contre-réaction est beaucoup plus petite que 1 % et elle tombe, avec la contre-réaction, à moins de 0,05 %. La distorsion harmonique à 400 Hz atteint 0,1 % à une puissance de sortie de 27 W, environ.

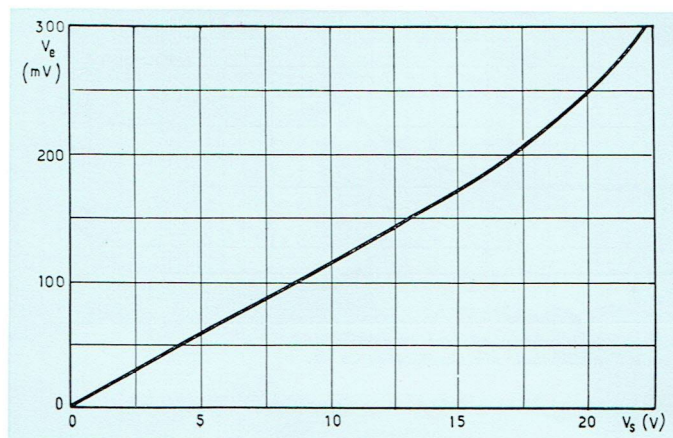


Figure 43. — Tension de sortie en fonction de la tension d'entrée de l'amplificateur ultra-linéaire.

Les caractéristiques de gain de boucle sont telles que l'on maintient une contre-réaction de 20 dB, au moins, de 15 Hz à 25 Hz, et de 26 dB, au-dessous de 30 Hz.

Les mesures relatives à la distorsion d'intermodulation ont été pratiquées avec des fréquences de 40 Hz et 10 kHz dans un rapport d'amplitudes de 4/1. Avec l'amplitude des crêtes combinées à la sortie du mélange, pour un niveau de crête équivalent à une puissance sinusoïdale de sortie de 20 W, les produits d'intermodulation exprimés en valeurs efficaces étaient, au total, de 0,7 % de l'amplitude du signal à 10 kHz et de 1 %, environ, à 29 W de puissance équivalente. La caractéristique de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée de la figure 43 révèle l'excellente linéarité obtenue jusqu'à 20 V sur 15 V, ce qui correspond à la puissance de sortie de 27 W.

Sensibilité. — La sensibilité de l'amplificateur est de 220 mV, environ, à la puissance de sortie de 20 W et de 300 mV au point de surcharge sur les fréquences du médium. Le niveau de bruit de fond de l'amplificateur expérimental était à — 89 dB au-dessous de 20 W, mesuré avec une résistance de source de 10 kΩ. Cela équivaut à 5,5 μV, sensiblement, aux bornes d'entrée. Il est possible d'accroître encore de 6 dB la sensibilité globale de l'amplificateur, tout en maintenant un faible niveau de bruit de fond, un fort gain de boucle et une marge de stabilité importante.

Toutefois, l'ensemble des considérations qui interviennent dans l'étude du préamplificateur correct, et, en particulier, la nécessité d'obtenir un faible rapport signal sur bruit rend assez douteux l'avantage que pourrait présenter une sensibilité encore plus élevée.

Réponse en puissance. — La possibilité de fourniture de puissance aux fréquences basses de la gamme audible est principalement déterminée par la qualité du transformateur de sortie. Il est désirable que les circuits du préamplificateur associé puissent atténuer les très basses fréquences que l'amplificateur est incapable de reproduire sans distorsion excessive à la puissance de sortie spécifiée. Si l'on emploie le transformateur de sortie qui est décrit dans le

paragraphe suivant, on dispose de 20 W au moins jusqu'à 20 Hz et la réponse à la fréquence, à ce niveau de 20 W, est linéaire de 30 Hz à 20 kHz.

Transformateur de sortie. — Le transformateur de sortie a été établi pour adapter des impédances de 6 Ω à 8 Ω et de 12 Ω à 16 Ω. L'inductance primaire, mesurée à 5 V et à 50 Hz, est de 72 H, mesurée à 10 V et à 50 Hz, elle est de 120 H. L'inductance de fuites est de 8 mH lorsque le secondaire est mis en court-circuit et de 6 mH avec court-circuit sur la moitié du primaire. La résistance totale du

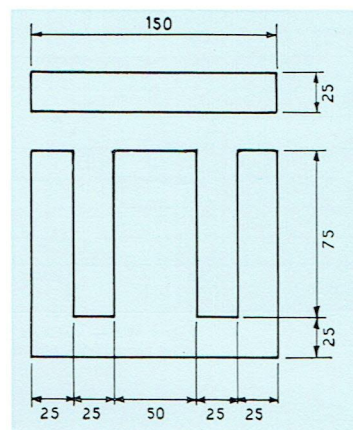


Figure 44. — Dimensions des tôles pouvant être utilisées pour le transformateur de sortie.

primaire est de 310 Ω, celle du secondaire est de 0,45 Ω, à l'adaptation de 12 à 16 Ω et 0,18 Ω, à l'adaptation de 6 à 8 Ω. La densité de flux d'induction maximale B_{max} est de 5 800 gauss, mesurée à 20 Hz et à 500 V crête.

Les enroulements sont bobinés sur un mandrin compartimenté en deux sections bien égales contenant chacune une moitié du primaire. Chacune de ces sections est subdivisée en cinq enroulements reliés en série entre lesquels se trouvent les bobines secondaires. Il y a donc dix enroulements primaires et huit enroulements secondaires. Les éléments du secondaire sont partiellement reliés en parallèle et partiellement en série.

SPÉCIFICATIONS

Noyau : type EI, tôles dynamo normales.

Dimensions totales : 150 × 125 mm.

Largeur du noyau : 50 mm.

Empilement sans entrefer.

Hauteur d'empilement : 50 mm.

Section du noyau : 25 cm².

Les dimensions des tôles sont données à la figure 44. Le mandrin pour les enroulements a des flasques doubles aux extrémités et un flasque supplémentaire exactement au centre. Les enroulements sont décrits ci-dessous dans l'ordre de leur bobinage sur ce mandrin.

Largeur de tous les enroulements : 32 mm.

Enroulement	Nombre de tours	Diamètre du fil mm	Nombre de couches
P ₁ , P ₁₀	380	0,28	4
S ₁ , S ₈	60	1,0	2
P ₂ , P ₉	380	0,28	4
S ₂ , S ₇	60	1,0	2
P ₃ , P ₈	380	0,28	4
S ₃ , S ₆	60	1,0	2
P ₄ , P ₇	380	0,28	4
S ₄ , S ₅	60	1,0	2
P ₅ , P ₆	380	0,28	4

Tous les bobinages sont en fil de cuivre émaillé. Dans le transformateur d'essai, on avait intercalé entre les enroulements une couche de carte de 0,1 mm et deux couches de papier de 60 μ . Le commencement des enroulements doit être contre les flasques.

Les liaisons internes suivantes doivent être faites entre les bobines primaires :

fin de P_1 à début de P_2 fin de P_{10} à début de P_9
 fin de P_2 à début de P_3 fin de P_9 à début de P_8
 fin de P_3 à début de P_4 fin de P_8 à début de P_7
 fin de P_4 à début de P_5 fin de P_7 à début de P_6
 fin de P_5 à fin de P_6 .

Les débuts et les extrémités des bobines secondaires S_1, S_2, S_3 et S_6, S_7, S_8 sont reliés; les bobines de chaque groupe sont reliées en parallèle (voir la fig. 45).

Les connexions externes sont :

Début de P_1 à l'anode du tube EL 34 (I).
 Début de P_{10} à l'anode du tube EL 34 (II).
 Entre P_3 et P_4 , liaison à la grille 2 du tube EL 34 (I).
 Entre P_7 et P_8 , liaison à la grille 2 du tube EL 34 (II).
 Entre P_5 et P_6 liaison avec le pôle positif de la HT.

Les connexions du secondaire peuvent être expliquées facilement à l'aide de la figure 45. Pour l'adaptation sur 5 à 8 Ω , les débuts de S_1, S_2 et S_3 sont reliés au début de S_4 et les fins de ces bobines sont aussi reliées (W à Y et X à Z). Cela s'applique aux autres bobines (W' à Y' et X' à Z'). Ces groupes sont reliés alors en série et les haut-parleurs sont reliés aux bornes w et w' . Pour l'adaptation sur 12 à 16 Ω , les bobines S_4 et S_5 sont reliées en parallèle (y à y' et z à z'). Les trois groupes sont alors reliés en série (y et y' à x et z et z' à x'). Les haut-parleurs sont reliés à w et w' .

Groupe d'alimentation. — Le transformateur d'alimentation comporte, au secondaire, l'enroulement de HT prévu pour 410 V et 180 mA (en plus de l'amplificateur, une tête de récepteur AM/FM peut aussi être reliée), un enroulement de 5 V, 3 A pour le chauffage du tube biplaque GZ 34, un enroulement de 6,3 V à prise médiane, 4 A pour le chauffage des tubes amplificateurs et, enfin, un enroulement de 6,3 V à prise médiane, 3 A pour le chauffage des tubes du préamplificateur et de la tête du récepteur.

Les valeurs des résistances R_{26} et R_{27} dépendent de la résistance réduite R_7 , en courant continu, des enroulements du transformateur. La résistance du transformateur doit être de 110 Ω , minimum, pour le tube GZ 34. La bobine du filtre L_1 doit avoir une inductance de 5 à 8 H à 180 mA et une résistance de l'ordre de 200 Ω .

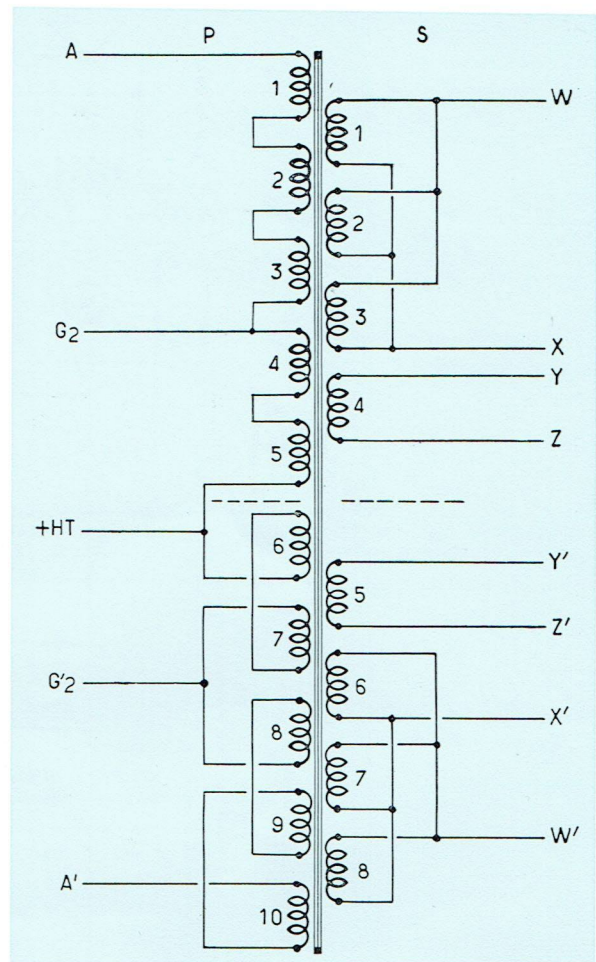


Figure 45. — Connexions du secondaire du transformateur.

Le condensateur de filtre C_{12} a une tension de service de 450 V et doit admettre un assez fort courant ondulé.

L'alimentation HT du préamplificateur peut être prélevée à la borne c ; la tête de récepteur peut être reliée à la borne d . Ces tensions d'alimentation sont découplées au moyen d'un condensateur électrolytique double $C_{14} - C_{15}$ de $2 \times 8 \mu\text{F} - 450 \text{ V}$.

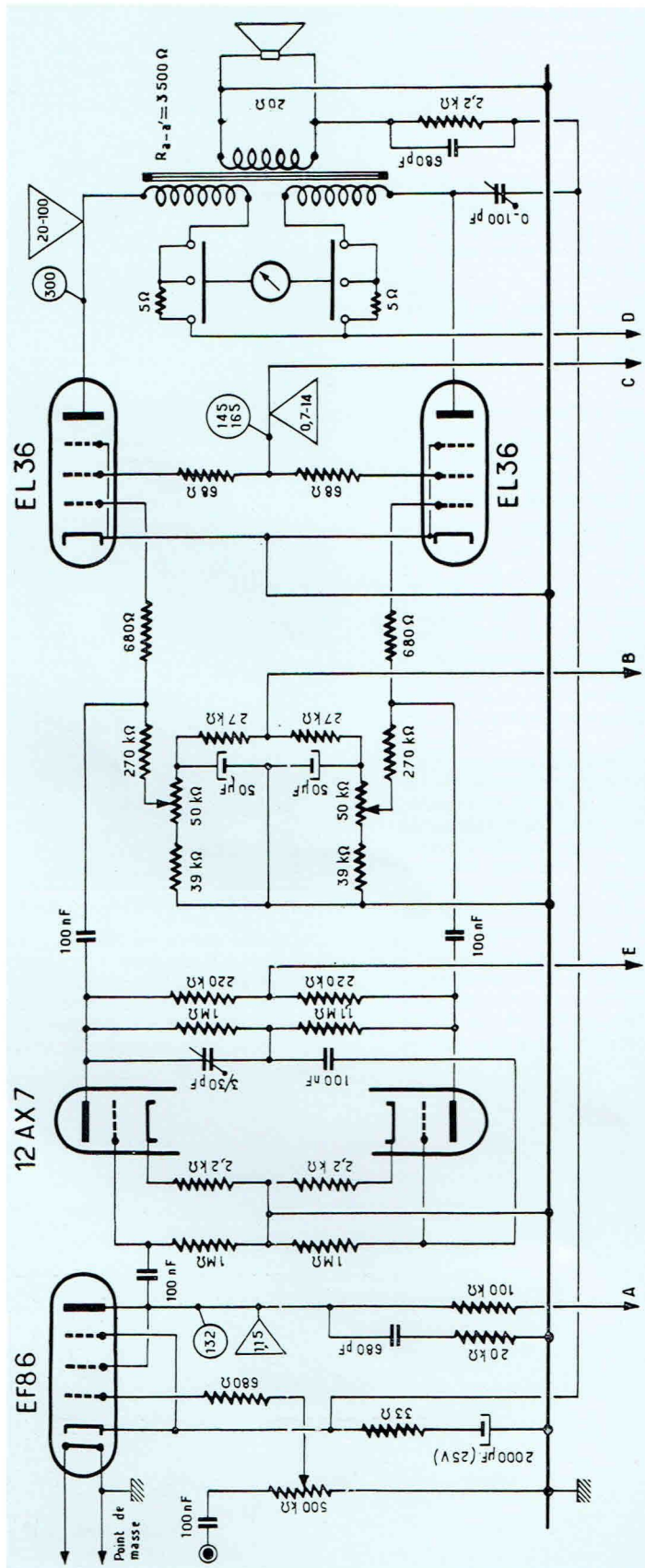


Figure 46. — Amplificateur symétrique monoaural de 32 W équipé de deux tubes EL 36. Remarquer à droite le milliampèremètre servant, en fabrication, à vérifier l'équilibrage de l'étage symétrique de puissance.

6 - AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE MONAURAL DE 32 W DEUX TUBES EL 36 A L'ÉTAGE FINAL

La figure 46 indique le montage complet de l'amplificateur symétrique monaural de 32 W, équipé, à l'étage final de puissance, de deux tubes EL 36. L'alimentation est représentée à la figure 47.

Transformateur d'alimentation. — Le transformateur d'alimentation comporte un primaire avec le distributeur normal pour les diverses tensions du secteur, un secondaire 50 V 0,3 A pour le redresseur de polarisation de l'étage de puissance, un secondaire à 170 V ($I = 0,25$ A) prévu pour le redresseur doubleur de tension de Latour qui fournit l'alimentation HT. Les enroulements BT du transformateur sont au nombre de trois : 1^o enroulement 5 V, 2 A; 2^o enroulement de 5 V, 2 A; 3^o enroulement de 6,3 V, 3,5 A.

Courbe de réponse à la fréquence. — De 20 Hz à 30 000 Hz, la courbe de réponse à la fréquence relevée à une puissance de sortie de 10 W ($V_e = 220$ mV, $V_s = 14$ V) est absolument linéaire. Elle reste linéaire, à 1 dB près, de 30 000 Hz à 60 000 Hz. On obtient une courbe de réponse analogue pour un essai à la puissance de sortie de 2,2 W ($V_e = 126$ mV, $V_s = 7,4$ V).

La figure 48 reproduit les oscillogrammes des essais de l'amplificateur aux signaux carrés de 20 Hz à 20 000 Hz.

Résistance d'amortissement de sortie de l'amplificateur. — Tout l'amplificateur peut être remplacé par le circuit équivalent de la figure 49. Il constitue un générateur de tension électromotrice E dont la résistance interne R_a est la résistance d'amortissement de sortie de l'amplificateur. Lorsque la charge de sortie est R , nous trouvons aux bornes de R une tension V_s qui devient $V_s + \Delta V_s$ lorsque la charge devient $R + \Delta R$. Donc, avec les deux valeurs R et $R + \Delta R$ de la charge, nous pouvons mesurer V_s et $V_s + \Delta V_s$ et en déduire la valeur de la résistance d'amortissement R_a , par un calcul assez simple.

La relation du diviseur de tension nous donne :

$$V_s = \frac{R}{R + R_a} \cdot E \quad (1)$$

qui devient, en régime de variation

$$V_s + \Delta V_s = \frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R_a} \cdot E \quad (2)$$

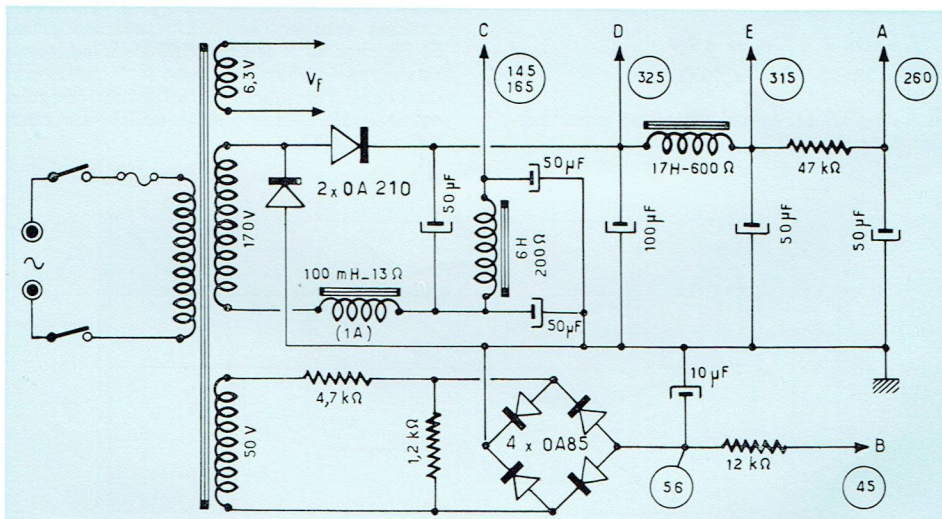


Figure 47 — Groupe d'alimentation de l'amplificateur symétrique de 32 W. Les prises sont marquées par des lettres qui correspondent aux indications données par les mêmes lettres sur l'amplificateur.

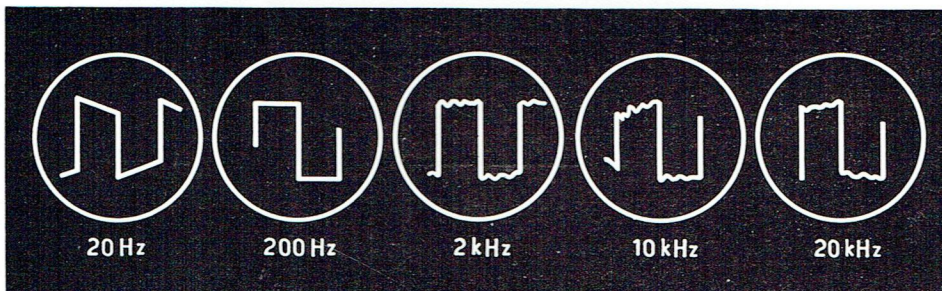


Figure 48. — Oscillogrammes des essais de l'amplificateur de 32 W aux signaux carrés de 20 Hz à 20 000 Hz.

Si nous divisons l'équation (2) par l'équation (1) nous faisons disparaître E des relations et nous pouvons en tirer la valeur de R_a :

$$R_a = R \frac{\frac{\Delta V_s}{V_s} (R + \Delta R)}{\Delta R - R \frac{\Delta V_s}{V_s}} \quad (3)$$

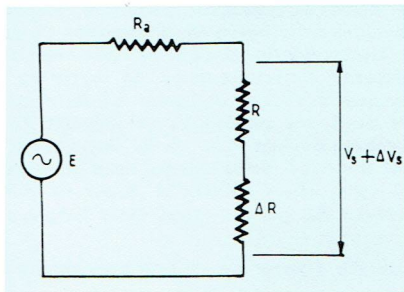


Figure 49. — Circuit équivalent pour le calcul de la résistance d'amortissement de sortie.

Si nous négligeons ΔR devant R , au numérateur, nous obtenons une formule approximative et facile à calculer :

$$R_a \approx R \frac{(\Delta V_s/V_s)}{(\Delta R/R) - (\Delta V_s/V_s)} \quad (4)$$

Appliquons maintenant cette formule au calcul de R_a pour l'amplificateur actuel :

$$V_s = 70 \text{ V}, \quad \Delta V_s = 4,9 \text{ V}$$

$$R = 20 \text{ } \Omega, \quad \Delta R = 10 \text{ } \Omega$$

et nous trouvons $R_a \approx 3,2 \text{ } \Omega$, ce qui donne un amortissement suffisant sur $R = 20 \text{ } \Omega$.

Taux de contre-réaction. — La mesure est faite pour une tension de sortie efficace constante de 15,5 V. Cette tension nécessite, avec la contre-réaction, une tension d'entrée $V_e = 250 \text{ mV}$ et, sans contre-réaction, $V_e = 10 \text{ mV}$. Le taux de contre-réaction est :

$$\text{NdB} = 20 \log (250/10) \approx 28 \text{ dB.}$$

Puissance de sortie maximale. — La mesure étant faite à la naissance de l'écrêtage, la puissance de sortie maximale est de :

$$34 \text{ W de } 50 \text{ Hz à } 10\,000 \text{ Hz}$$

$$29 \text{ W à } 15\,000 \text{ Hz}$$

$$25 \text{ W à } 20\,000 \text{ Hz.}$$

Distorsion. — La figure 50 reproduit les courbes de distorsion harmonique et de distorsion d'intermodulation relevées aux différentes puissances de sortie.

Rapport signal/ronflement. — Le potentiomètre de volume étant réglé sur le maximum, et la tension d'entrée étant réglée pour la puissance maximale, l'entrée restant à circuit ouvert, on trouve, à $P_s \text{ max}$, une tension de sortie $V_s = 27 \text{ V}$ et, ensuite, à $P_s = 0$, une tension de sortie $V_s = 15 \text{ mV}$. Le niveau de ronflement est donc à -65 dB . Le potentiomètre de volume étant à zéro, la tension de ronflement n'est plus mesurable (inférieure à 3 mV).

Transformateur de sortie. — Pour le mode de bobinage des enroulements, on pourra s'inspirer de ce que nous avons mentionné dans la description de l'amplificateur de 20 W.

Les dimensions des tôles de 1,3 W employées pour le prototype du transformateur de sortie sont de $125 \times 150 \text{ mm}$ mais peuvent être réduites. La section du noyau était de 50 cm^2 mais peut être ramenée à 35 cm^2 (tôles croisées sans entrefer). L'inductance primaire mesurée à 50 Hz avec 10 V était de 105 H. L'inductance de dispersion du secondaire, sur $20 \text{ } \Omega$ était de 11 mH. Pour la construction du transformateur, la résistance adaptée entre anodes est de $3\,500 \text{ } \Omega$, et la charge utilisée sur notre amplificateur était de $20 \text{ } \Omega$.

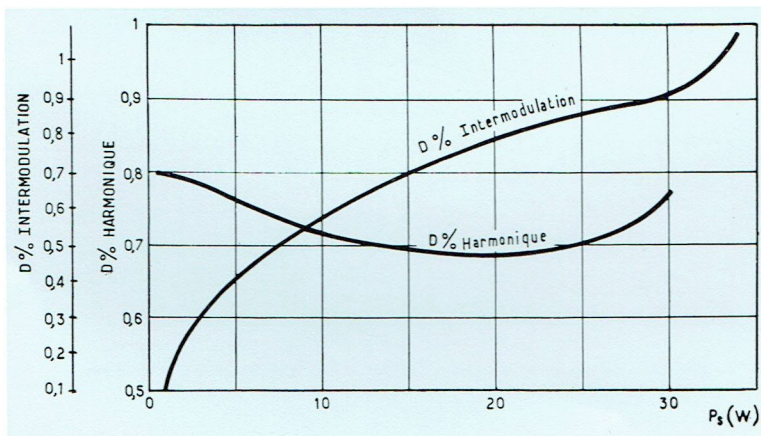


Figure 50. — Distorsion harmonique et distorsion d'intermodulation en fonction de la puissance de sortie de l'amplificateur symétrique de 32 W.

7 - AMPLIFICATEUR SYMÉTRIQUE MONAURAL DE 100 W EN CLASSE B DEUX TUBES EL 34

La figure 51 indique le montage complet d'un amplificateur symétrique monaural de 100 W.

L'étage final de puissance. — Les deux tubes EL 34 sont réglés en classe B, sans courant de grille. La tension des anodes nominale est de 800 V et celle des grilles 2 de 400 V à pleine charge.

Le potentiomètre P4 est réglable sur le châssis en vue des échanges ultérieurs de tubes. Le courant de repos est de 40 mA pour une tension négative des grilles 1 de — 44 V.

L'enroulement S3 du transformateur de sortie est inséré dans le circuit de contre-réaction. Le taux de contre-réaction est de -7,5 % environ et la distorsion totale est inférieure à 1 %. Les tubes EL 34 doivent être disposés verticalement.

Inverseur de phase et redresseur de polarisation. — Le tube ECC 40-2 sert à la fois d'inverseur de phase et de redresseur de polarisation. La correction de symétrie est obtenue par une contre-réaction sortie-entrée (triode 1 du tube ECC 40-1).

La seconde triode du tube ECC 40-2 fonctionne en redresseuse (grille reliée à la cathode) et polarise les tubes EL 34.

Préamplification pour un pick-up. — Le tube ECC 40-1 opère la préamplification avec ses deux triodes en cascade. Le potentiomètre P₃ permet de modifier la courbe de réponse à la fréquence, selon les indications de la figure 52.

Préamplification pour un microphone. — La pentode EF 86 est utilisée pour la préamplification microphonique, de préférence sur support antivibratoire.

Alimentation. — Les tubes redresseurs GZ 34 sont disposés dans un montage doubleur de tension. L'isolement de l'enroulement de chauffage du tube GZ 34-2 doit être particulièrement important (tension d'essai 800 V_{eff}).

Les enroulements du transformateur doivent comprendre un primaire (S₄) avec distributeur pour les différentes tensions de secteur. Un secondaire (S₆) pour 460 V, 0,5 A, un secondaire (S₇) pour 50 V, 20 mA et trois secondaires à basses tensions :

S₅ pour 2 × 3,15 V — 4,4 A
S₇ pour 5 V — 1,9 A
S₈ pour 5 V — 1,9 A.

L'inductance préalable de filtre L₁ comporte 550 tours de fil de cuivre émaillé 0,4 mm sur noyau EI de 84 × 70 mm. Largeur du noyau 28 mm. Hauteur d'empilement : 28 mm (pas d'entrefer).

Pour la construction du transformateur de sortie, la résistance adaptée entre les anodes des tubes EL 34 est de 10 kΩ.

L'inductance de filtre L₂ de 8 H est prévue pour 100 mA, résistance 280 Ω, environ.

Sensibilité.

Puissance de sortie (primaire de T ₁) (W)	Tension d'entrée (EL 34-1 ou EL 34-2) (V _{eff})	Tension d'entrée (ECC40-1) (1) (mV _{eff})	Tension d'entrée (fiche de pick-up) (mV _{eff})	Tension d'entrée (fiche de microphone) (mV _{eff})
100	28	280	560	3,3
0,5	2	20	40	0,235

Courbe de réponse à la fréquence. — La figure 52 indique les courbes de réponse à la fréquence de l'amplificateur de 100 W. La courbe 1 est tracée avec le réglage maximal de P₃ (commande des aiguës), la courbe 2 est tracée avec P₃ réglé sur le niveau minimal des aiguës.

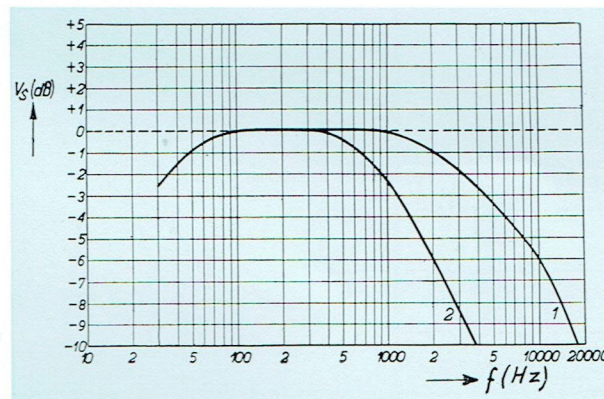


Figure 52. — Courbes de réponse à la fréquence de l'amplificateur de 100 W.
Courbe 1 : commande des aiguës (P₃) au maximum.
Courbe 2 : P₃ est réglé sur le minimum d'aiguës.

(1) Si l'on mesure la sensibilité sur les grilles 1 des tubes EL 34, il convient de remarquer que la contre-réaction n'agit plus dans ce cas.

8 - AMPLIFICATEUR MONAURAL DE 2 W POUR AUDIO-FRÉQUENCES, PEU VOLUMINEUX ÉQUIPÉ DE TUBES SUBMINIATURE : 5902 ET 5719

Un amplificateur peu volumineux et très pratique (fig. 52) est construit avec les tubes subminiature 5719 (triode) et 5902 (pentode), utilisés en classe A. Une résistance CTN bâtonnet miniature B 8 520 07 P/150 E est disposée en série dans la ligne d'alimentation HT. La tension du secteur (de 127 V dans cet exemple) est redressée en pont et l'alimentation HT est ainsi très simplifiée. Les applications d'une telle formule d'amplificateur sont assez nombreuses. (Contrôles d'installations acoustiques, téléphones bilatéraux, etc.)

Sensibilité et distorsion. — Les courbes des figures 54 et 55 reproduisent les résultats obtenus sur le prototype en sensibilité et distorsion, d'une part, jusqu'à $P_s = 1$ W et, d'autre part, jusqu'à $P_s = 2$ W. La puissance de sortie maximale obtenue est de 2 W ($D = 10\%$), à une tension d'entrée $V_e = 350$ mV.

Transformateur d'alimentation T_1 . — Ce transformateur très simple (T_1) comporte un primaire normal pour 127 V (ou pour toute autre tension de secteur) (1) et un secondaire BT à 6,3 V — 0,6 A (si l'on prévoit une lampe de panneau : 0,7 A au total). Circuit 15 × 15 — tôle ordinaire. Les redresseurs formant le montage en pont sont du type OA 202.

Transformateur de sortie T_2 . — L'adaptation de l'étage de puissance se fait sur 3 000 Ω. Il y a intérêt à utiliser un transformateur à tôles au nickel ou à grains orientés. La courbe de réponse à la fréquence dépend étroitement du choix du transformateur de sortie.

Rapport signal/souffle. — Le rapport signal/souffle mesuré au primaire du transformateur T_2 est de 43 dB

(1) avec prise pour le redresseur.

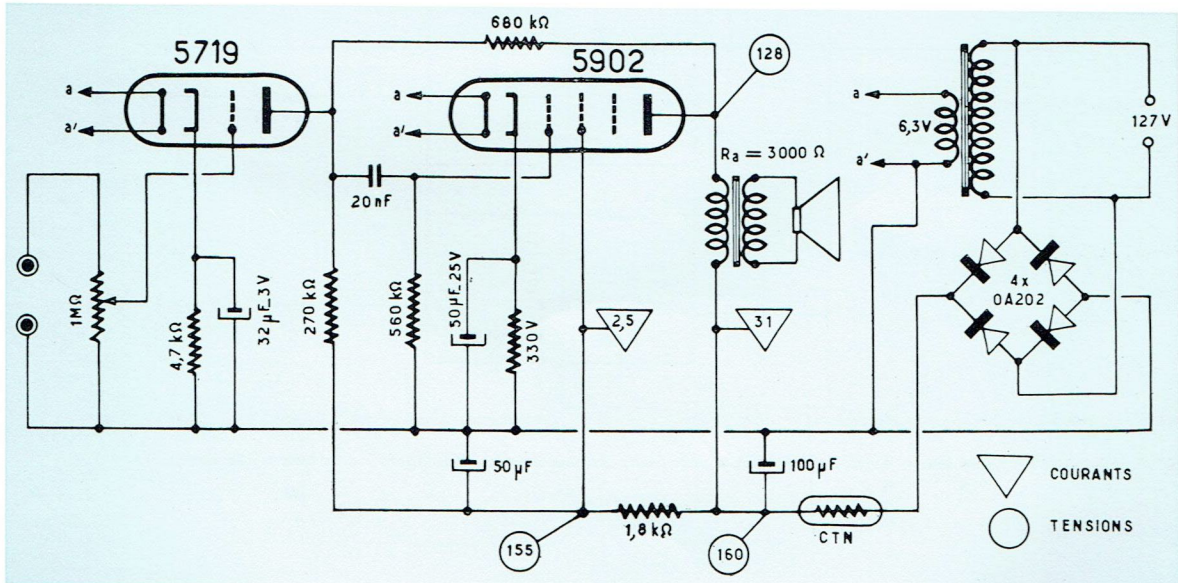


Figure 53. — Amplificateur 2 W, à tubes subminiature. Le dispositif d'alimentation est simplifié : un seul transformateur avec secondaire à 6,3 V.

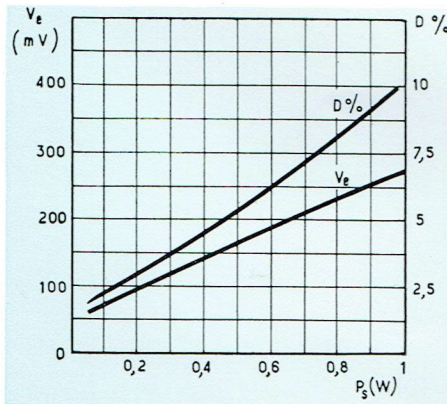


Figure 54. — Tension d'entrée et distorsion de l'amplificateur à tubes subminiature, pour les puissances de sortie inférieures à 1 W ($V_b = 110$ V). Schéma modifié par : R_k (5719) = 5500Ω, R_k (5902) = 270Ω.

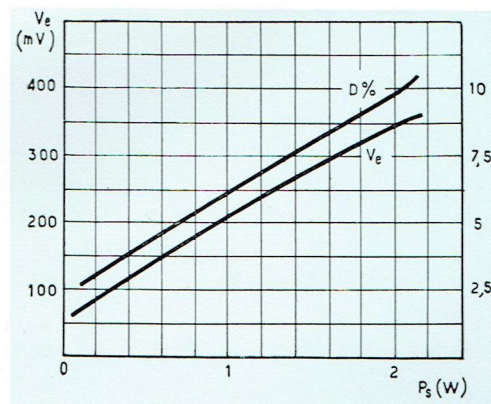


Figure 55. — Tension d'entrée et distorsion de l'amplificateur à tubes subminiature, pour les puissances de sortie inférieures ou égales à 2 W ($V_b = 160$ V) et schéma de la fig. 53.

9 - ÉTAGE SPÉCIAL D'ENTRÉE SUPPLÉMENTAIRE

Le préamplificateur spécial (de la figure 56 a) peut être placé, à l'entrée d'une chaîne d'amplification, pour éliminer les phénomènes d'oscillations à fréquences très basses. Ils sont produits par la transmission de ces fréquences à la tête lectrice. Le filtre proposé doit être construit avec des éléments (résistances et condensateurs) de haute précision afin d'assurer la coupure au-dessous de 20 à 25 Hz. Les composants à 30 Hz ne sont pas affectés par la présence du filtre.

Ce dispositif peut devenir nécessaire ou non selon les caractéristiques exactes de la tête de lecture, ou du tourne-disques, du meuble ou de la suspension du haut-parleur pour fréquences basses. Il est bien évident que la réponse de l'amplificateur dans le domaine des fréquences très basses intervient beaucoup et plus le niveau est important, plus le filtre et l'étage spécial d'entrée qui l'incorpore deviennent utiles.

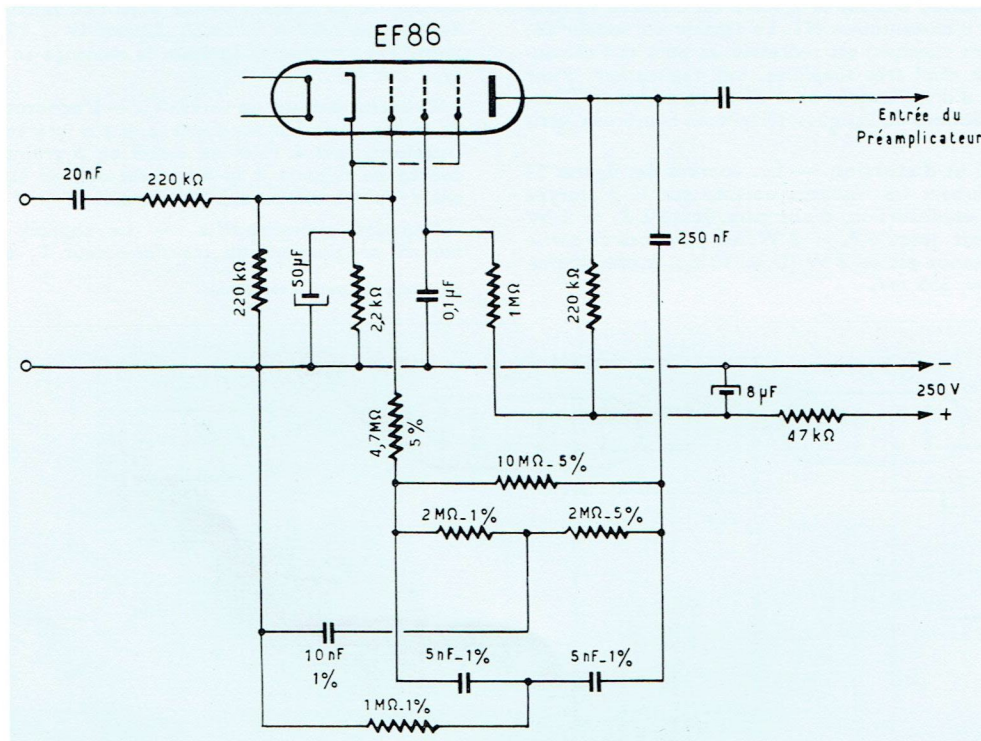


Figure 56a. — Étage d'entrée spécial pour éviter les phénomènes d'oscillations à très basses fréquences.

10 - PRÉAMPLIFICATEUR-CORRECTEUR POUR AUDIO-FRÉQUENCES

UN TUBE EF 86

Contacteur et niveau d'entrée. — Le contacteur de ce préamplificateur équipé d'un tube EF 86 (fig. 56b) comprend les positions suivantes :

- 1 - « RADIO » — Impédance d'entrée 1,5 M Ω .
- 2 - Entrée de MICROPHONE - Impédance d'entrée 150 k Ω .
- 3 - 5 - Disques 33 1/3 et 45 tours/mn.
- 4 - 6 - Disques 78 tours/mn.

Le contacteur est à deux circuits et six positions, un circuit étant réservé à la contre-réaction. Les entrées sont reliées à quatre douilles coaxiales. Le préamplificateur peut, par exemple, être attaqué par un pick-up magnétodynamique d'un niveau de sortie de l'ordre de 3,5 mV/cm/s avec résistance de charge de 68 k Ω , ou par un pick-up magnétodynamique différent dont le niveau de sortie est de 1,7 mV/cm/s sur une résistance de charge de 6,2 k Ω . Un pick-up à cristal peut être utilisé sur la position 2 du contacteur (impédance d'entrée 150 k Ω).

Niveau de sortie. — Le niveau de sortie de ce préamplificateur suffit pour l'attaque de l'amplificateur de 10 W décrit à la page 28 et qui exige 40 mV pour fournir cette puissance de sortie.

Correction de gravure. — L'atténuation des fréquences basses et l'accentuation des fréquences élevées opérées à l'enregistrement des disques microsillons (voir page 18) peuvent être compensées dans ce préamplificateur. Sa courbe de réponse à la lecture peut devenir ainsi la symétrique autour de la droite de niveau zéro de la courbe d'enregistrement. Pour les disques à 78 tours/mn l'accentuation des aiguës étant nettement moins importante, les corrections jouent, en fait, un rôle plus effacé. La correction de gravure est obtenue à l'aide de deux circuits de contre-réaction sélective (microsillons et disques à 78 tours/mn). Sur l'entrée RADIO, par contre, la boucle de contre-réaction est non sélective.

Les courbes de la figure 57 sont les courbes de correction de gravure pour disques à 78 tours/mn et pour disques microsillons (LP).

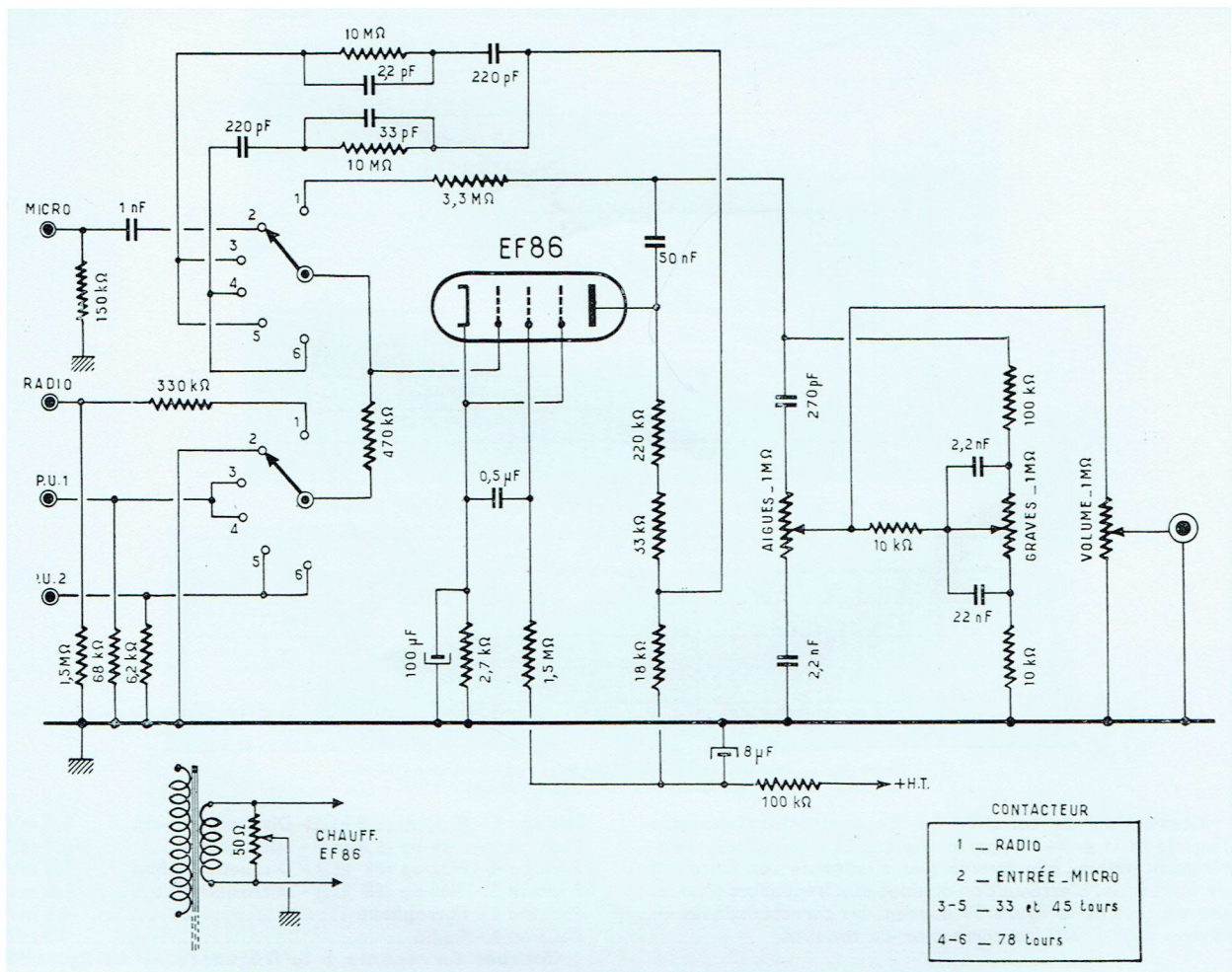


Figure 56 b - Préamplificateur-correcteur avec tube EF 86.

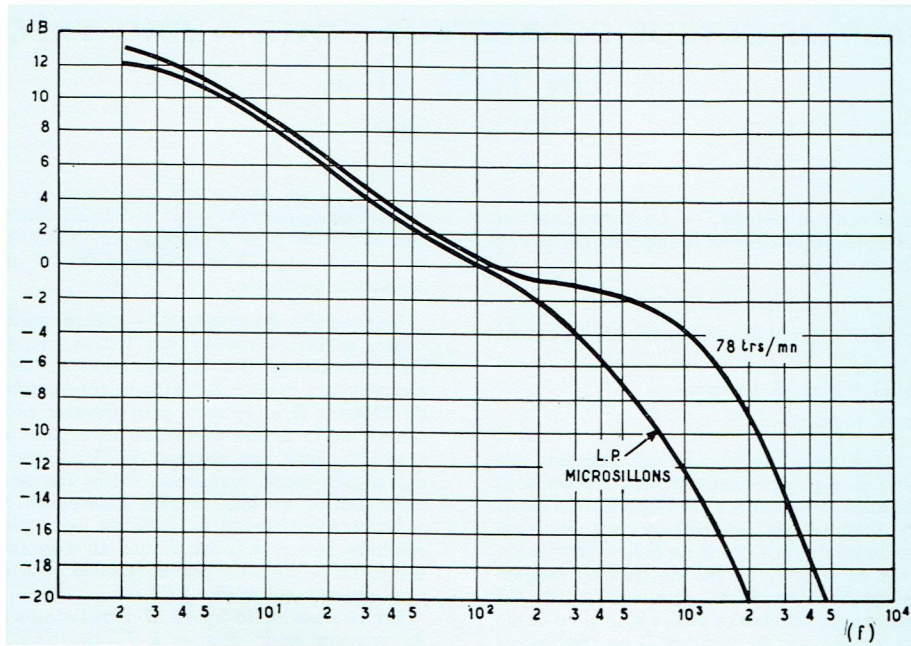


Figure 57. — Correction de gravure pour disques à 78 tours/mn et pour disques microsillons.

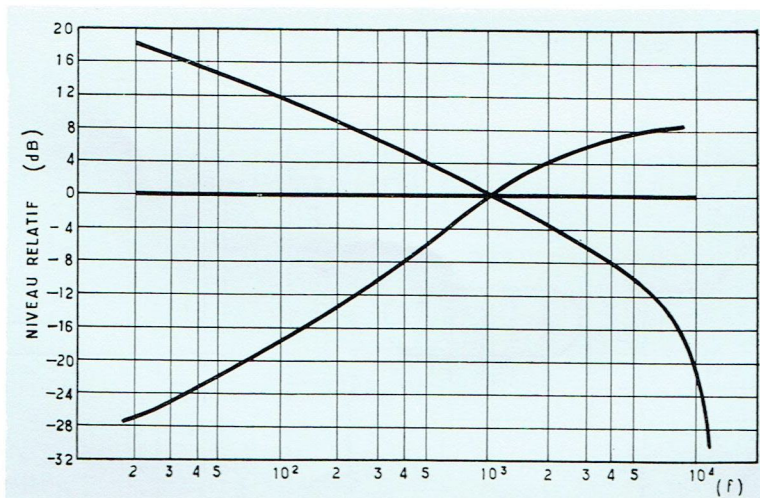


Figure 58. — Caractéristiques en niveaux relatifs (dB) du correcteur de tonalité.

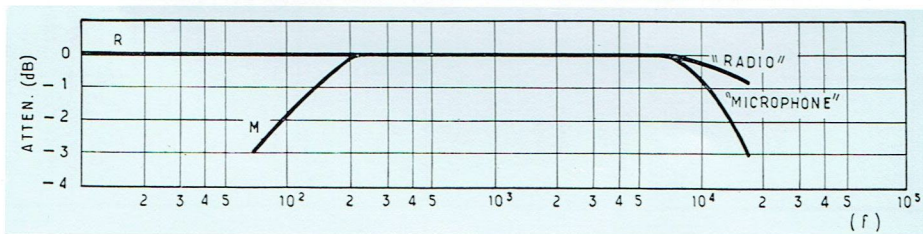


Figure 59. — Courbes de réponse à la fréquence du préamplificateur-correcteur sur des positions « RADIO » (1) et « MICROPHONE » (2).

Correction de tonalité. — La contre-réaction entre l'anode et la grille comporte une source d'impédance relativement faible. Elle exerce peu d'influence sur le circuit de correction. L'atténuation diminue aux fréquences élevées. Les courbes de la figure 58 donnent les caractéristiques en niveau relatif (dB) du correcteur de tonalité.

Sensibilités. — Les sensibilités sont mesurées à 800 Hz et à une tension efficace de sortie de 40 mV.

Position 6 - Pick-up (6,8 kΩ) - Disques 78 tr/mn ...	5,4 mV
Position 5 - Pick-up (6,8 kΩ) - Microsillons ...	6,5 mV
Position 4 - Pick-up (68 kΩ) - Disques 78 tr/mn ...	5,5 mV
Position 3 - Pick-up (68 kΩ) - Microsillons ...	6,6 mV
Position 2 - Microphone ...	4,5 mV
Position 1 - Radio ...	85 mV

Courbes de réponse à la fréquence. — La figure 59 reproduit les deux courbes de réponse à la fréquence, relevées sur les positions 1 et 2 (Radio et Microphone).

11 - PRÉAMPLIFICATEUR-CORRECTEUR

TYPE « CONFORTABLE »

POUR ÉQUIPEMENTS DE TRÈS HAUTE QUALITÉ

EF 86, 2-12 A X 7, EZ 80

Le préamplificateur type « confortable » de la figure 64 se signale à l'attention des constructeurs par un ensemble de perfectionnements importants car, en plus des corrections de gravure habituelles, il comporte deux réseaux particuliers d'atténuation facultatifs : coupure des graves par réseau à résistances et à condensateurs, coupure des aigus par réseaux à bobines sur ferroxcube et à condensateurs.

Bobines L_1 et L_2 (voir la figure 64, à droite) pour les circuits de coupure.

$L_1 = 1\ 700$ spires de fil de 0,12 mm (120 Ω) sur pot ferroxcube 25/16 - 9,75 - 3 B 2.

$L_2 = 2\ 500$ spires de fil de 0,09 mm - sur pot ferroxcube 25/16 - 9,75 - 3 B 2.

Distorsion harmonique.

La distorsion harmonique est $< 0,5\%$

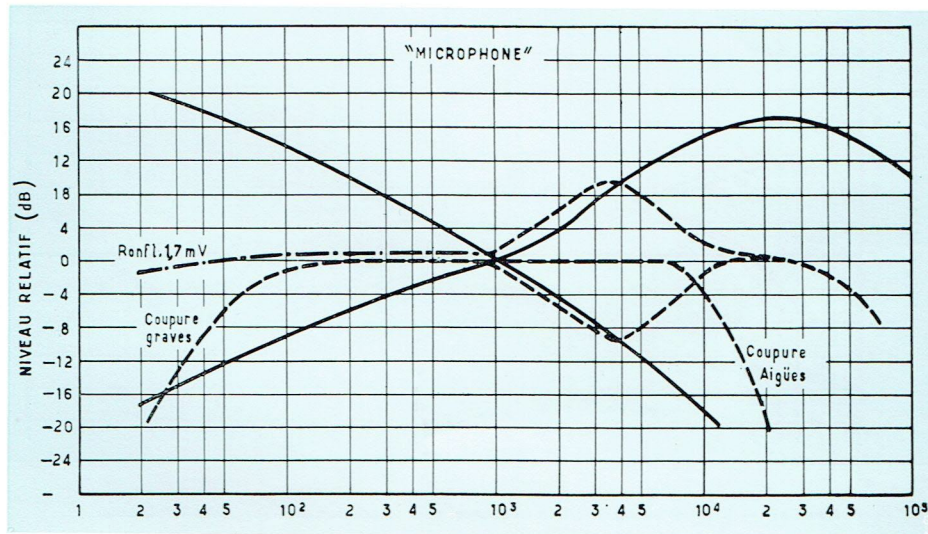


Figure 60. — Courbes de réponse à la fréquence pour la position « MICROPHONE ».

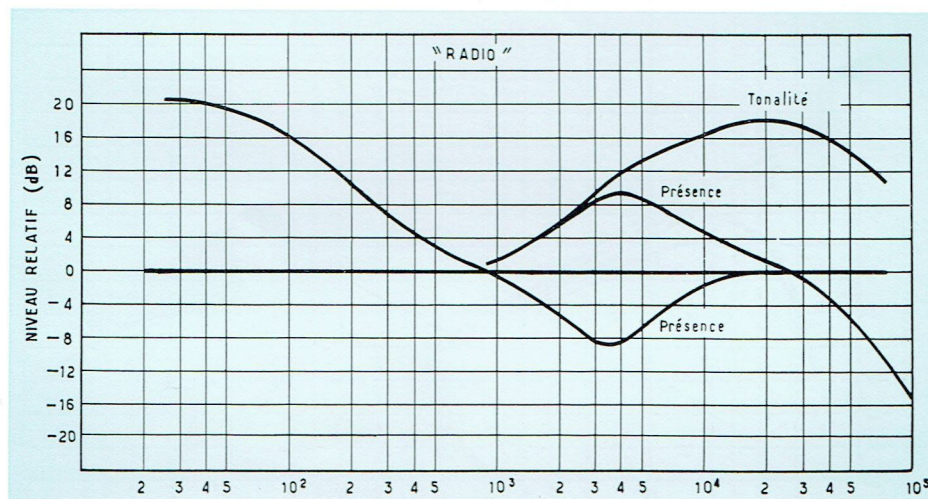


Figure 61. — Courbes de réponse à la fréquence pour la position « RADIO ».

Distorsion d'intermodulation.

Pour une tension de sortie de 0,5 V, la distorsion d'intermodulation est de 0,38 %.

Sensibilité et courbes de réponse.

a) Position « MICROPHONE » - Sensibilité : 1,5mV
Rapport signal/souffle : 49 dB.

Les courbes de réponse à la fréquence pour cette position et, selon les corrections apportées, sont celles de la figure 60.

b) Position « RADIO » - Sensibilité : 90 mV - Rapport signal/souffle : 53 dB.

Les courbes de réponse à la fréquence pour cette position et selon les corrections apportées sont celles de la

figure 61.

c) Position « PICK-UP », basse impédance - Sensibilité - Courbe A : 3,8 mV - Courbe B : 4,7 mV - Rapport signal/souffle - Courbe A : 52 dB - Courbe B : 51 dB.

Les courbes de réponses à la fréquence pour cette position et selon les corrections apportées sont celles de la figure 62.

d) Position « PICK-UP », haute impédance - Sensibilité - Courbe A : 120 mV - Courbe B : 150 mV - Rapport signal/souffle - Courbe A : 52 dB - Courbe B : 51 dB.

Les courbes de réponse à la fréquence pour cette position et selon les corrections apportées sont celles de la figure 63.

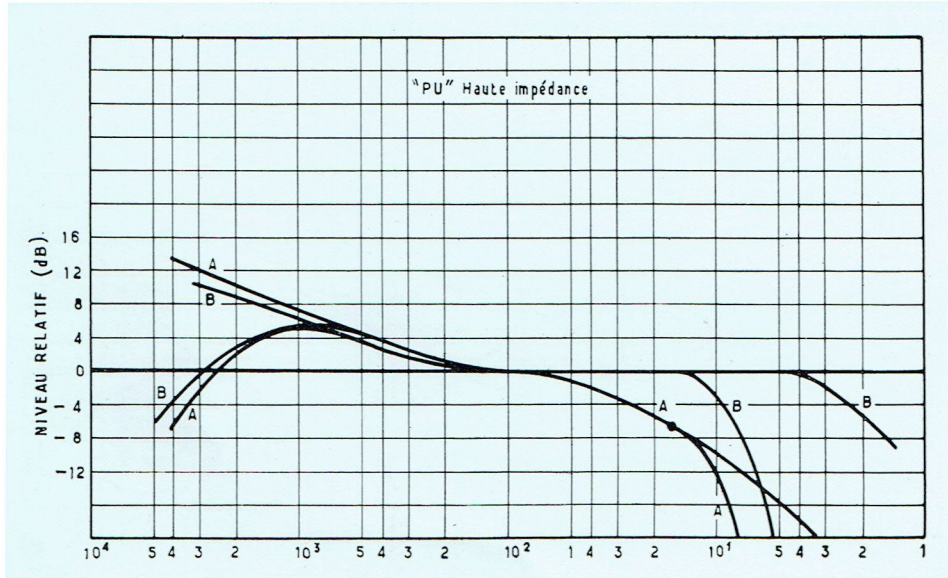


Figure 62. — Courbes de réponse à la fréquence, pour la position pick-up, haute impédance.

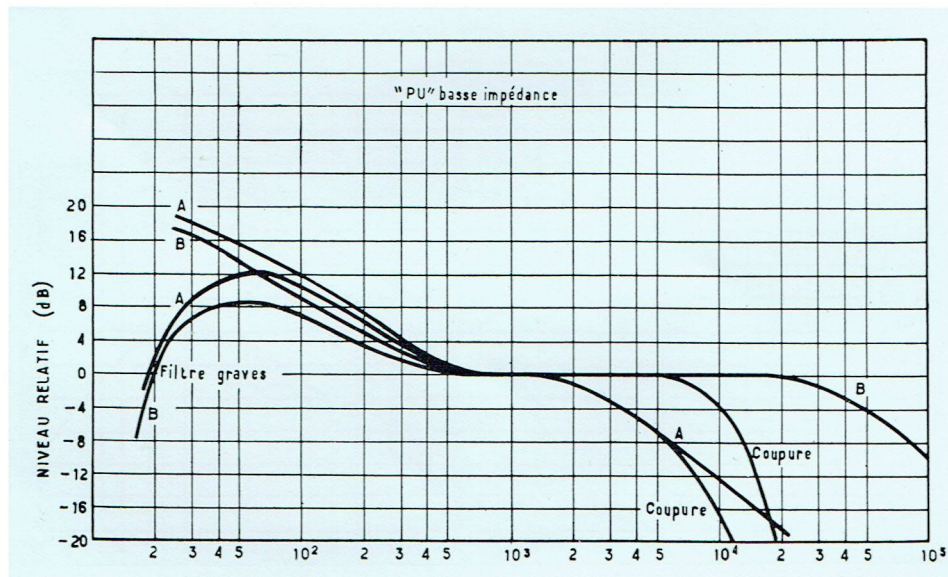


Figure 63. — Courbes de réponse à la fréquence, pour la position pick-up, basse impédance.

ÉQUIPEMENTS STÉRÉOPHONIQUES

GÉNÉRALITÉS

Un équipement destiné à la reproduction sonore stéréophonique est, essentiellement, constitué par deux canaux d'amplification d'audio-fréquences (1) qui transmettent, séparément, les deux signaux d'un programme stéréophonique à un groupe de haut-parleurs appropriés.

Couramment, l'équipement comprend donc deux amplificateurs complets, montés sur un même châssis, ou encore un préamplificateur à deux canaux attaquant une paire d'amplificateurs de puissance classiques (2). Deux montages

amplificateurs vont être décrits dans la suite ainsi qu'un préamplificateur destiné à l'attaque des équipements d'amplification stéréophonique ou monaurale. Dans les schémas présentés ici, un seul canal a été dessiné pour ne pas compliquer les figures. La partie du montage à répéter pour établir le second canal est entourée de lignes pointillées. Les éléments numérotés 1, 2, 3, etc. sont ceux du canal gauche et ils correspondent aux éléments du canal de droite, numérotés 101, 102, 103, etc.

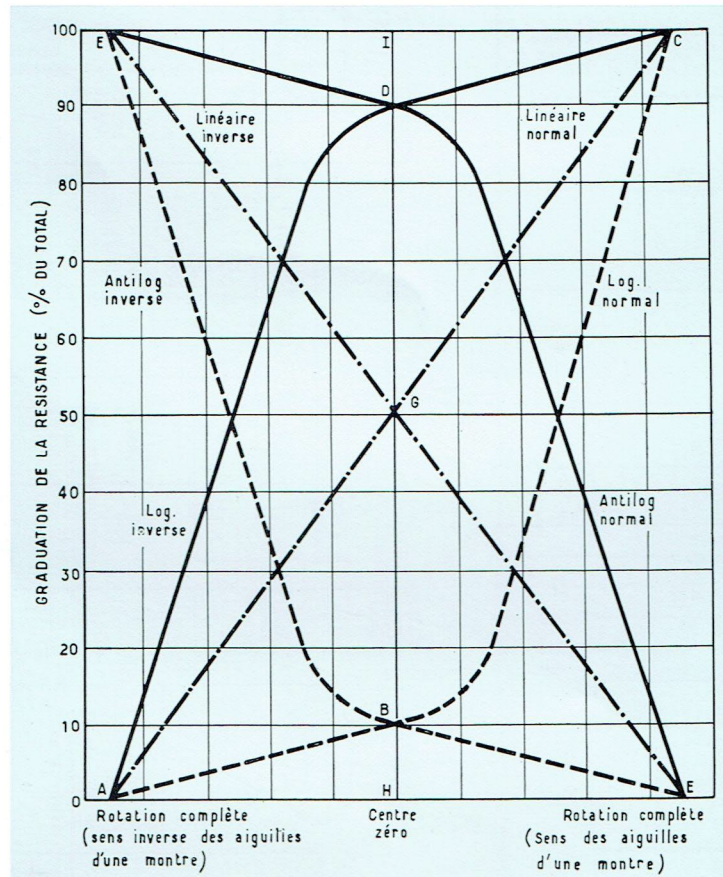


Figure 65. — Caractéristiques des potentiomètres.

(1) En abrégé : AF.

(2) De toutes façons, il est bien évident qu'il n'est pas nécessaire de rechercher une identité parfaite entre les deux canaux d'un ensemble stéréophonique. D'excellents résultats sont couramment obtenus si l'on

utilise un amplificateur de 20 W sur un canal et un amplificateur de 10 W, sans correction réglable, sur l'autre canal. Il est clair que le volume et les corrections de tonalité doivent alors être réglés différemment, sur chaque canal du préamplificateur, en raison des caractéristiques différentes des deux amplificateurs de puissance.

COMMANDES ET COMMUTATEURS

On utilise des commandes diverses pour la stéréophonie, constituées, par exemple, soit par deux potentiomètres à boutons concentriques soit par deux potentiomètres couplés sur un seul axe. Les réglages égaux, donnés par les potentiomètres couplés sur un seul axe, s'appliquent simultanément aux deux canaux, mais ils ne permettent pas de corriger séparément les canaux. Ils conviennent le mieux lorsque l'on envisage d'employer deux canaux identiques, comme dans les exemples décrits ici. Les potentiomètres à axes concentriques permettent au contraire de corriger séparément et, de plus, s'ils sont couplés par friction, de régler simultanément les deux canaux. Cette commande convient lorsque les canaux diffèrent, soit par l'amplification, soit par les haut-parleurs. Même si l'on emploie des canaux nominalement identiques, les puissances acoustiques de sortie ne sont pas exactement les mêmes, quelles que soient les précautions prises.

Des écarts peuvent se produire en raison des différences des tensions de sortie des deux têtes du pick-up stéréophonique, des sensibilités inégales des haut-parleurs et des très faibles inégalités de l'amplification des deux canaux.

Avec les commandes concentriques, le réglage sur chaque canal permet de compenser ces écarts jusqu'à l'équilibre. Si les deux potentiomètres sont couplés sur un même axe, il faut prévoir, par ailleurs, une certaine possibilité de réglage d'équilibre, par exemple un système à zéro « vers le centre ».

On peut recourir, par exemple, à deux potentiomètres couplés sur un seul axe et disposés dans les circuits de grille des tubes correspondants des deux canaux. Mais l'un

des potentiomètres est relié normalement, son extrémité à résistance minimale étant à la masse, tandis que l'autre est relié à l'envers avec son extrémité à résistance maximale à la masse. On peut choisir, soit des potentiomètres linéaires, soit encore un potentiomètre à loi logarithmique et l'autre à loi antilogarithmique. Les caractéristiques de ces pièces, reliées normalement et à l'envers, sont représentées à la figure 65.

Les lignes droites AGC et EGF sont les caractéristiques d'un potentiomètre linéaire relié normalement et celles d'un potentiomètre linéaire relié à l'envers, respectivement. S'ils sont employés à la commande d'équilibre, la nécessité d'avoir le « zéro au centre » donne un point de fonctionnement à l'intersection G des deux droites. La résistance qui correspond à IG existe alors en série avec chaque grille et celle représentée par GH se trouve alors insérée entre la grille et la masse. L'atténuation du signal de cette disposition est donc de 50 %, sur chaque canal.

Les courbes ADC et EDF sont les caractéristiques d'un potentiomètre logarithmique relié à l'envers et d'un potentiomètre antilogarithmique relié normalement. Le point de fonctionnement est alors à l'intersection D des deux courbes. L'atténuation du signal à la position nulle de la commande est seulement de 10/11. Si les potentiomètres suivent une loi logarithmique de 10 %, l'atténuation n'est plus ainsi que de 10 %.

Une autre facilité reste à peu près nécessaire dans un ensemble stéréophonique; il faut pouvoir transférer commodément, à l'aide d'un commutateur, les signaux d'entrée d'un canal à l'autre. Ce même commutateur sert aussi, assez souvent, pour combiner les deux équipements afin que l'ensemble puisse servir pour les reproductions sonores « monaurales » des disques ordinaires, non-stéréophoniques.

AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE DE 7 WATTS ULTRALINÉAIRE

La figure 66 représente un amplificateur à deux canaux, étudié surtout pour la reproduction stéréophonique, mais permettant de traiter aussi les applications « monaurales » ordinaires. Un seul canal, celui de gauche, a été dessiné et la partie du schéma comprise entre les pointillés doit donc être répétée pour obtenir le canal de droite. La partie du montage extérieure aux pointillés, y compris l'alimentation, est commune aux deux canaux. Les tubes d'équipement comprennent une double triode type 12 AX 7, quatre triodes-pentodes du type ECL 82 et un redresseur biplaque type EZ 81. La double triode est partagée entre les deux canaux pour l'amplification de tension. Deux tubes ECL 82 sont employés sur chaque canal. Les sections triodes de ces tubes forment un étage inverseur de phase, les sections pentodes sont disposées en étage symétrique de puissance à charge répartie (montage dit « ultra-linéaire »). La réserve de puissance de sortie de chaque canal est de 7 W et, à ce niveau, la distorsion harmonique totale est toujours inférieure à 0,5 %, grâce à une contre-réaction de 21 dB. La tension de contre-réaction est prise sur l'enroulement secondaire du transformateur de sortie, sur chaque canal, et appliquée au circuit de cathode de l'étage d'entrée correspondant. La sensibilité du montage, même avec cette forte valeur de contre-réaction, est de 100 mV, ce qui suffit amplement pour les pick-ups à cristal stéréophoniques actuellement connus.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Commutateur-sélecteur d'entrée. — Les étages d'entrée des deux canaux sont reliés au sélecteur à trois contacts SA (fig. 66). Il permet d'obtenir : sur la position (a), la reproduction stéréophonique à partir de têtes de pick-up

stéréophoniques à cristal; (b) la reproduction « monaurale » à partir d'une tête de pick-up pour disques non stéréophonique. L'entrée de pick-up de gauche est alors « active » et les deux canaux sont reliés en parallèle à l'entrée. La douille d'entrée du canal de droite d'une tête de pick-up stéréophonique est mise à la masse sur la position b de SA 2. Si la position b de SA 3 est mise à la masse au lieu d'être reliée à la position b de SA 1, la reproduction sur un seul canal est possible.

On peut aussi assurer la reproduction monaurale sur les deux canaux à partir d'une tête de récepteur FM. La douille d'entrée de la figure 2 est reliée pour les applications monaurales. Si la position c de SA 3 est mise à la masse, au lieu d'être reliée à la douille d'entrée, ce système donne la reproduction FM monaurale sur un seul canal.

Étage d'entrée. — Les correcteurs de tonalité RV 1 et C 1 (RV_{101} et C_{101}) sont insérés dans le circuit de la grille pour l'atténuation continuellement variable des aiguës. Le réglage de volume sonore RV₂ (RV_{102}) est aussi inséré dans le circuit de la grille. Des potentiomètres doubles sont utilisés pour (RV_1 et RV_{101}) et aussi pour le réglage de volume sonore (RV_2 et RV_{102}). Ainsi, des réglages égaux sont obtenus simultanément sur les deux canaux. La forte contre-réaction, introduite dans le circuit de cathode de chaque étage d'entrée, peut produire une certaine instabilité. Afin d'y remédier, le plus simplement possible, on peut réduire l'amplification de boucle de chaque canal. Pour obtenir cette réduction sur les audio-fréquences élevées, le condensateur C_2 (C_{102}) découple la résistance R_3 (R_{103}) de charge d'anode et, sur les fréquences basses, le groupement R_6 et C_6 (R_{106} et C_{106}) agit dans le circuit de couplage entre le premier et le second étage de chaque canal. Cela produit une atténuation résistive aux fréquences faibles et limite le déphasage.

Commande d'équilibre. — Les différences entre les tensions de sortie des deux éléments de la tête de pick-up stéréophonique ou les sensibilités inégales des haut-parleurs doivent être compensées dans les puissances acoustiques de sortie et c'est le rôle de la commande d'équilibre (RV_7 et $RV_{10,7}$) entre les entrées et les étages inverseurs de phase. Le potentiomètre logarithmique, utilisé sur un canal, est relié à l'envers et le potentiomètre antilogarithmique est branché normalement sur l'autre canal.

Étage inverseur de phase. — Les résistances R_{15} et R_{12} (R_{115} et R_{112}) relient la sortie d'anode de T_{2A} à la grille de T_{3A} . Ces pièces forment aussi la fuite de grille de la pentode de T_{2B} , les résistances R_{10} et R_{12} (R_{110} et R_{112}) comprennent la résistance de fuite de T_{3B} . L'équilibre entre les tensions de sortie des triodes de l'inverseur de phase est déterminé par les valeurs de ces trois résistances.

Étage de sortie. — Les sections pentodes des tubes ECL 82 forment l'étage symétrique de sortie, selon le procédé *ultra-linéaire*. Le demi-primaire du transformateur de sortie comporte une prise. Ainsi, 20 % de cet enroulement se trouve entre l'anode et la grille 2 correspondante.

Contre-réaction. — Le taux de contre-réaction utilisé entre l'enroulement secondaire du transformateur de sortie de chaque canal et le circuit de cathode de l'étage d'entrée est de 21 dB. Avec cette contre-réaction, la résistance de sortie de chaque canal est de $0,54 \Omega$, mesurée aux bornes de sortie « 15 Ω ». Cela donne un coefficient d'amortissement, correct, de 28, environ.

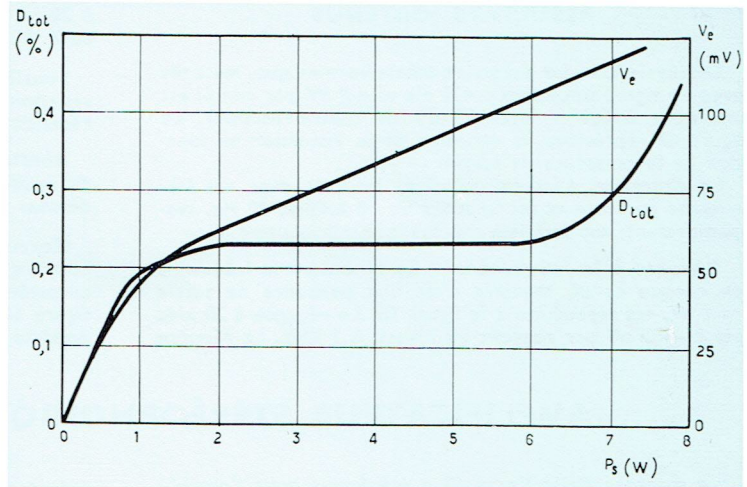


Figure 67. — Distorsion harmonique et tension d'entrée, en fonction de la puissance de sortie de l'amplificateur stéréophonique de 7 W.

Alimentation. — Le montage d'alimentation, classique, emploie un tube biplaque EZ 81 avec filtre à résistance et condensateurs. Les deux canaux sont alimentés à partir de C_{15} , mais les filtrages sont séparés (R_{19} , C_{12} et R_{119} , C_{112}).

La résistance R_{22} dans le circuit de cathode du tube redresseur EZ 81 complète la résistance du transformateur spécifiée pour ce tube.

Le courant total exigé est de 150 mA sur la haute tension et le courant total de chauffage (6,3 V) est de 5 A.

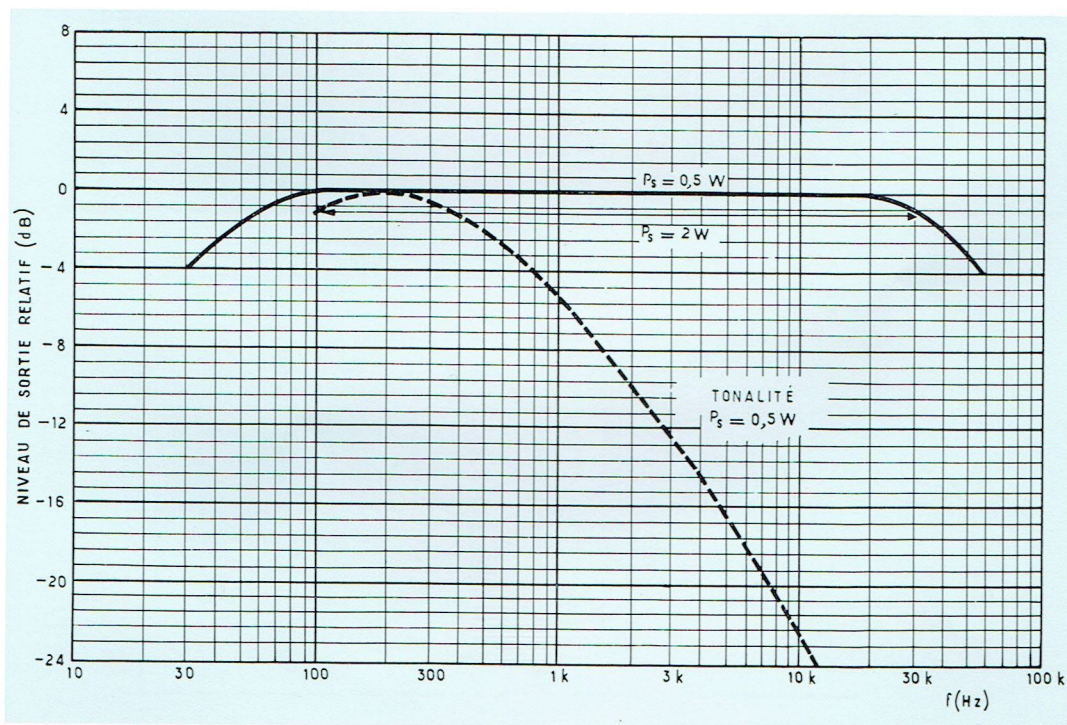


Figure 68. — Réponse à la fréquence, réponse de puissance et correction de tonalité de l'amplificateur stéréophonique de 7 W.

RÉSULTATS OBTENUS

Distorsion. — La distorsion totale harmonique, mesurée avec un signal sinusoïdal à 400 Hz et à 7 W par canal, est inférieure à 0,5% (avec 21 dB de contre-réaction). La figure 67 représente la variation de la distorsion en fonction de la puissance de sortie.

La distorsion d'intermodulation, mesurée avec des fréquences porteuse et modulatrice de 10 kHz et 40 Hz, respectivement, est inférieure à 1,5%.

Réponse à la fréquence. — La réponse à la fréquence de chaque canal, mesurée avec une puissance de sortie de 1 W, est reproduite à la figure 68. La réponse à 20 kHz est à - 3 dB par rapport au niveau à 1 kHz. La réponse

à 20 Hz est à - 1,5 dB. A la puissance de sortie spécifiée de 7 W, la réponse est, à 20 Hz, de - 3 dB.

Sensibilité. — La sensibilité sur chaque canal (y compris ses commandes) est de 100 mV pour 7 W, avec la contre-réaction de 21 dB.

Ronflement et souffle. — Le niveau de ronflement et de souffle, sur chaque canal, est meilleur que 65 dB au-dessous de la puissance de sortie spécifiée.

Correction de tonalité. — Une commande continue de coupure des aiguës est incorporée dans chaque canal. Les caractéristiques de cette commande apparaissent sur la figure 68 et nous constatons que la commande, à plein, apporte une atténuation de 21 dB à 10 kHz.

AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE A TROIS TUBES

Le montage de la figure 69 a été étudié pour l'amplification stéréophonique à deux canaux. Il donne des résultats de qualité satisfaisante, pour un prix de revient très bas. Sur la figure 69, on ne voit qu'un canal de l'amplifi-

cateur. La partie du montage comprise entre les lignes pointillées verticales ne concerne que le canal de gauche et il faut la répéter en double pour obtenir le canal de droite. Quant à la portion du circuit extérieure aux poin-

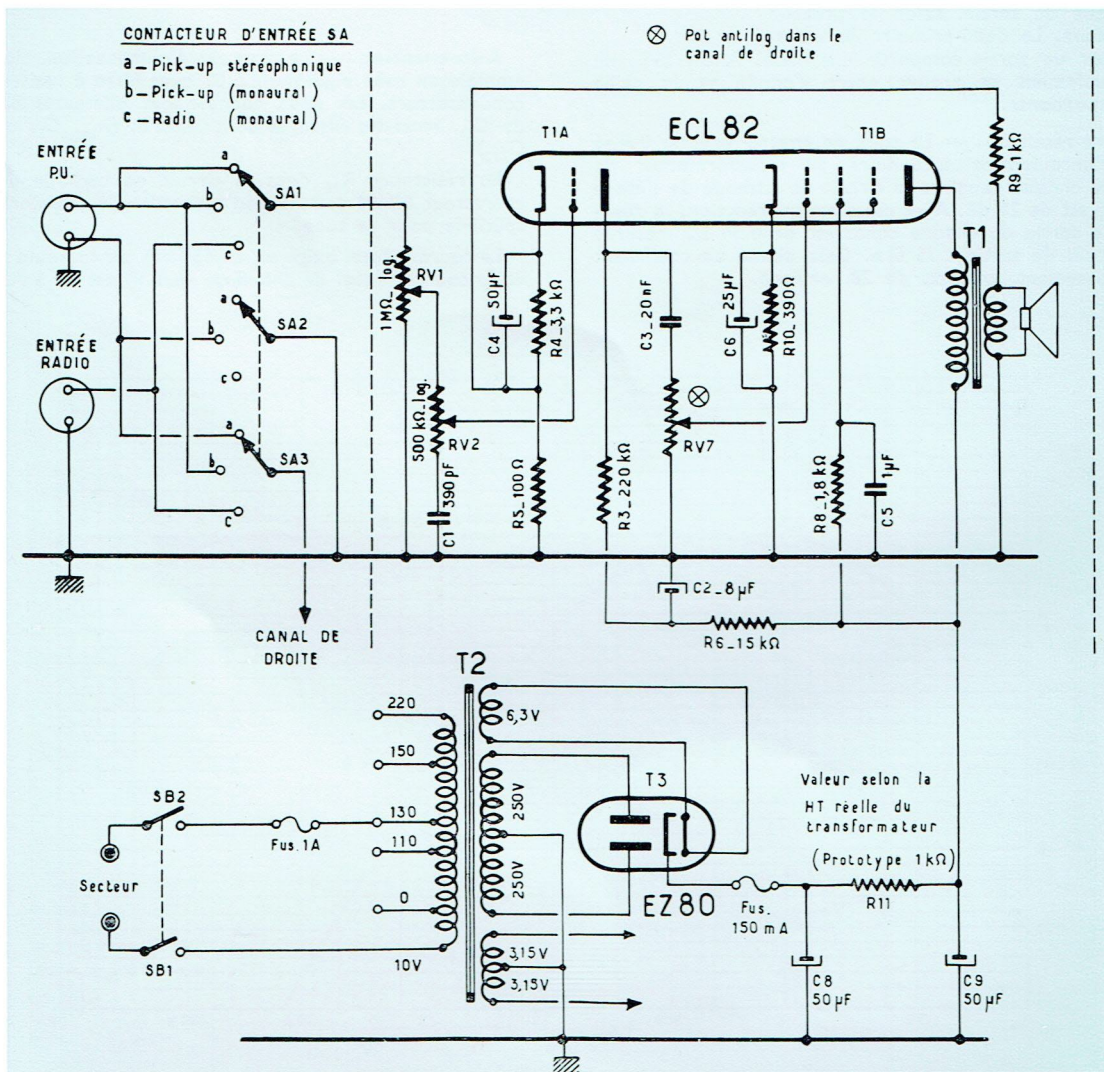


Figure 69. — Amplificateur stéréophonique de 2 W. Seul le canal de gauche est représenté entre les lignes en pointillés. Sur l'entrée PU, la masse de la fiche blindée double cercle est seule reliée à la terre.

tillés, l'alimentation, par exemple, elle est commune aux deux canaux. Dans chaque canal, on emploie une triode-pentode, type ECL 82. La triode sert pour l'amplification de tension et la pentode pour l'amplification de puissance. L'alimentation des deux canaux est obtenue à partir d'un redresseur biphasé, type EZ 80.

La sensibilité d'entrée sur chaque canal, pour la puissance de sortie spécifiée de 2 W, est de 280 mV, ce qui convient pour la plupart des têtes de pick-up stéréophoniques à cristal actuelles. Une bonne sensibilité a été obtenue, en dépit du petit nombre des tubes d'équipement, grâce à un faible taux de contre-réaction (6 dB environ sur chaque canal). La distorsion produite sur un signal sinusoïdal est

la position c de SA 3 est mise à la terre au lieu d'être reliée à la douille d'entrée, l'ensemble donne une reproduction monaurale sur un seul canal à partir de la tête d'un récepteur FM.

Étage d'entrée. — La triode d'un tube ECL 82 fournit l'amplification de tension (50 fois). Un réglage de volume RV_1 (RV_{101}) est inséré dans le circuit de la grille de la triode. Un réseau de correction de tonalité simple comprenant RV_2 et C_1 (RV_{102} et C_{101}) est également présent dans le circuit de la grille. Cette commande permet d'atténuer les aigües d'une manière continue et, pour la rotation totale de RV_2 (RV_{102}), l'atténuation atteint 20 dB à

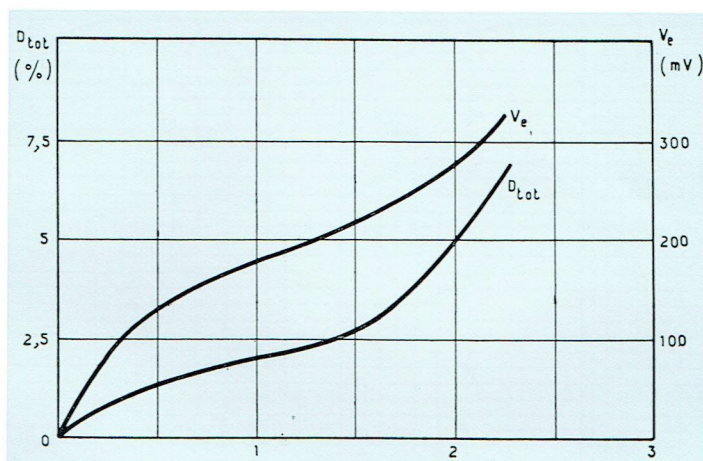


Figure 70. — Distorsion et tension d'entrée en fonction de la puissance de sortie de l'amplificateur stéréophonique de 2 W.

d'environ 5%, mais, dans les conditions normales d'utilisation avec des signaux de parole ou de musique, le niveau de distorsion est sensiblement plus faible. Cet amplificateur, bien qu'il ne puisse être comparé avec les équipements de très haute qualité, donne des résultats stéréophoniques très agréables lorsqu'il est essayé dans une salle de séjour de dimensions normales (pas très grande). La tension de contre-réaction est prise sur l'enroulement secondaire du transformateur de sortie de chaque canal et injectée dans le circuit de cathode de la partie triode du tube ECL 82 équipant ce canal.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Les résistances et les condensateurs du canal de gauche sont numérotés 1, 2, 3, etc. et les pièces correspondantes du canal de droite sont numérotées 101, 102, 103, etc.

Commutateur sélecteur d'entrée. — Un commutateur sélecteur d'entrée à trois directions SA relie les étages d'entrée :

a) pour la reproduction stéréophonique à partir de têtes de pick-up stéréophoniques à cristal,

b) pour la reproduction monaurale à deux canaux, à partir d'un pick-up monaural. Sur cette position la borne d'entrée de gauche pour pick-up est « active » et les deux canaux sont reliés en parallèle sur l'entrée. La borne d'entrée du canal de droite de la tête de pick-up stéréophonique est mise à la terre sur la position b de SA 2. Si la position b de SA 3 est mise à la terre au lieu d'être reliée à la position b de SA 1, il est possible de reproduire le son sur un seul canal.

c) pour la reproduction monaurale sur deux canaux, à partir d'une tête de récepteur FM. La douille d'entrée de la figure 69 est reliée pour les applications monorales. Si la position c de SA 3 est reliée à la borne d'entrée de droite au lieu de celle de gauche, le montage convient alors pour reproduire la radiodiffusion stéréophonique. Si

10 kHz. Deux potentiomètres couplés sur un même axe sont utilisés sur la maquette pour RV_1 et RV_{101} et il en est de même pour les pièces de la correction de tonalité RV_2 et RV_{102} . Ainsi des réglages égaux peuvent être faits simultanément sur les deux canaux.

Étage de puissance. — L'étage de puissance de chaque canal comprend la partie pentode d'un tube ECL 82. Afin de pouvoir équilibrer les deux canaux, une commande d'équilibre à deux potentiomètres couplés sur un même axe (RV_7 et RV_{107}) est insérée dans les circuits de grille des sections pentodes des tubes ECL 82. Cette commande comprend un potentiomètre logarithmique relié à l'envers sur un canal et un potentiomètre antilogarithmique relié normalement sur l'autre canal.

Alimentation. — Le montage d'alimentation est classique (tube EZ 80) et le filtrage par résistance et condensateur applique la haute tension aux deux canaux. Les alimentations sont prises à la liaison entre C_7 et R_{11} . Ces pièces, ainsi que C_8 , étant communes aux deux canaux, le courant total sur la haute tension est de 86 mA à 220 V et le courant de chauffage total est de 2,56 A à 6,3 V.

RÉSULTATS DES MESURES

Distorsion. — La distorsion harmonique totale a été mesurée avec un signal sinusoïdal à 400 Hz. La distorsion, pour la puissance spécifiée de 2 W par canal, est de 5% environ, avec une contre-réaction de 6 dB. Le niveau de distorsion pour les signaux de parole et musique est sensiblement plus faible. La figure 70 indique comment varie la distorsion avec la puissance de sortie.

Réponse à la fréquence. — La caractéristique de réponse à la fréquence de chaque canal de l'amplificateur est visible à la figure 71. Cette réponse est de — 3 dB, par rapport au niveau à 1 kHz, aux fréquences de 40 Hz et de 40 kHz.

Sensibilité. — La sensibilité, sur chaque canal, est de 280 mV, pour la puissance spécifiée de 2 W, avec une contre-réaction de 6 dB.

Ronflement et souffle. — Le niveau de ronflement et de souffle, sur chaque canal, est de 62 dB au minimum

au-dessous de la puissance de sortie spécifiée.

Correcteur de tonalité. — La caractéristique de tonalité est reproduite à la figure 71. On peut voir que l'atténuation disponible sur les aiguës est de 23 dB à 10 kHz pour la commande réglée à fond.

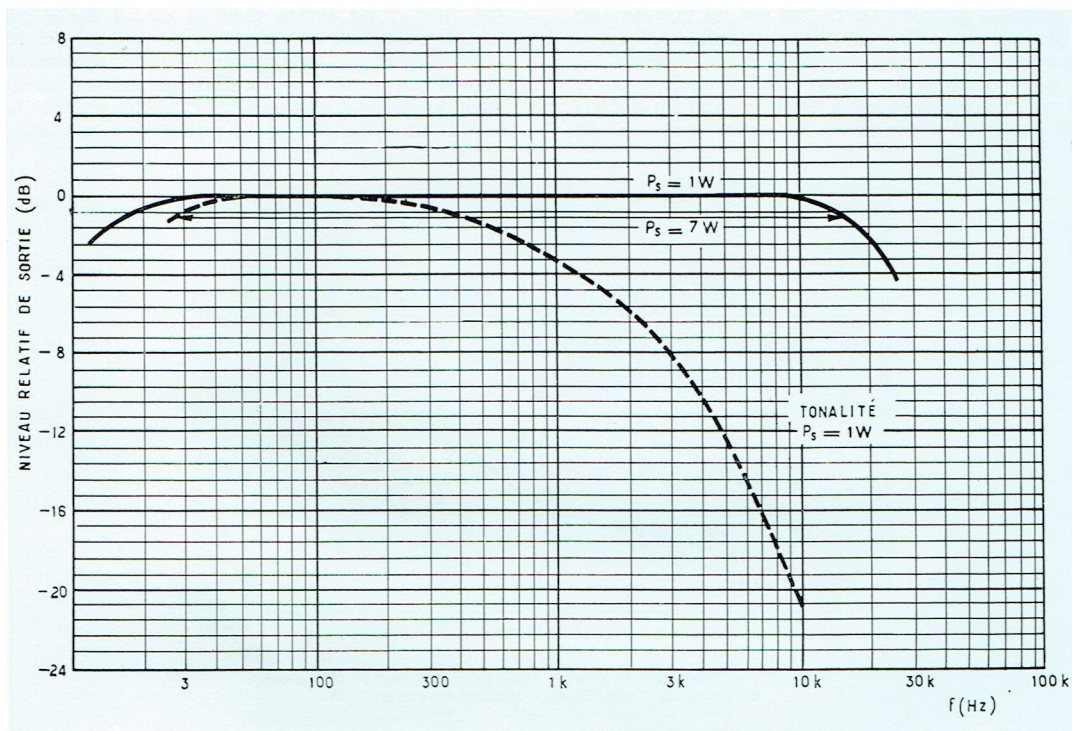


Figure 71. — Réponse à la fréquence, réponse de puissance et caractéristiques de tonalité de l'amplificateur stéréophonique de 2 W.

PRÉAMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE

La figure 72 indique le montage complet d'un préamplificateur stéréophonique de haute qualité, à deux canaux. Un seul canal a été représenté sur la figure, la partie du montage entre pointillés est le canal gauche et il faut la répéter en double pour obtenir le canal de droite. Les commutateurs et les douilles dessinés en dehors des lignes pointillées sont communs aux deux canaux. Le montage est essentiellement une combinaison de deux préamplificateurs à deux tubes. Sur chaque canal, nous trouvons une pentode antimicrophonique, type EF 86, qui fournit une tension de sortie suffisante pour attaquer un amplificateur de puissance de 20 W. Un simple diviseur de tension (fig. 73) peut être employé pour atténuer la tension de sortie au niveau exigé pour l'attaque des amplificateurs de 10 W et de 3 W. Un point de sortie auxiliaire sur la charge d'anode du second tube EF 86 est disponible, sur chaque canal, pour que l'on puisse suivre le programme. On a prévu la possibilité de relier des têtes de pick-up magnétiques et à cristal, des têtes de lecture de magnétophone et des têtes de récepteur de radiodiffusion. Une douille supplémentaire laisse à l'utilisateur la possibilité de relier toute autre source de signal d'entrée.

Les moitiés des douilles d'entrée sont reliées au commutateur SB qui sélectionne les entrées une par une. Ce commutateur court-circuite avec la terre les douilles non utilisées, ce qui réduit très fortement la transmodulation entre les signaux d'entrée. Les positions du commutateur

sont, de gauche à droite : Supplémentaire, Radio, Magnétophone, Microsillon et 78 tours/mn.

L'égalisation des enregistrements de disques est conforme aux caractéristiques actuelles R.I.A.A. qui ont été adoptées par les principaux fabricants de disques. La caractéristique de lecture pour le ruban de magnétophone est prévue pour l'utilisation de têtes à haute impédance dans la reproduction de bandes, pré-enregistrées à une vitesse de 19 cm/s. Les corrections de tonalité utilisées sur chaque canal couvrent une large gamme de fréquences et permettent d'accroître ou d'atténuer les fréquences élevées et les fréquences basses. Le commutateur SA offre la possibilité d'utiliser soit un seul canal, soit les deux canaux du préamplificateur. Sur sa position centrale, les deux canaux sont disponibles. A la position a, le commutateur court-circuite à la terre le canal de gauche, tandis qu'à la position c le canal de droite ne fonctionne plus. Le commutateur SC, disposé entre la commande de volume RV_{28} (RV_{128}) et la sortie des amplificateurs de puissance, relie les deux canaux pour la reproduction stéréophonique normale ou inversée (1) ou encore pour la reproduction monaurale à deux canaux.

(1) La stéréophonie inversée est obtenue lorsque les signaux d'entrée de gauche et de droite sont transmis respectivement vers les haut-parleurs de droite et de gauche.

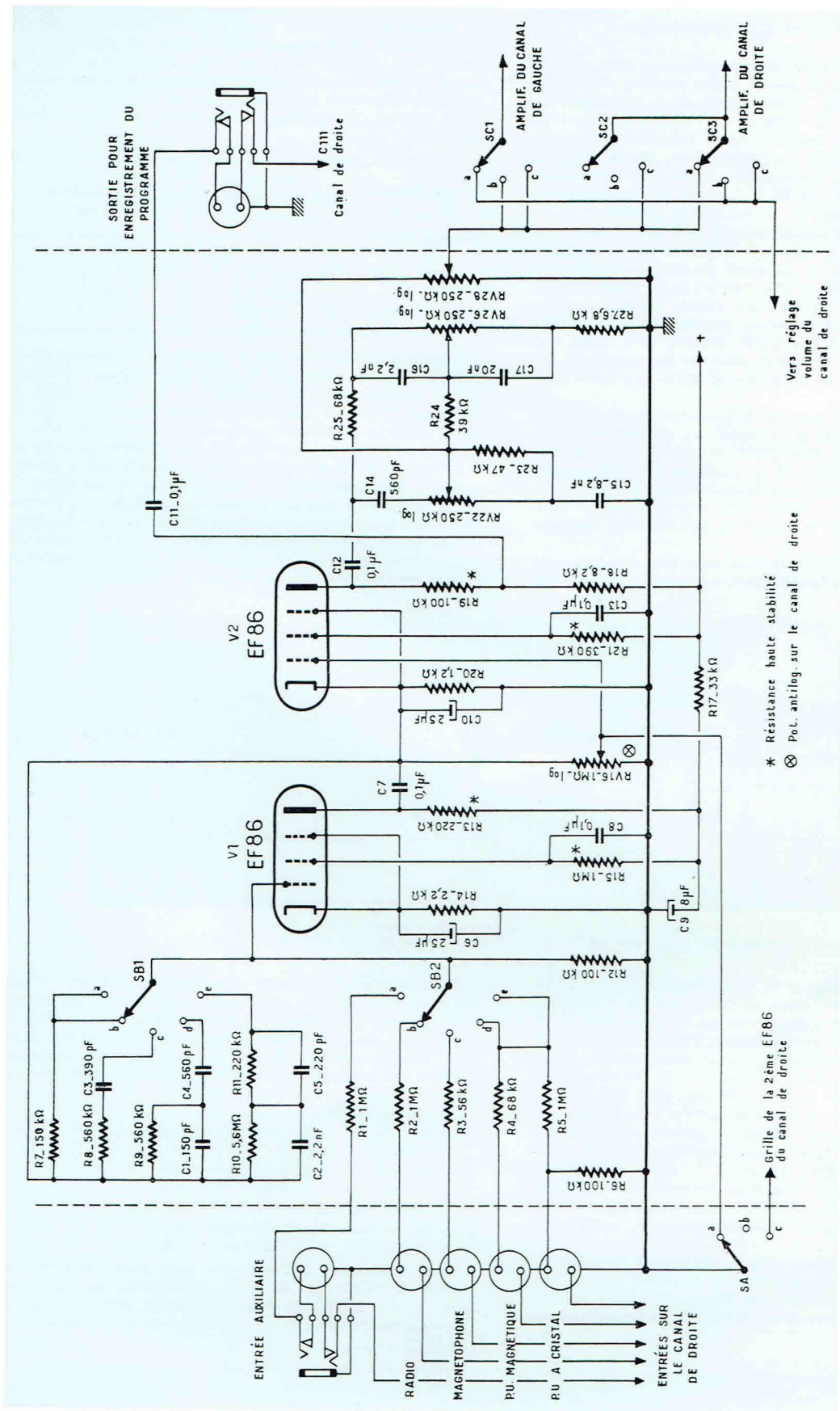


Figure 72. — Préamplificateur stéréophonique. Seul le canal de gauche a été représenté entre les lignes en pointillés.

Remarque. — Sur l'entrée PU à cristal les deux points de contact sont isolés de la terre; R6 n'est donc reliée à la terre que d'un seul côté.

- SA - Mise à la terre;
 a) canal de gauche à la terre,
 b) aucun canal à la terre,
 c) canal de droite à la terre.

- SB - Sélecteur d'entrées :
 a) auxiliaire,
 b) « RADIO »,
 c) « MAGNÉTOPHONE »,
 d) « MICROSILLON »,
 e) « 78 tours/mm ».

- SC - Stéréophonique/monaural :
 a) stéréophonique inversé,
 b) stéréophonique normal,
 c) monaural, deux canaux.

DESCRIPTION DU MONTAGE

Chaque canal du préamplificateur comprend deux étages. Chacun de ces étages est équipé d'une pentode antimicrophonique, type EF 86. Toute l'égalisation intervient au premier étage. Elle est obtenue à l'aide d'une contre-réaction sélective en fonction de la fréquence, disposée entre l'anode et la grille du premier tube EF 86. Il n'y a pas de contre-réaction sur le second étage et la sortie prise sur l'anode du second EF 86 se fait par un condensateur C_{12} sur un réseau passif de correction de tonalité.

Cette disposition a été adoptée car il faut que l'impédance du circuit de la grille du premier étage soit faible. En effet, une faible impédance en ce point diminue le ronflement capté et réduit l'effet dû au branchement des circuits externes à faible impédance. De plus, on obtient également ainsi une amplification plus faible du premier étage et l'effet Miller entre l'anode et la grille du premier tube EF 86, qui pourrait donner des difficultés pour de fortes valeurs de résistance employées en série avec la grille, se trouve ainsi réduit.

On utilise des résistances en série dans le circuit d'entrée pour que la sensibilité et l'impédance de chaque canal puissent être ajustées avec précision. Les valeurs des éléments notées sur la figure 72 sont prévues pour les sources de signaux que l'on rencontre habituellement mais la sensibilité et l'impédance (1) peuvent être modifiées pour chaque entrée, si l'on change la valeur de la résistance disposée en série.

La puissance de sortie maximale peut être obtenue avec le montage de la figure 72 et la tension de sortie ainsi produite

de puissance utilisé avec chaque canal. Les valeurs de ces pièces dépendent du type d'amplificateur de puissance utilisé et des valeurs correctes sont mentionnées dans le tableau ci-dessous. Le courant prélevé sur la haute tension par chaque canal du préamplificateur est de 3 mA sous 230 V et le courant de chauffage est de 0,4 A, sous une tension de 6,3 V.

Amplificateur de puissance	Résistance de filtrage 1/2 W tolérance 10 %	Condensateur de découplage
20 watts	56 k Ω	16 μ F
10 watts	22 k Ω	16 μ F
3 watts	22 k Ω	16 μ F

Fonctionnement. — On a mesuré le ronflement et le souffle du préamplificateur, pour chaque position d'entrée et sur chaque canal, en le reliant à un amplificateur de puissance de 20 W. Les mesures étaient faites à la douille de sortie de cet amplificateur, les bornes d'entrée du préamplificateur étant en court-circuit. Les courbes de réponse à la fréquence ont été aussi obtenues avec la même combinaison : préamplificateur et amplificateur de puissance.

Les valeurs de sensibilité mentionnées ci-dessous correspondent à une tension de sortie de 250 mV sur le préamplificateur, avec utilisation de la charge d'anode totale du second tube EF 86. Toutes les mesures ont été faites avec la commande d'équilibrage réglée à l'équilibre.

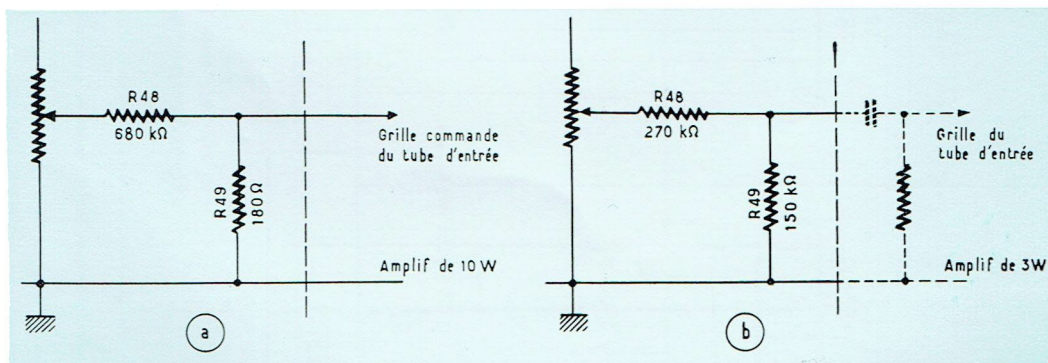


Figure 73. — Réseau atténuateur de sortie permettant d'adapter le préamplificateur lorsqu'il est utilisé avec les amplificateurs de puissance de 3 W et de 10 W.

est suffisante pour attaquer les amplificateurs du type 20 W (voir page 37). Cette tension de sortie peut être atténuée au niveau exigé pour attaquer les amplificateurs de 10 W et de 3 W, si l'on incorpore le réseau décrit par la figure 73 entre le réglage de volume RV_{28} et le commutateur SC de la figure 72. Un signal de sortie auxiliaire de 250 mV, convenant pour le contrôle des programmes, peut être pris en un point de la charge d'anode du second tube EF 86.

Pour compenser toute différence possible de puissance acoustique entre les deux canaux amplificateurs, une commande d'équilibre (RV_{16} et RV_{116}) a été prévue entre les deux étages. Elle comprend un potentiomètre logarithmique, relié à l'envers, sur un canal, couplé à un potentiomètre antilogarithmique, relié normalement, sur l'autre canal.

Les étages d'alimentation des amplificateurs de puissance peuvent être employés pour fournir la haute tension aux canaux du préamplificateur. Les pièces de filtrage doivent normalement être montées sur le châssis de l'amplificateur

Positions d'entrée pour une tête de pick-up. — Les courbes d'égalisation pour les positions correspondant aux pick-ups magnétiques et à cristal sont représentées à la figure 74. Les différences de sensibilité entre les positions pour disques microsillons et 78 tours/mn sont obtenues grâce à des taux de contre-réaction dissemblables, sur les positions d et e du commutateur SB 1.

Position pick-up magnétique.

Impédance d'entrée : 100 k Ω (approx.).

Sensibilité à 1 kHz :

a) Microsillon : 5 mV.

b) 78 tours/mn : 15 mV.

Ronflement et souffle :

a) Microsillon : 55 dB au-dessous de 20 W.

b) 78 tours/mn : 57 dB au-dessous de 20 W.

Cette disposition convient très bien pour les têtes de pick-up à réluctance variable, mais toutefois les types dynamiques à tension de sortie plus élevée, sont utilisables si l'on emploie une résistance R_4 en série, de plus forte valeur.

Position pick-up à cristal.

Impédance d'entrée : 100 k Ω .

Sensibilité à 1 kHz :

(1) L'impédance de chaque entrée comprend l'impédance de grille du tube EF 86 modifiée par la contre-réaction ainsi que l'impédance du réseau d'entrée.

- a) Microsillon : 70 mV.
- b) 78 tours/mn : 210 mV.

Ronflement et souffle :

- a) Microsillon : 55 dB au-dessous de 20 W.
- b) 78 tours/mn : 55 dB au-dessous de 20 W.

Sur cette position d'entrée, on peut utiliser les têtes à cristal à tension de sortie faible ou moyenne. L'entrée est chargée par R_3 (100 k Ω) afin que la caractéristique soit à peu près celle d'un pick-up magnétique, ce qui permet, par ailleurs, d'utiliser le même réseau de contre-réaction. Cela donne le plus juste milieu entre les solutions possibles pour les différents types de têtes de pick-up. Cependant, si la tête ne convient pas pour ce genre de charge ou si sa tension de sortie est trop élevée, elle peut être reliée à l'entrée supplémentaire dont nous parlons plus loin.

Position de lecture pour magnétophone.

Impédance d'entrée : 80 k Ω (approx.).

Sensibilité à 5 kHz : 4,0 mV.

Ronflement et souffle : 52 dB au-dessous de 20 W.

Nous voyons, à la figure 75, la caractéristique d'égalisation utilisée sur cette position. Pour les fréquences au-dessus de 100 Hz, la courbe suit la caractéristique R.I.A.A. mais, au-dessous de cette fréquence, on utilise une accentuation un peu plus faible. Le canal est destiné à la lecture de rubans de magnétophone pré-enregistrés, à l'aide de têtes à haute impédance, et la caractéristique adoptée donne, avec ces têtes, un fonctionnement de bonne qualité. Si l'on exige une sensibilité plus grande, on peut diminuer la valeur de la résistance R_3 jusqu'au moment où l'on atteint la sensibilité demandée.

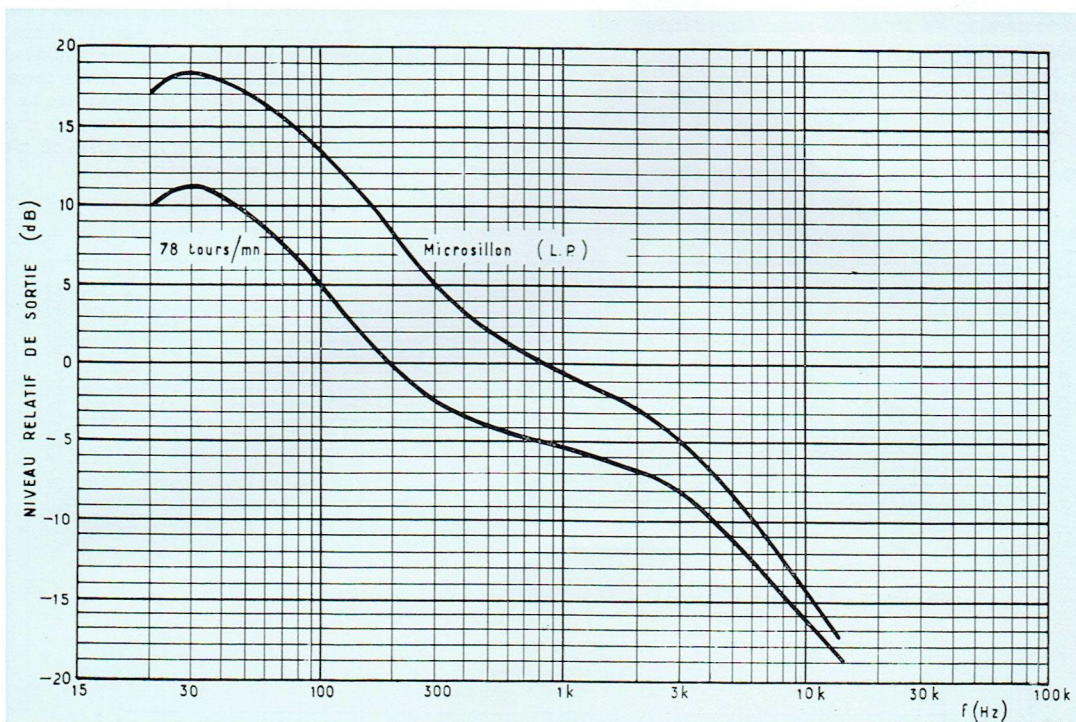


Figure 74. — Caractéristiques de correction de gravure pour le préamplificateur stéréophonique (signaux de pick-up) pour microsillons (LP) et disques 78 tours/mn.

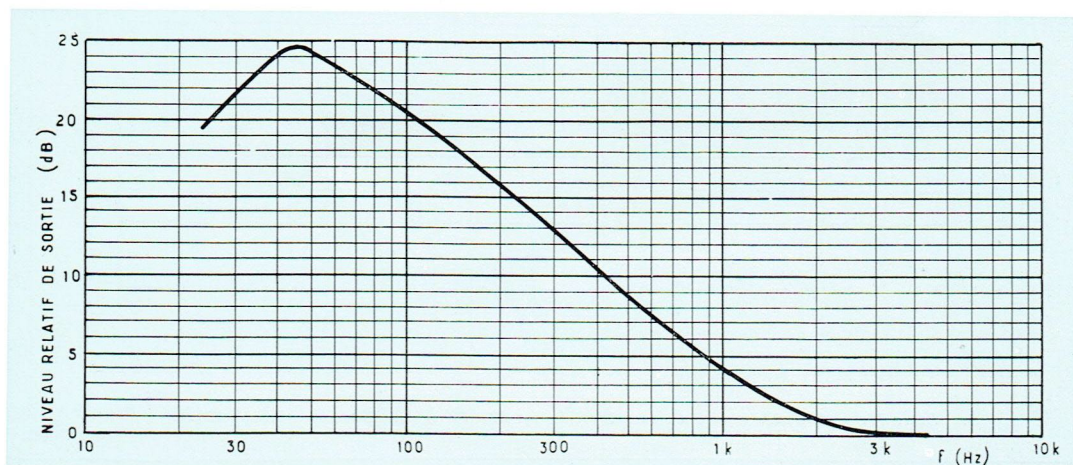


Figure 75. — Caractéristiques de correction de lecture du préamplificateur stéréophonique pour les signaux de magnétophones.

Position d'entrée radio.

Impédance d'entrée : $1\text{ M}\Omega$.

Sensibilité : 330 mV .

La caractéristique de réponse à la fréquence sur cette position est donnée à la figure 76. Avec les valeurs d'impédance et de sensibilité qui viennent d'être mentionnées, ce canal répond à la plupart des exigences normales. Mais, il est possible d'obtenir d'autres valeurs si l'on modifie la résistance de contre-réaction R_7 et la résistance en série R_2 . Si l'impédance d'entrée du canal est trop élevée, on peut la réduire en reliant une résistance, d'une valeur correcte, entre la douille d'entrée de R_2 et le châssis.

Position d'entrée supplémentaire. — Nous voyons sur le montage de la figure 72 que la position supplémentaire est identique à la position d'entrée « RADIO ». Par conséquent, cette entrée peut être utilisée pour des têtes de pick-up à cristal à forte tension de sortie ou pour des préamplificateurs de magnétophones.

L'entrée supplémentaire est reliée à une douille sur le panneau avant de l'appareil. L'insertion de la fiche correspondante dans la douille débranche le circuit d'entrée coaxial, à l'arrière du châssis.

Corrections de tonalité. — Les caractéristiques pour

les corrections de tonalité des aiguës et des basses sont indiquées à la figure 77. Nous voyons que la correction est largement suffisante pour la plupart des applications.

Des commandes à faible impédance ont été adoptées afin qu'une capacité quelconque, introduite par l'utilisation de câbles coaxiaux assez longs entre le préamplificateur et l'amplificateur principal, exerce seulement un effet minimal sur l'impédance de sortie du préamplificateur.

Distorsion harmonique. — La distorsion harmonique totale de chaque canal du préamplificateur est inférieure à $0,15\%$, aux niveaux de sortie normaux. Pour des tensions de sorties atteignant dix fois ce niveau, la distorsion harmonique totale n'est encore que de $0,24\%$.

Position de sortie supplémentaire. — Une sortie supplémentaire est disponible sur cette position. On la prend sur le second tube EF 86 de chaque canal. Elle permet d'enregistrer le programme sur un magnétophone. Cette sortie supplémentaire est constituée par une douille disposée sur le panneau avant du châssis. La tension sur cette douille est de 250 mV , environ, sur une faible impédance. Le magnétophone relié à cette prise ne doit pas avoir une impédance inférieure à $500\text{ k}\Omega$. Les corrections de tonalité n'agissent plus, lorsque cette sortie est utilisée.

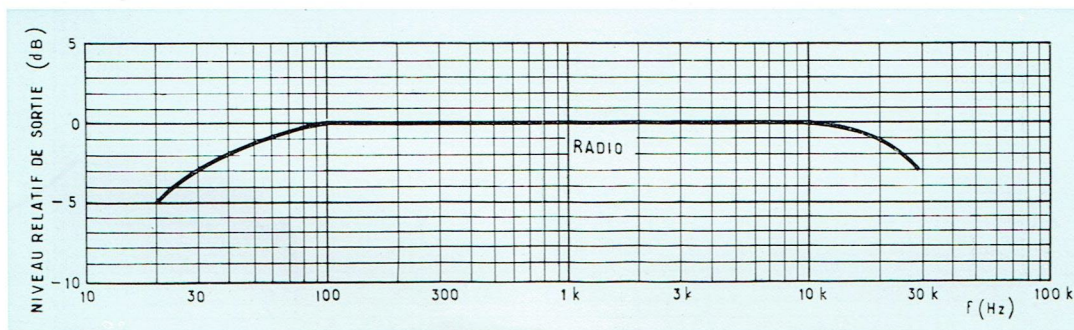


Figure 76. — Réponse à la fréquence du préamplificateur stéréophonique pour l'entrée « RADIO ».

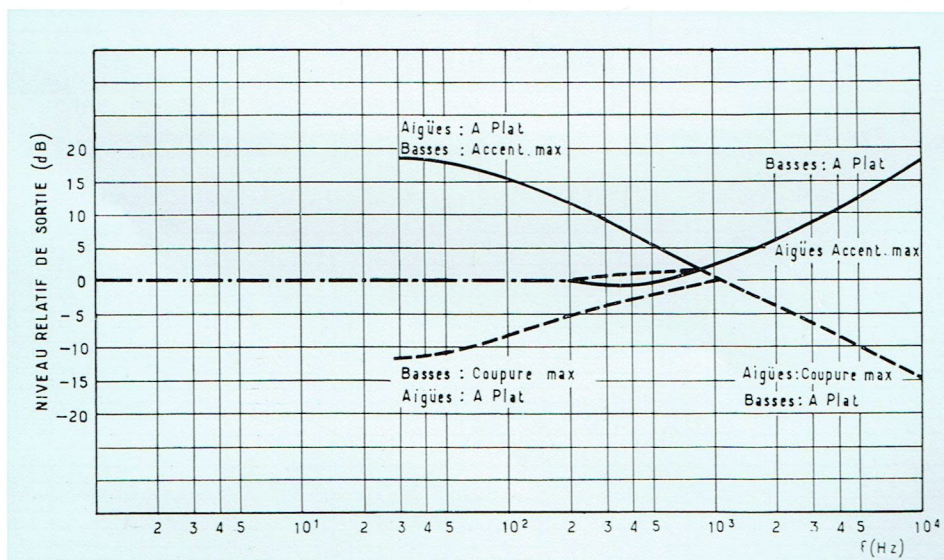


Figure 77. — Caractéristiques de correction de tonalité du préamplificateur stéréophonique.

Les informations et les schémas contenus dans cette documentation sont donnés sans garantie quant à leur protection éventuelle par des brevets. Les textes et les figures de la présente Brochure ne peuvent être légalement reproduits sans un accord écrit du Bureau de Documentation de la Radiotechnique. La source doit être citée complètement.

