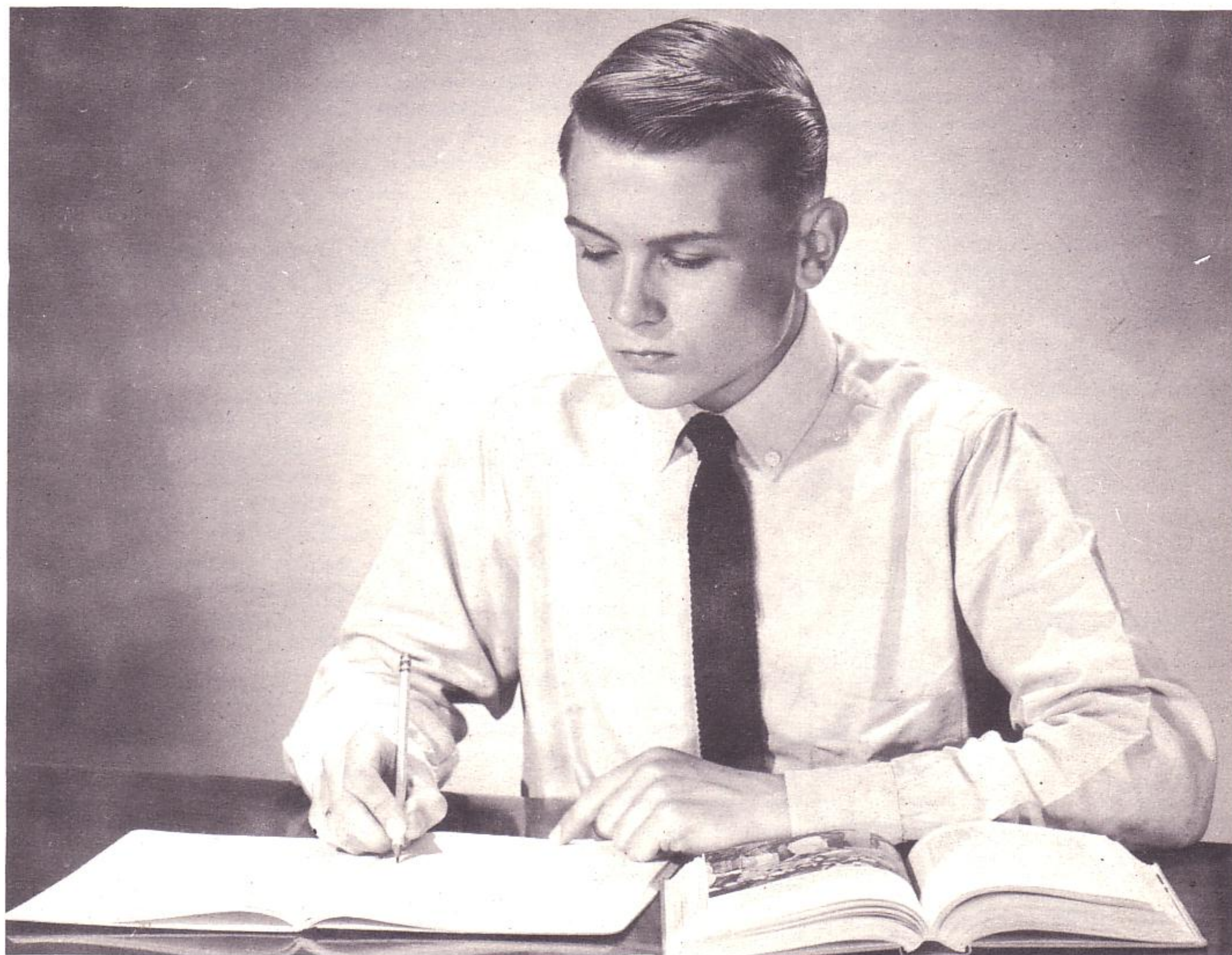


37

vosre Carrière

REVUE de TECHNIQUE RADIO

magazine des futurs életroniqueiens



hebdomadaire pour la formation professionnelle - 11 - 17 novembre 1965 - le numéro 1,60 F.

SUISSE 1,70 FS
BELGIQUE 23 FB
MAROC 1,85 Dh

ALGERIE 1,80 FA
TUNISIE 1,70 M
ALLEMAGNE 1,80 DM

GRANDE - BRETAGNE 3,5 sh
CANADA 50 cts
U.S.A. 50 cts

*vo*tre *Carrière*

revue hebdomadaire

DIRECTION - ADMINISTRATION - ABONNEMENTS: Editions CHIRON - 40, rue de Seine
Tél. 633.18-93 - Paris (6^e) - C.C.P. 53-35.



La revue est en vente aux kiosques, chaque semaine: si le kiosque en est démuné, demandez l'envoi hebdomadaire directement à votre domicile.

Directrice: *Mme Etienne Chiron.*

Secrétaire de rédaction: *J. Lavergne*

ABONNEMENTS

Les abonnements peuvent être souscrits en cours d'année, à n'importe quelle date. Les numéros déjà parus au moment de la souscription seront envoyés en une seule expédition.
France - 1 an (52 numéros) = 70 F;
6 mois (26 numéros) = 38 F. -
Etranger - 1 an = 90 F - Si vous possédez déjà des numéros, vous pouvez déduire la somme de 1,20 F par numéro.

S'adresser aux Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris - C.C.P. 53-35.

Les anciens numéros peuvent être commandés séparément au prix unitaire (1,60 F).

Aucun envoi contre remboursement.

RENSEIGNEMENTS

Toute demande de renseignements doit être accompagnée d'une enveloppe timbrée à votre adresse.

S'adresser: Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris.

PUBLICITE

PUBLEDITEC - 13, Rue C. Lecocq
Tél. 250.88-04 et 88-05 - Paris, 15^e.

Cette Revue sera contrôlée par l' O. J. D.

DISTRIBUTION

Nouvelles Messageries de la Presse Parisienne - 11, Rue Réamur - Paris.

COPYRIGHT

Dépôt légal éditeur 34 - 2^e trim. '65
Périodique N. 42 905 à la Commission Paritaire de la Presse.

Tous droits de reproduction, même partielle, réservés pour tous pays.

Sommaire

★ Courrier des lecteurs et Courrier technique . . .	page 2
★ Equipement et Composants	» 3
★ Informations	» 4
★ Distorsion et contre-réaction en basse fréquence . . .	» 5
★ La construction des amplificateurs basse fréquence - Généralités	» 14
★ Questions sur les 109 ^{ème} et 110 ^{ème} leçons	» 23
★ Réponses aux questions du numéro précédent	» 23
★ La construction des amplificateurs basse fréquence - Le préamplificateur	» 24
★ Dictionnaire Anglais-Français d'Electronique	» 29

Courrier des lecteurs

" **Votre Carrière** " décide d'accepter désormais les **Petites Annonces**, brèves (maximum 4 lignes), pour les rubriques suivantes:

- offres d'emploi
- demandes d'emploi
- achat, vente et échange de matériel d'occasion
- offre de service, tels que dépannage, montage*, etc.

* à l'exclusion de la vente de matériel neuf, qui est réservée à nos pages de publicité.

TARIF: 6 F la ligne de 40 signes et espaces.

Courrier technique

Mr André R. - Pontcharra, 38: demande des éclaircissements concernant la modulation de fréquence.

La formule que vous nous indiquez est exacte, mais c'est une formule pratique approximative, qui, pour sa simplicité, est généralement employée. On l'obtient en raisonnant comme suit:

A déviation de fréquence Δf constante, l'indice de modulation m est inversement proportionnel à la fréquence de modulation F . C'est, par conséquent aux fréquences basses de la modulation que m a les valeurs les plus élevées. Dans les transmissions de haute fidélité (radiodiffusion), F descend jusqu'à 50 Hz et la déviation de fréquence Δf a pour valeur 75 kHz; ce qui donne:

$$m = \frac{\Delta f}{F} = \frac{75\,000}{50} = 1\,500$$

Le spectre de fréquences comporte alors un très grand nombre de raies, distantes les unes des autres de 50 Hz et d'amplitudes décroissantes s'annulant pratiquement au delà de: $\Delta f + F = 75\,050$ Hz.

Lorsque F croît, m diminue (pour $F = 15$ kHz — fréquence de modulation la plus élevée —, m tombe à 5); les raies se resserrent et, pratiquement, le

spectre de fréquences s'étend peu au delà de $f + \Delta f + F$, f étant la fréquence de l'onde porteuse.

Dans ces conditions, la bande passante a pour largeur

$$B = (f + \Delta f + F) - (f - \Delta f + F)$$

$$B = 2 \Delta f + 2 F$$

$$B = 2 (\Delta f + F)$$

que l'on peut encore écrire, en faisant apparaître l'indice de modulation m :

$$B = 2 \left(\frac{\Delta f}{F} + 1 \right) F$$

$$B = 2 (m + 1) F$$

Pour $m = 5$.

$$B = 2 (5 + 1) F = 2 \times 6F = 12F$$

si $F = 15$ kHz, $B = 12 \times 15 = 180$ kHz

Cette formule, répétons le, n'est qu'approximative. Elle donne la valeur minimale de la largeur de la bande passante des circuits, valeur au dessous de laquelle il ne faut pas descendre sous peine de perdre le bénéfice des avantages de la modulation de fréquence.

Si l'on désire plus de précision, une étude mathématique poussée, utilisant les fonctions de Bessel (donc très compliquée), est indispensable. C'est, précisément, à partir des résultats de cette étude (et non pas d'après la formule pratique ci-dessus) que le tableau 78 a été établi. Il est donc, lui aussi, exact,

Équipement et Composants

La fabrication des condensateurs variables et des blocs d'accord UHF

(voir Numéro précédent)

Hall de montage

C'est le plus grand atelier de l'usine.

Les cages des tuners reçoivent d'abord les condensateurs de traversée (by-pass de découplage) qui serviront à l'alimentation du tuner. Cette précaution est indispensable pour respecter les normes limitant les rayonnements parasites, particulièrement sévères à l'exportation (Allemagne Fédérale). Le procédé utilisé pour leur soudure (four à gaz) a été retenu comme étant le plus efficace des procédés expérimentés.

Les condensateurs variables sont ensuite assemblés dans la cage du tuner.

Ces opérations sont séparées par de nombreux contrôles; toutefois, par suite de la régularité de cette fabrication bien stabilisée, une mesure unitaire systématique de la capacité des condensateurs variables, effectuée à l'origine, a été remplacée par un contrôle à simples prélèvements.

Se succèdent ensuite les opérations de câblage proprement dites - (condensateurs fixes, résistances d'alimentation, bobinages FI, transistors).

Le tuner terminé est soigneusement contrôlé puis subit les opérations d'alignement effectuées sur des baies spéciales qui ont trois objectifs principaux.

— couvrir, avec une sécurité suffisante, la gamme de fréquence allouée à l'ensemble des émetteurs UHF (pour la France 470 à 860 MHz).

— assurer une bande passante et une forme de courbe aussi constante que possible sur toute cette gamme (section amplificateur UHF).

— assurer un écart de fréquence constant (égal à la valeur de la moyenne fréquence entre l'oscillateur et le filtre de bande: « tracking »).

L'appareil réglé passe à nouveau sur une baie de contrôle. C'est le « super contrôle » opération ayant pour but de vérifier unitairement l'alignement des appareils.

Enfin, avant l'emballage, un service rattaché à la direction du département Télévision de Montreuil, assure un contrôle, par prélèvements, des principales performances des appareils.

Appareillage de réglage

Ces opérations de réglage qui, avec les contrôles, garantissent les performances des tuners, nécessitent quelques commentaires.

Lors du démarrage des études en 1960-61, le département Télévision a été amené à définir et à réaliser entièrement les baies de réglage, car il n'existait pratiquement à cette époque, aucun matériel fonctionnel sur le marché.

Une notion fondamentale, dans le calcul de l'amortissement de cet outillage, était le « nombre de tuners ré-

glés par jour et par baie ». Il était donc indispensable d'étudier de près le poste de travail et les méthodes opératoires en vue du rendement optimum, dans les meilleures conditions de travail.

Cet objectif défini, une baie a été réalisée et expérimentée, tous les tiroirs étant interchangeable, pour un dépannage immédiat, un changement de standard (français, CCIR, OIPT...) ou de modèle (demi-onde, tubes transistors).

Un autre objectif portait sur la robustesse du matériel par suite de son utilisation intensive. En particulier pour le générateur UHF à fréquence wobulée, nous avons été amené à développer une cavité à piston mobile qui résiste actuellement pendant plus d'une année à une moyenne quotidienne de 500 allers et retours.

Le Département Télévision a ensuite réalisé 70 de ces baies de réglage qui sont utilisées dans les différentes usines et les laboratoires de la Société, et dont une partie a été cédée à nos licenciés étrangers (Italie, Espagne).

Chaque baie permet d'atteindre une activité d'environ 110 à 120 tuners réglés par jour, et peut atteindre 200 à 300 unités pour des opératrices bien entraînées.

Nous avons pu d'ailleurs admirer la dextérité de ces spécialistes qui sans la moindre hésitation, plient les différents secteurs des lames du condensateur pour réaliser l'alignement de ce dernier, apparaissant sur l'oscilloscope par une même hauteur de deux « bosses ».

Contrôle

Un niveau de qualité élevé est aussi obtenu grâce à une surveillance rigoureuse en fabrication. Les postes de contrôle ont été implantés par expérience, aux points névralgiques, entre les postes de travail.

Deux articulations sont particulièrement importantes:

- la première entre « montage et alignement ».
- la seconde avant « emballage » (super contrôle).

En outre, un laboratoire de Contrôle rattaché directement à la Direction du Département Télévision et travaillant par prélèvements examine environ 10% de la production, en particulier:

- la couverture de la gamme.
- la forme de la bande passante de filtre.
- le gain.
- le bruit.
- le backlash.
- la microphonie.

La mesure des dérivés de la fréquence de l'oscillateur local en fonction de la température et la tension

d'alimentation (particulièrement dans le Standard français) sont effectuées à Montreuil par des méthodes d'enregistrement. Elles nécessitent un appareillage compliqué et délicat.

Enfin, la section « qualité » de l'usine de Montreuil assure un nouveau contrôle par prélèvements qui permet de situer le niveau de qualité de l'ensemble des livraisons reçues journallement d'Elbeuf et de Champigny.

Remarques sur l'évolution des fabrications

Les premières fabrications portaient sur des tuners équipés de lampes. Elles se sont heurtées à quelques difficultés dues à ces tubes, à leur support, au câblage assez complexe. Le passage des tubes aux transistors, et en particulier au type AF 139 (germanium, mesa, PNP) fabriqué par SIEMENS, a amené un progrès spectaculaire grâce à:

- ses performances élevées (bruit, gain).
- ses qualités industrielles (faible dispersion des paramètres).
- la simplification du câblage.

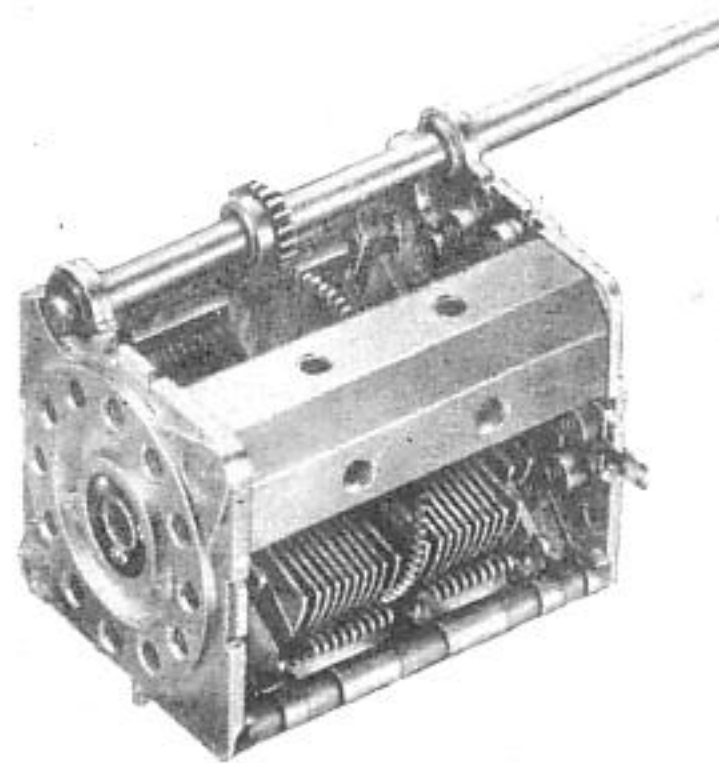
Cette évolution n'a pas eu lieu, à l'époque, sans appréhension; en fait, elle a amené un notable accroissement du niveau de qualité et de la fiabilité du tuner.

Conclusion

On ne peut que souligner, la volonté de qualité et le soin prodigué à ce matériel à tous les stades de la

fabrication (argenture), des réglages (double vérification) et des contrôles, et comprendre par là, que ce produit, destiné à une utilisation « Grand Public » est, en fait traité avec les méthodes spécifiques du matériel Professionnel, ce qui explique sans doute le succès qu'il rencontre auprès des utilisateurs et les 20 millions de condensateurs produits durant les 43 ans d'existence de la Société.

C'est ainsi qu'un des derniers condensateurs variables produit peut être disposé dans 12 positions différentes et commandé de trois côtés.



Un condensateur variable miniature antimicrophonique de la SERIE 16 000

Ces commandes peuvent être directes ou démultipliées dans cinq rapports allant jusqu'à 24/1.

L'objectif de cette Société est de produire du matériel de qualité en évoluant sans cesse pour devancer la demande d'un marché où règne une concurrence de plus en plus sévère, et contribuer ainsi à maintenir et à faire connaître le réputation de la marque Arena.

Informations

Effectifs des entreprises d'électronique françaises

Le syndicat général de la Construction Electrique a établi pour l'année 1964, les statistiques du personnel employé par les firmes installées en France.

Nous en extrayons ces renseignements concernant l'industrie électronique.

15 entreprises emploient plus de 1 000 personnes; ensemble, elles groupent un personnel de 52 500 personnes, soit 52% des effectifs de la profession, réalisent 50% du chiffre d'affaire de la profession (2,75 milliards de francs 1964).

25 entreprises emploient de 500 à 999 personnes, groupent 18 275 personnes soit 18,3% des effectifs et 17,6% du chiffre d'affaire de la profession.

24 entreprises emploient de 300 à 499 personnes, groupent 9 518 personnes soit 9,4% des effectifs, et

font 8,6% du C.A. de la profession.

18 entreprises emploient de 200 à 299 personnes, groupent 4 407 personnes soit 4,4% des effectifs et font 5,4% du C.A. de la profession.

46 entreprises emploient de 100 à 199 personnes, groupent 6 448 personnes soit 6,4% des effectifs et font 7,9% du C.A. de la profession.

65 entreprises emploient de 50 à 99 personnes, groupent 4 596 personnes, soit 4,6% des effectifs et font 4,8% du C.A. de la profession.

110 entreprises emploient de 20 à 49 personnes, groupent 3 487 personnes, soit 3,4% des effectifs et font 4,8% du C.A. de la profession.

63 entreprises emploient de 10 à 19 personnes, groupent 866 personnes soit 0,8% des effectifs et font 0,9% du C.A. de la profession.

Remarquons bien que les 100 178 emplois recensés ici concernent l'industrie, c'est-à-dire uniquement la production d'appareils électroniques; il faut se rappeler les effectifs très importants qui s'y ajoutent:

— pour la distribution du matériel électronique (commerce et installation, importation, exportation).

— pour les services du matériel é-

lectronique (centrales de dépannage et d'entretien du matériel grand public, des machines électriques industrielles, des installations publiques, et administratives, utilisant le matériel électronique).

— pour l'exploitation du matériel électronique de diffusion (radio et télévision).

— pour l'exploitation du matériel électronique de télécommunications (R et TV, en radio, en télex, etc... aviation, marine, police, services de santé, exploitations outremer sur grandes surfaces ou en milieu privé d'infrastructure: pétrole, forêts, mines, etc...).

— pour l'exploitation du matériel électronique de détection, de télécommande, d'exploitation: terrestre, maritime, astronomique, etc...

Quatre cent mille personnes seraient pour le moins, dénombrées.

—ooo—

La Recherche Scientifique et Technique en France, recevra en 1966, quinze pour cent de plus qu'en 1965 pour son budget de Recherches, soit 1,4 milliard de francs, alloués par

(suite page 31)

DISTORSION ET CONTRE - REACTION EN BASSE FREQUENCE

LA DISTORSION

On dit qu'un amplificateur est affecté de distorsion lorsque la forme d'onde du signal de sortie ne correspond pas à celle du signal appliqué à l'entrée.

En étudiant les formes d'onde on a vu que, la forme d'un signal, d'une tension électrique — provenant d'un microphone par exemple — dépendait des amplitudes et des phases relatives des divers composants sinusoïdaux du signal.

Tout ce qui altère ces rapports précis d'amplitude ou de phase amène de la distorsion. Un autre genre de distorsion est celui introduit par des dispositifs qui ajoutent des signaux parasites à la tension du signal appliqué à l'entrée; ces signaux parasites en modifient le contenu harmonique et, par suite, altèrent la forme d'onde.

En résumé, les distorsions pouvant se produire dans un amplificateur sont de quatre types différents:

- 1 - Distorsion de fréquence.
- 2 - Distorsion de phase.
- 3 - Distorsion d'amplitude.
- 4 - Distorsion d'intermodulation.

Les deux premiers types se manifestent quand le gain de l'amplificateur n'est pas uniforme pour toutes les fréquences. Ils sont dus aux éléments réactifs de l'amplificateur: condensateurs de liaison, transformateurs (de sortie et de liaison), condensateurs de découplage. A ce point de vue, le couplage par résistance-capacité (RC) est préférable au couplage par transformateurs, car il permet une meilleure transmission des différentes fréquences. Les deux types de distorsion que nous venons de citer ne se produisent pas, si le signal d'entrée provient d'un son pur puisque dans ce cas particulier on a une fréquence unique.

Due aux tubes ou aux transistors (eux-même) et à la non-linéarité de leurs caractéristiques dynamiques, la distorsion d'amplitude se traduit par l'apparition d'harmoniques indésirables qui déforment même des signaux parfaitement sinusoïdaux à l'entrée. Cela est également vrai, pour la distorsion d'intermodulation. Ces deux distorsions vont de pair et sont extrêmement gênantes.

Examinons maintenant d'une manière plus détaillée les différentes formes de distorsion.

Distorsion de fréquence. — Ce type de distorsion se produit quand certaines fréquences qui composent un signal complexe sont plus amplifiées que d'autres. La **figure 1** montre comment la distorsion de fréquence peut altérer la forme d'onde d'un signal comportant une fondamentale et sa troisième harmonique. A gauche de la

figure, nous voyons la forme du signal appliqué à l'entrée et l'amplitude relative de ses deux composants; à droite, par contre, nous voyons l'amplitude des deux composants à la sortie de l'amplificateur et le signal qui en résulte. Pour expliquer le phénomène, il faut considérer la « courbe de réponse » d'un amplificateur.

Un exemple de courbe de réponse est donné sur la **figure 2**; la fréquence est portée en abscisses, avec une échelle logarithmique tandis que le niveau de sortie est indiqué en ordonnées, le niveau d'entrée restant constant. Le niveau de sortie diminue rapidement aux deux extrémités de la bande, en dessous de 50 Hz et au-dessus de 12 000 Hz. Par contre, la partie de la courbe entre ces deux fréquences est sensiblement linéaire. Cette courbe de réponse signifie que, dans cet amplificateur particulier, tous les signaux sinusoïdaux dont la fréquence est comprise entre 50 et 12 000 Hz seront amplifiés d'une manière uniforme. Par contre, ceux dont la fréquence est en dehors de ces limites seront d'autant plus atténués qu'ils s'en éloigneront davantage.

Avec une courbe de réponse du type de celle de la **figure 2**, on pourrait penser que **tous** les signaux ayant une fréquence comprise entre 50 et 12 000 Hz sont uniformément amplifiés. Or, il n'en est rien, cela n'est vrai que pour des signaux **sinusoïdaux**. En effet, il peut arriver que des signaux complexes — qui comprennent, un certain nombre d'harmoniques d'ordres supérieurs — aient leur fréquence fondamentale comprise dans la partie linéaire de la courbe de réponse de l'amplificateur tandis que les harmoniques supérieures de cette fondamentale tombent à l'extérieur et de ce fait, subissent une certaine atténuation ou, plus exactement, une plus faible amplification.

Si nous reprenons l'exemple de la **figure 1**, dans lequel le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur se compose de deux oscillations seulement — la fondamentale et son harmonique 3 — et si nous supposons que la fréquence de la fondamentale est de 6 000 Hz (donc 18 000 Hz pour l'harmonique), nous voyons que, si la courbe de réponse est celle de la **figure 2**, la fondamentale sera amplifiée normalement — puisque sa fréquence est comprise dans la bande passante de l'amplificateur — tandis que son harmonique 3, dont la fréquence est située en dehors de cette bande passante, sera beaucoup moins amplifiée. Ceci se voit clairement sur la **figure 1**, si l'on compare les amplitudes relatives de la fondamentale et de l'harmonique 3 à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. L'al-

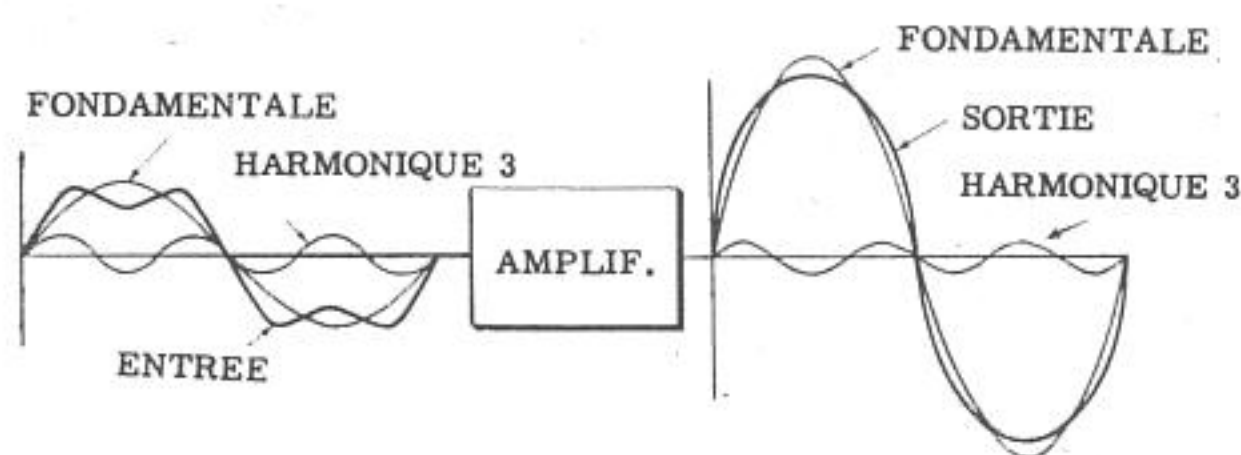


Fig. 1 - Distorsion de la forme d'onde d'un signal après passage dans un amplificateur affecté de distorsion de fréquence. À gauche de l'amplificateur, on a représenté le signal d'entrée (ENTREE) produit de la combinaison de la fondamentale et de son harmonique 3; ces deux fréquences ont été également représentées séparément. À droite, la forme d'onde du signal amplifié (SORTIE) et ses deux composantes (fondamentale et harmonique 3) inégalement amplifiées.

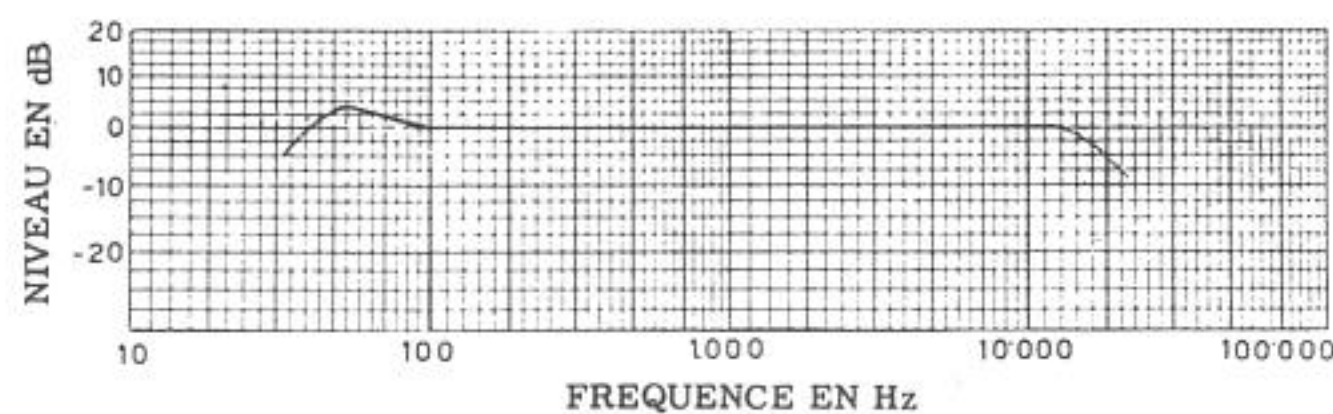


Fig. 2 - Exemple de courbe de réponse d'un amplificateur basse fréquence de bonne qualité. L'amplification est uniforme pour toutes les fréquences comprises entre 50 et 12 000 Hz. On remarquera, toutefois, que l'amplification ne peut plus être considérée comme uniforme pour les harmoniques des fréquences élevées puisque, par exemple, l'harmonique 2 d'un signal de 10 000 Hz, soit 20 000 Hz, tombe en dehors de la partie droite de la courbe et subit de ce fait une forte atténuation.

tération du rapport des amplitudes détermine une déformation évidente du signal de sortie.

Les tensions BF correspondant à des sons provenant d'instruments de musique ou de la voix humaine, sont réellement très complexes et comprennent des harmoniques de rang très élevé. Il est donc souhaitable que la bande passante d'un amplificateur sonore soit aussi large que possible, de manière à amplifier également toutes les fréquences du spectre sonore et leurs harmoniques les plus élevées. Heureusement, plus l'harmonique est de rang élevé, moins grande est son amplitude relative et c'est pourquoi, même pour une reproduction de bonne qualité, on peut négliger les harmoniques d'ordre supérieur à 10.

Naturellement, la limite inférieure de la bande passante a également son importance, car elle détermine la fréquence la plus basse pouvant être reproduite sans distorsion. Un bon amplificateur doit pouvoir reproduire linéairement des fréquences de l'ordre de 50 Hz, pour que ne soient pas atténuées les notes les plus basses de nombreux instruments musicaux.

Quand des signaux passent dans un amplificateur, ils subissent presque toujours une rotation de phase; l'amplificateur est alors affecté de distorsion de phase. Ce déphasage dépend, en partie, de leur fréquence parce qu'en dehors du tube qui produit une inversion de phase constante à toutes les fréquences, les éléments de couplage entre étages sont principalement constitués par des réactances qui, se comportent de façon différente selon la fréquence. Quand le signal d'entrée est purement sinusoïdal aucune distorsion n'intervient puisque la forme d'onde du signal de sortie, même déphasé, reste identique à celle d'entrée. Par contre, pour un signal complexe, la tension de sortie ne sera l'image amplifiée de la tension d'entrée que si les différentes fréquences harmoniques composantes sont **toutes** déphasées d'une quantité égale.

En d'autres termes, une distorsion ne se produit que dans le cas où les angles de phase relatifs des différents composants du signal constituant la tension d'entrée sont altérés d'une manière proportionnelle à la fréquence, c'est-à-dire quand les harmoniques ne subis-

sent pas le même déphasage que la fondamentale. En réalité, quand une forme d'onde complexe est appliquée à l'entrée d'un amplificateur, chaque fréquence composante peut être déphasée différemment, de telle sorte que la tension recueillie à la sortie, n'est plus la reproduction fidèle de celle appliquée à l'entrée.

La **figure 3** montre la déformation d'un signal amplifié par un circuit introduisant une distorsion de phase. Pour simplifier, nous avons supposé que le signal n'était composé que de la fondamentale et de l'harmonique 3. Supposons, en outre, pour ne pas avoir à tenir compte d'une éventuelle distorsion de fréquence, que la fondamentale et l'harmonique 3 sont toutes deux comprises dans la bande passante de l'amplificateur. Dans ces conditions les amplitudes relatives de ces deux composantes ne varient pas et l'on n'observe aucune distorsion de fréquence. Mais ce circuit introduit un déphasage variable avec la fréquence et l'on voit, sur la partie droite de la figure, que dans le signal de sortie l'harmonique 3 est déphasée de 90° sur la fondamentale (alors qu'elles étaient en phase à l'entrée). Il en résulte, évidemment, une forme d'onde du signal de sortie différente de celle du signal d'entrée.

En pratique, on constate que les distorsions de fréquence et de phase se produisent, invariablement l'une et l'autre en même temps. Nous les avons examinées séparément, dans les figures 1 et 3, uniquement dans le but de rendre plus clair le mécanisme de production de ces distorsions de même origine; en outre, nous avons considéré le cas d'un signal de forme très simple. Dans la réalité, on a toujours à faire à des tensions beaucoup plus complexes, composées d'un nombre élevé d'harmoniques; chacune d'elles subit une distorsion de fréquence et de phase qui lui sont propres et il s'ensuit que l'étude du phénomène est infiniment plus compliquée que celle que nous venons de faire. Pour réduire autant que possible les distorsions de fréquence de phase, il faut calculer avec un soin particulier les éléments de couplage entre les différents étages de l'amplificateur.

Distorsion d'amplitude. - Si un étage amplificateur à tube électronique travaille dans une partie **non linéaire** de la caractéristique dynamique du tube, toute

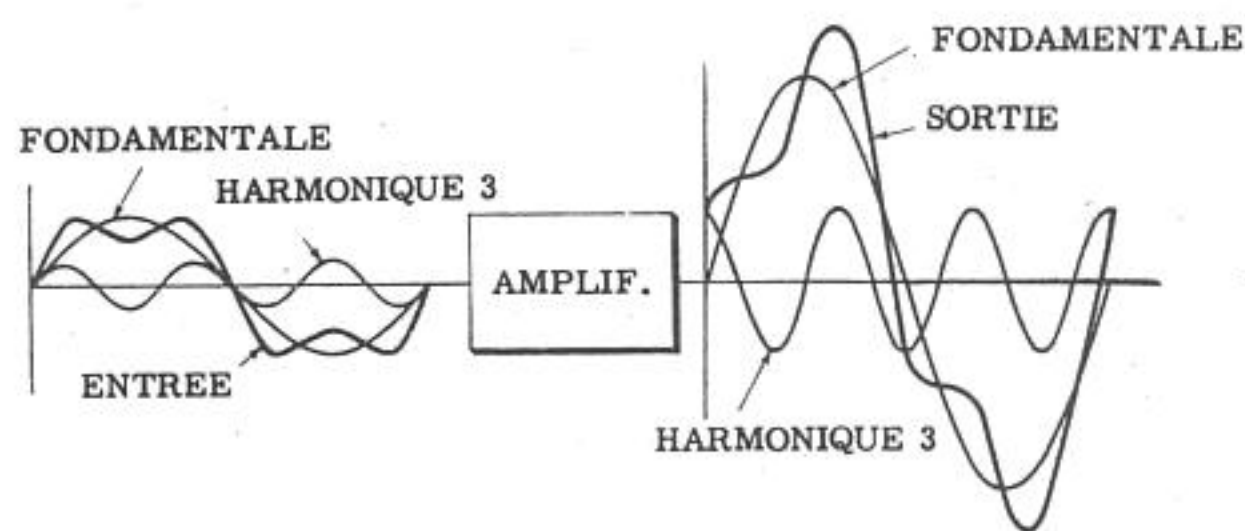


Fig. 3 - Distorsion de la forme d'onde du signal à la suite de son passage dans un amplificateur introduisant une distorsion de phase. À gauche, signal d'entrée et ses deux composantes (fondamentale et harmonique 3). L'amplificateur, pris pour exemple, introduit un déphasage de 90° sur la seule composante harmonique, d'où la forme du signal de sortie très différente de celle du signal d'entrée.

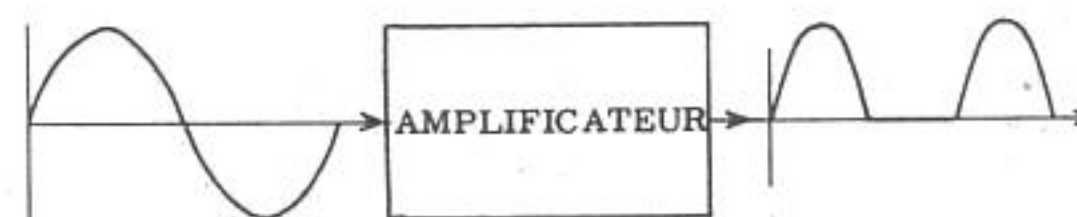


Fig. 4 - Signal d'entrée (à gauche) et signal de sortie (à droite), après son passage dans un amplificateur classe B non saturé. Il est évident que cet étage (non symétrique) se comporte comme un véritable redresseur et les alternances négatives du signal ont été entièrement supprimées. Dans un étage symétrique (push-pull), l'alternance négative serait rétablie et le signal de sortie aurait une forme identique, à celui d'entrée.

variation de la tension de la grille de commande (déterminée par la tension du signal appliqué à l'entrée) produira une variation du courant anodique qui ne lui sera pas directement proportionnelle et cela justement parce que le tube ne fonctionnera pas dans une partie rectiligne de sa caractéristique dynamique. Il en résultera donc une distorsion appelée « distorsion d'amplitude » ou, encore, « de non linéarité ». Dans un tel cas, l'amplificateur engendrera des composantes harmoniques qui viendront s'ajouter à celles déjà présentes dans le signal d'entrée.

La distorsion d'amplitude ne se manifeste que faiblement dans les amplificateurs de la classe A. Par contre, elle est toujours très grande dans les amplificateurs des classes B ou C.

Considérons, par exemple, une tension sinusoïdale appliquée à l'entrée d'un amplificateur classe B et supposons, en outre, que l'amplitude de ce signal est telle que l'étage se trouve saturé.

Tout d'abord, la **figure 4** représente les tensions d'entrée et de sortie d'un amplificateur classe B non saturé. Mais si l'amplitude du signal d'entrée est telle que la partie linéaire de la courbe caractéristique se trouve être dépassée du côté des tensions positives, il se produit une distorsion de l'alternance positive (**figure 5**). Au dessous du « cut-off » (tension de polarisation négative annulant le courant plaque) le courant anodique devient nul, quelle que soit la tension négative appliquée sur la grille de commande. De même, lorsqu'on dépasse le point de saturation le courant anodique n'augmente plus, quelle que soit la tension positive appliquée sur la grille de commande. Donc, si l'amplitude de la tension d'entrée est suffisamment forte pour que le tube soit saturé pendant une partie de l'alternance positive du signal, la partie supérieure de l'alternance positive du signal de sortie sera rabotée. Ce type de distorsion est souvent spécialement produit pour obtenir des tensions de forme d'onde particulière, utilisées pour des usages déterminés. Les nouvelles fréquences introduites par l'amplificateur classe B saturé, sont représentées sur la **figure 5-B**, qui montre que plusieurs harmoni-

ques ont été ainsi ajoutées à la fondamentale pure, lors du passage du signal dans l'amplificateur.

La distorsion d'amplitude ne se produit d'ailleurs pas seulement lorsque la tension BF appliquée à la grille a une amplitude telle que le tube travaille dans les parties courbes de sa caractéristique dynamique pendant une grande partie du cycle. Il suffit que, même pendant un court instant correspondant aux crêtes du signal, le tube travaille en dehors de la partie linéaire de la dite caractéristique pour que ces distorsions se manifestent. Même dans ce dernier cas, des composantes harmoniques de la fondamentale, plus particulièrement l'harmonique 2, prennent naissance et changent la forme du signal amplifié. Le meilleur moyen pour réduire la distorsion d'amplitude consiste à faire travailler tous les étages en amplificateurs classe A, en s'assurant de ne jamais appliquer à leurs entrées des tensions BF susceptibles de les saturer. On est certain ainsi, de toujours travailler dans la partie linéaire de la caractéristique dynamique des tubes.

Distorsion d'intermodulation. - Un signal complexe contient, au moins deux fréquences composantes. Si l'on applique un tel signal à l'entrée d'un amplificateur fonctionnant sur une partie non linéaire de sa caractéristique, on a une distorsion d'intermodulation.

Ce type de distorsion, bien qu'il se produise dans les mêmes circonstances que la distorsion d'amplitude, a des effets très différents.

La distorsion d'amplitude entraîne la naissance de signaux ayant une **fréquence multiple de celle du signal d'entrée**; ces harmoniques s'ajoutent au signal original et en modifient sa forme. La distorsion d'intermodulation, par contre, provoque la formation de signaux parasites **de fréquence égale à la somme et à la différence** de la fondamentale et de l'une des harmoniques ou de deux harmoniques quelconques du signal d'entrée.

Une condition nécessaire pour produire une distorsion d'intermodulation est que le signal d'entrée ne soit pas sinusoïdal, mais comporte au moins deux harmoniques.

La **figure 6** montre, à titre d'exemple, les deux nouvelles fréquences qui apparaissent lorsqu'on applique

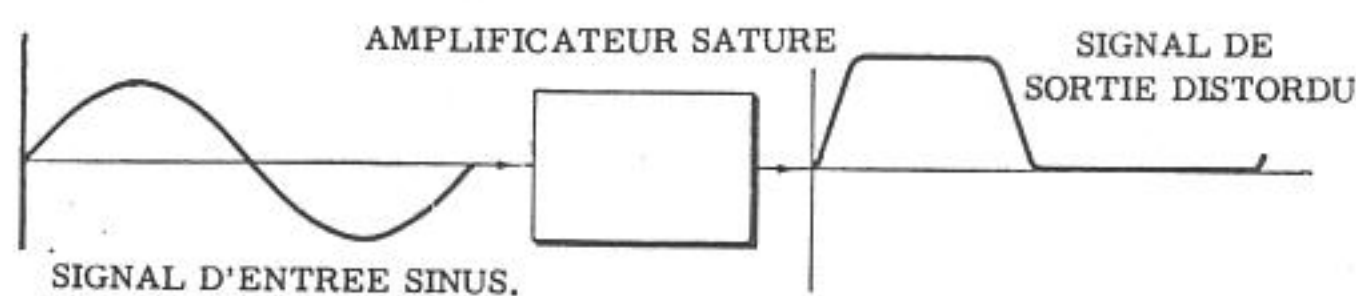


Fig. 5-A - Dans un amplificateur classe B saturé, la distorsion du signal de sortie est importante.

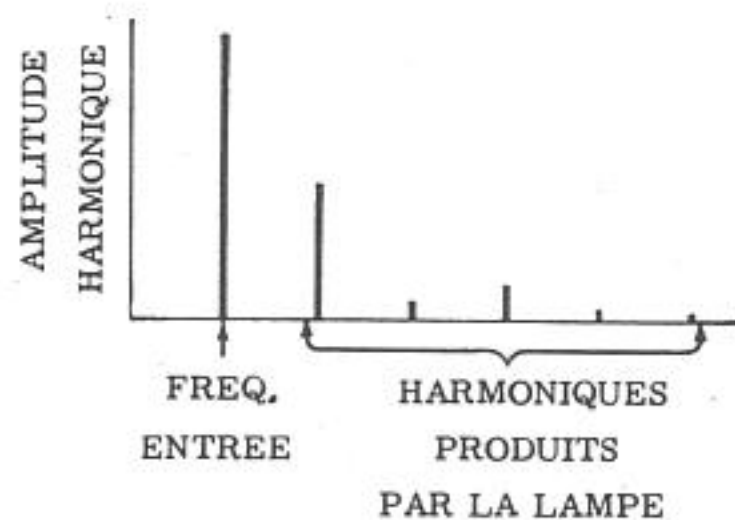


Fig. 5 B - Dans les cas de la figure 5 A, le tube introduit des fréquences harmoniques dont les différentes amplitudes sont représentées ici.

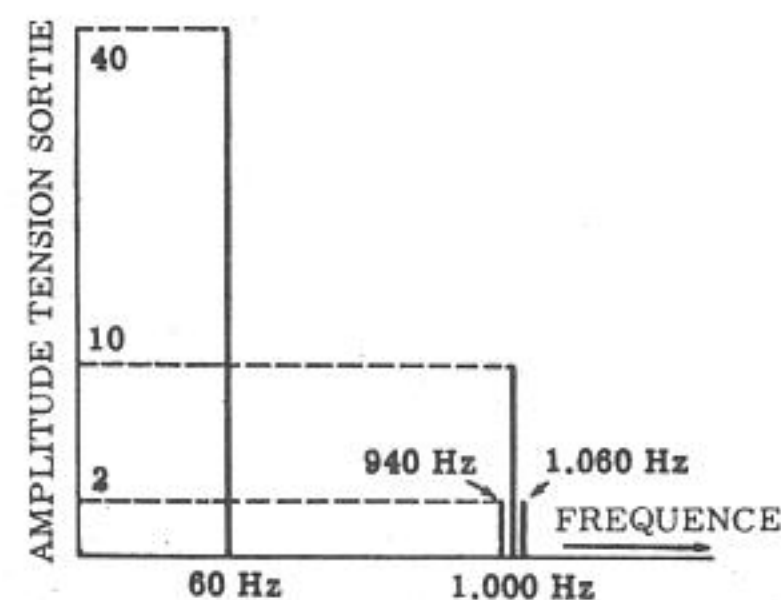


Fig. 6 - Fréquences d'intermodulation produites par la combinaison de deux signaux, 60 et 1 000 Hz, appliqués à un tube amplificateur affecté de distorsion d'intermodulation.

en même temps deux signaux sinusoïdaux, un de 60 Hz et l'autre de 1 000 Hz, à l'entrée d'un amplificateur affecté de distorsions d'intermodulation. Les deux nouvelles fréquences produites, 940 et 1 060 Hz, ne sont harmoniques d'aucune des deux fréquences appliquées à l'entrée, elles sont respectivement égales à leurs différence et à leur somme. Mais, parce que la distorsion d'intermodulation est toujours accompagnée de distorsion d'amplitude, on trouvera également dans le signal de sortie les harmoniques de 60 et de 1 000 Hz, que nous n'avons pas représentées sur la figure puisqu'elles ont une autre origine que celle qui nous intéresse présentement.

La distorsion d'intermodulation est la forme la plus déplaisante de distorsion pouvant affecter un amplificateur basse fréquence, car elle donne naissance à des dissonances incompatibles avec une reproduction compréhensible et agréable de la parole et la musique. Elle est beaucoup plus gênante que la distorsion d'amplitude, même en pourcentage inférieur. La distorsion d'intermodulation se produit chaque fois que les tubes amplificateurs sont surchargés ou que le circuit magnétique du transformateur de sortie est saturé. Ce type de distorsion peut être éliminé en faisant travailler les tubes et le transformateur de sortie de l'amplificateur dans la partie la plus linéaire de leurs caractéristique.

LA REACTION

Parmi tous les types de distorsion examinés plus haut, la distorsion d'amplitude (ou de non linéarité) est particulièrement grave; elle trouve son origine dans la courbure de la caractéristique dynamique des tubes. En effet, du fait de cette courbure, le courant anodique d'un tube ne varie d'une façon proportionnelle à la tension de grille qu'entre des limites assez étroites, précisément dans la partie linéaire de la caractéristique.

On peut diminuer la distorsion d'amplitude produite par un étage amplificateur en superposant au signal d'entrée, appliqué sur la grille de commande, une partie du signal de sortie recueilli sur la plaque, en faisant en sorte que sa polarité instantanée soit **opposée** à celle du signal appliqué sur la grille, c'est-à-dire de

manière que la **tension BF d'entrée et la tension de réaction soient déphasées de 180°** l'une par rapport à l'autre. On sait qu'un déphasage de cet ordre est normalement introduit par un étage amplificateur à tube électronique: il suffit donc de renvoyer une partie du signal de sortie directement sur le circuit d'entrée, simplement avec la phase dans laquelle il se trouve dans le circuit plaque, comme le montre la **figure 7**.

Un amplificateur dans lequel une partie de la tension de sortie est renvoyée sur l'entrée, quelle que soit d'ailleurs la phase avec laquelle cette tension est injectée sur la grille, est appelé **amplificateur à réaction**.

Réaction négative et positive. - Au cours de notre étude sur les oscillateurs, nous avons déjà vu que la réaction peut être de deux types différents: « la réaction positive » (ou plus brièvement « réaction ») et la « réaction négative » ou « contre-réaction ».

La **réaction négative** est précisément celle dans laquelle la **tension renvoyée sur la grille est en opposition de phase** avec celle du signal appliqué à l'entrée et qui entraîne, outre une diminution de la distorsion, une réduction du gain de l'étage.

La **réaction positive**, par contre, se produit quand la **tension renvoyée sur la grille est en phase** avec celle d'entrée. Elle augmente le gain de l'étage, comme nous l'avons expliqué dans la leçon consacrée aux récepteurs de radio et elle accroît la distorsion; on sait également que si la réaction est poussée au delà de certaines limites, elle entraîne la production d'oscillations.

La contre-réaction, pour sa part, ne réduit pas seulement la distorsion d'amplitude, elle diminue également la distorsion de fréquence et la distorsion de phase, elle élargit la bande passante de l'amplificateur et contribue à améliorer la courbe de réponse de l'ensemble en la linéarisant. L'utilisation de la contre-réaction conduit, en outre, à un fonctionnement plus stable, en rendant l'amplificateur pratiquement indépendant des variations des caractéristiques des tubes et, dans certaines limites, de la tension d'alimentation. La réaction négative, enfin, modifie la résistance interne du tube auquel elle est appliquée.

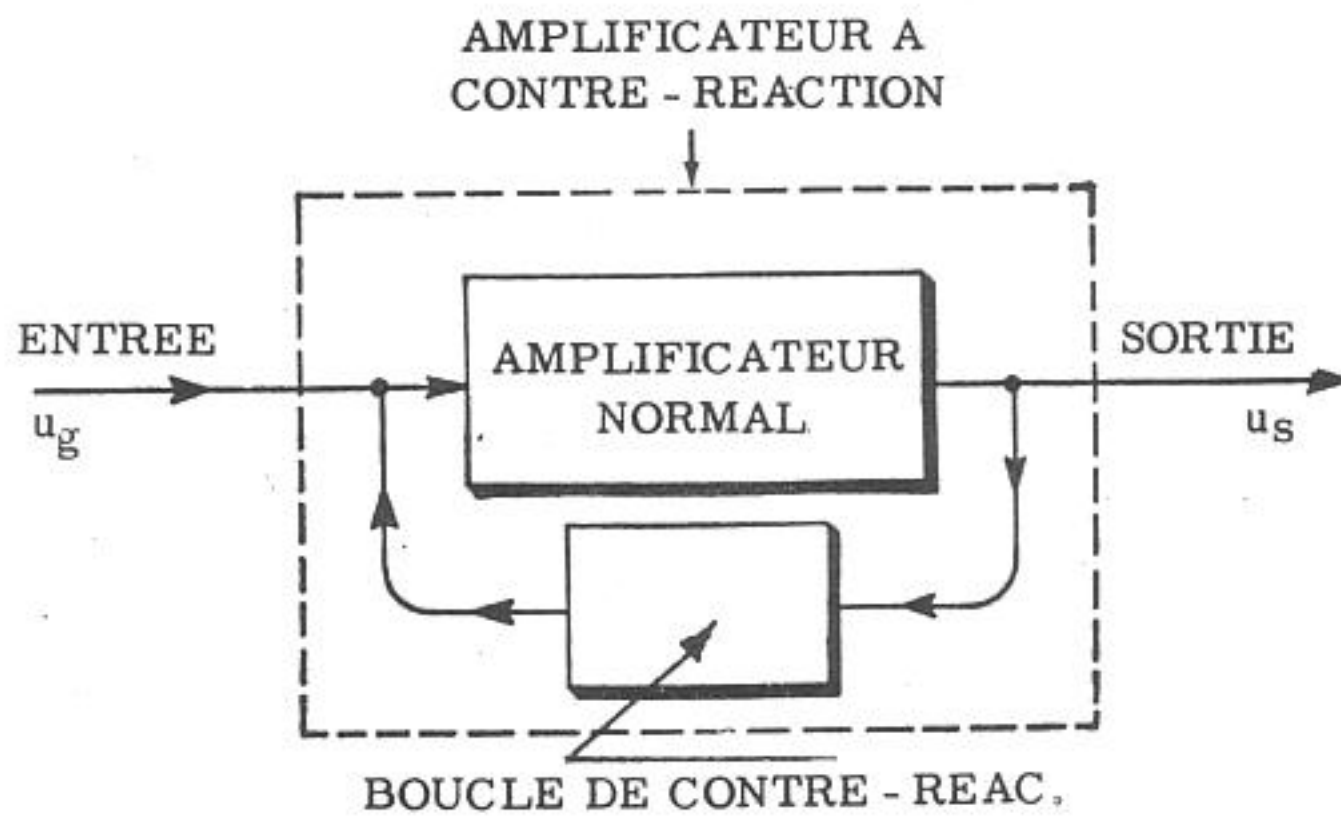


Fig. 7 - Application de la contre-réaction. La tension de contre-réaction est prélevée à la sortie (où elle est déphasée de 180° sur celle d'entrée) et réinjectée à l'entrée de l'amplificateur.

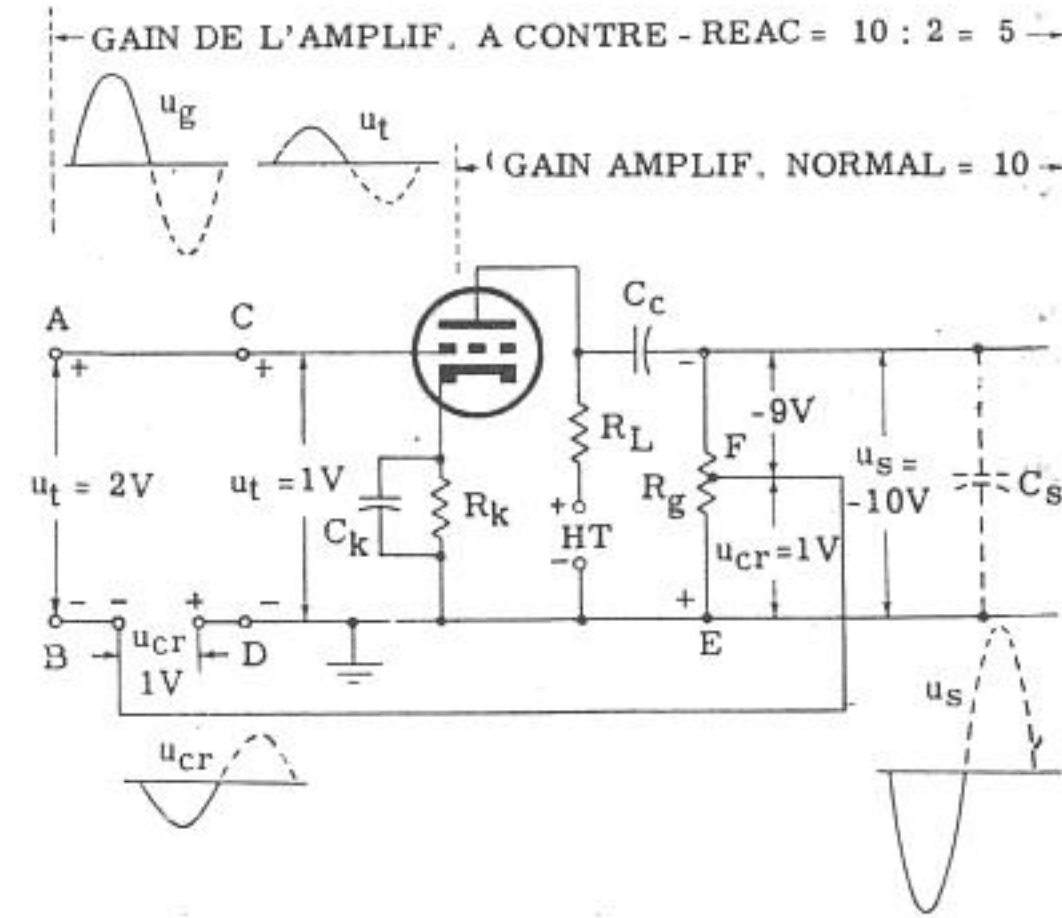


Fig. 8 - Schéma d'un montage à contre-réaction de tension.

Quand la réaction a pour conséquence une augmentation du gain de l'amplificateur, la réaction appliquée est dite positive. La réaction positive est également appelée « réaction directe ». Elle est principalement utilisée en Haute Fréquence, où la distorsion du signal n'a que peu d'importance, car elle permet d'obtenir, outre une augmentation importante du gain de l'étage, un accroissement de la sélectivité du circuit accordé. Répétons, encore une fois, que si le taux de réaction est trop élevé c'est-à-dire la pourcentage du signal renvoyé sur la grille est trop important, on provoque l'entrée en auto-oscillations du circuit, lequel cesse d'être un amplificateur pour devenir un oscillateur. Cela veut dire qu'il produit une tension de sortie même en l'absence de tout signal appliqué à son entrée; il entretient lui-même ses propres oscillations, c'est un générateur. Les applications de la réaction positive ont été étudiées en détail dans la leçon consacrée aux montages oscillateurs et nous n'y reviendrons pas.

Parfois, on fait un usage simultané de la réaction positive et de la réaction négative, on parle, alors, d'une « réaction différentielle ». Cette réaction est très souvent employée dans les générateurs pour améliorer la qualité des signaux produits: nous en avons vu un exemple d'application pratique dans la leçon consacrée à la réalisation du générateur BF. Précisons qu'elle est très rarement utilisée dans les montages amplificateurs.

Contre-réaction de tension et d'intensité. - La contre-réaction peut être de deux sortes, dépendant de la façon dont le signal est renvoyé sur l'entrée; on distingue la **contre-réaction de tension** et la **contre-réaction d'intensité**. Le schéma de la figure 8 représente un étage d'amplification BF dans lequel une partie de la tension de sortie u_{cr} , est renvoyée en série avec la tension d'entrée. La tension u_{cr} est appelée tension de contre-réaction et le circuit EFBD, utilisé pour transférer cette tension, est appelé **boucle de contre-réaction**. La contre-réaction de la figure 8 est une contre-réaction de tension, car la tension u_{cr} est proportionnelle à la tension de sortie recueillie sur la plaque du tube.

La figure 9, par contre, représente le schéma d'un éta-

ge amplificateur BF identique à celui de la figure précédente mais pourvu d'une contre-réaction d'intensité. Cette contre-réaction est obtenue en renvoyant sur l'entrée, une tension de contre-réaction, u_{cr} , proportionnelle au courant de sortie i_L qui passe dans la résistance de contre-réaction R_{cr} .

Il est important de savoir distinguer clairement la contre-réaction de tension de la contre-réaction d'intensité; elles diffèrent l'une de l'autre par les effets qu'elles produisent. Un amplificateur comportant une contre-réaction de tension se comporte à la manière d'un générateur à **tension constante**, tandis qu'avec une contre-réaction d'intensité, il se comporte comme un générateur à **courant constant**.

CONTRE-REACTION DE TENSION

Les amplificateurs à contre-réaction ne diffèrent nullement, en ce qui concerne le montage amplificateur proprement dit, des amplificateurs ordinaires. Ils sont facilement dérivés de ces derniers par la simple adjonction de la boucle de contre-réaction. Sur la figure 8, par exemple, les points C et D sont les bornes d'entrée d'un amplificateur classique. La tension du signal à amplifier, u_g , est appliquée à ces bornes et est amplifiée par le tube, donnant naissance à la tension de sortie u_s , recueillie aux bornes de la résistance. Un tel amplificateur est transformé en amplificateur à contre-réaction de tension simplement en appliquant le signal d'entrée, non plus aux points C-D, mais entre les points A et B et en renvoyant une partie du signal de sortie, prélevé sur une prise de la résistance R_g (qui fait ainsi office de diviseur de tension), entre les bornes B et D. La tension de contre-réaction u_{cr} se trouve donc en série avec la tension du signal d'entrée u_g .

La figure 8 montre également les formes d'onde et les déphasages relatifs des signaux. Supposons, tout d'abord, que la fréquence du signal soit comprise dans le milieu de la bande normale des fréquences sonores et que les condensateurs C_k et C_c présentent une réactance négligeable pour cette fréquence. Les capacités parasites, représentées par le condensateur en pointillé

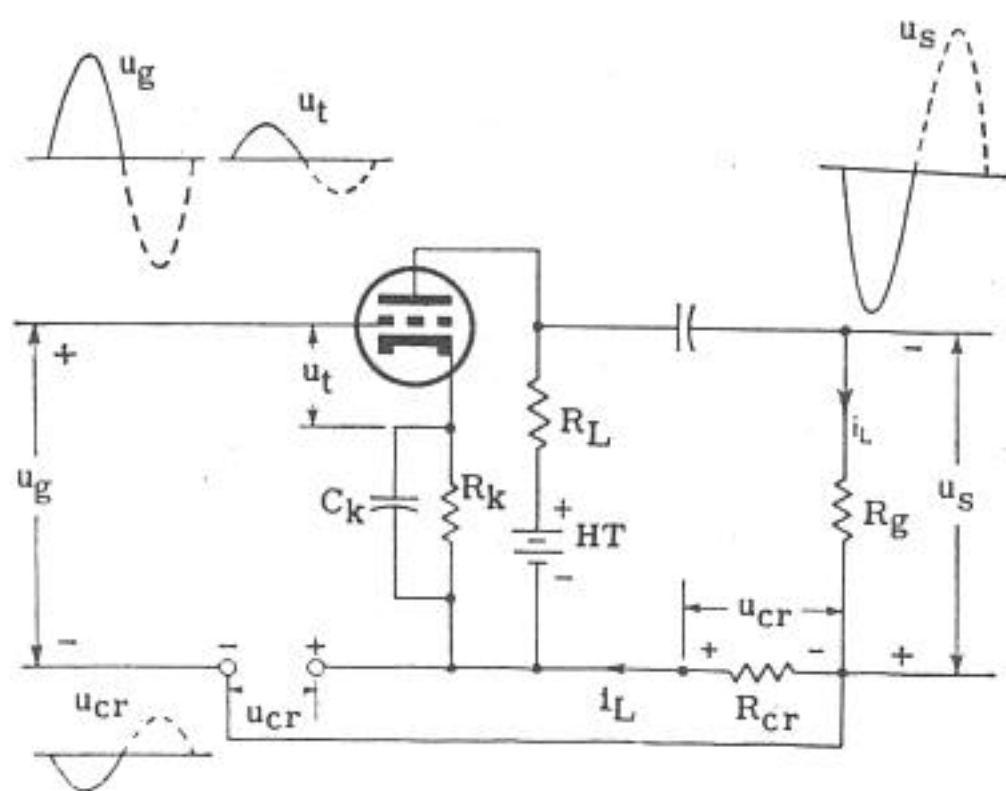


Fig. 9 - Montage identique à celui de la figure 8. Toutefois, il s'agit là d'une contre-réaction d'intensité.

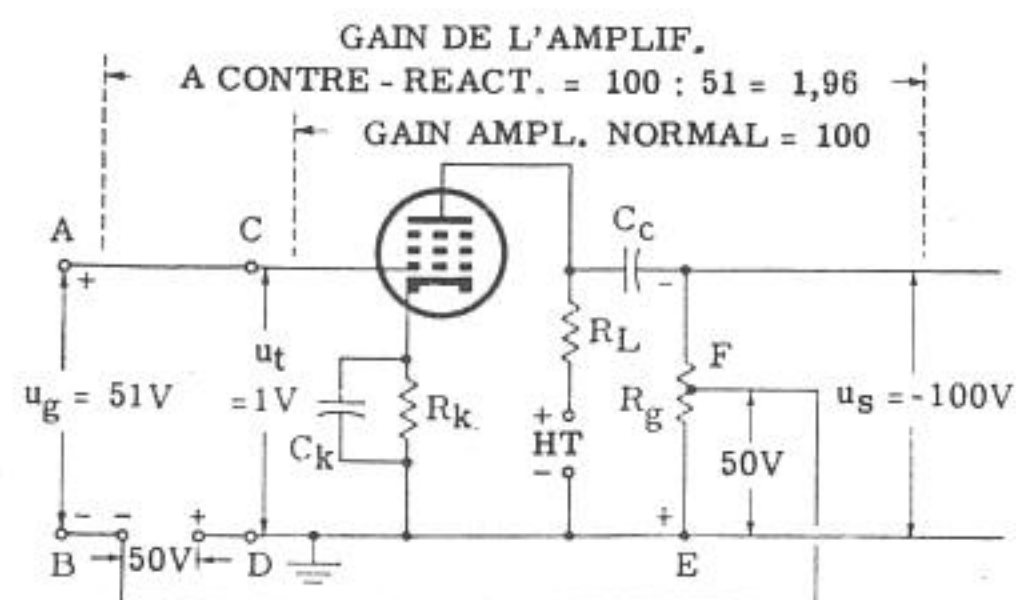


Fig. 10 - Effet produit par la contre-réaction sur un étage amplificateur BF. Le gain de l'étage sans contre-réaction est de 100. Si l'on réinjecte 50% de la tension de sortie en série avec la tension d'entrée, le gain se réduit à 1,96.

Cs, sont très faibles et leur réactance totale est très élevée. La résistance de charge est constituée par les deux résistances en parallèle, R_L et R_g . Une tension μ_g , de fréquence égale à celle indiquée plus haut, appliquée à l'entrée de l'étage entre les points C et D, est amplifiée et apparaît aux bornes de la charge avec une valeur μ_s . Nous savons que cette tension μ_s est déphasée de 180° sur la tension μ_g .

La tension de contre-réaction μ_{cr} , qui est une fraction de la tension de sortie μ_s , est injectée en série avec le signal d'entrée; elle est en opposition de phase avec μ_g . En conséquence, si l'alternance d'entrée est positive (figurée en trait plein sur la figure), pendant toute sa durée le point B devient négatif par rapport à D, c'est-à-dire par rapport à la masse. De même, le point C (grille) est positif par rapport aux deux points B et D. Ainsi, si l'on prend le point B comme référence, la tension de contre-réaction s'ajoute avec le signal appliqué sur la grille. En représentant par μ_t la somme $\mu_g + \mu_{cr}$, on peut dire que tout se passe comme si un signal de tension μ_t était appliqué entre A et D.

Un exemple numérique nous permettra de mieux comprendre ce qui précède. Supposons que l'amplificateur de la figure 8 ait un gain de 10, pour une certaine fréquence BF comprise dans sa bande passante. Cela signifie qu'un signal d'une tension de 1 volt, appliqué aux bornes d'entrée C et D de l'amplificateur apparaîtra à la sortie de celui-ci avec une tension de 10 volts, mais déphasé de 80° . Cette tension est recueillie aux bornes de la résistance R_g qui a une valeur de 1 Mégohm et comporte une prise au $1/10$ de sa valeur totale, soit à 100 000 ohms par rapport à la masse.

Cette résistance à prise se comporte comme un diviseur de tension et on recueille donc, entre la prise médiane et la masse une tension de 1 volt, lorsqu'on mesure 10 volts à ses bornes. C'est précisément cette tension de 1 volt qui est la tension de contre-réaction μ_{cr} , réinjectée par la boucle de contre-réaction entre les points B et D.

Les tensions μ_g et μ_{cr} s'ajoutent algébriquement et comme elles sont en opposition de phase, la tension μ_{cr} est toujours de signe contraire à μ_g . En définitive, on

peut dire que la tension μ_{cr} se retranche donc de la tension μ_g , et la tension μ_t effectivement appliquée sur la grille du tube est toujours inférieure à la tension du signal d'entrée μ_g puisque $\mu_t = \mu_g - \mu_{cr}$ (en ne considérant que les valeurs absolues de μ_g et de μ_{cr}).

Ainsi, sous l'effet de la contre-réaction, le gain d'un étage amplificateur se trouve être réduit dans un certain rapport qui dépend du taux de contre-réaction appliqué. Le gain A' d'un amplificateur avec contre-réaction peut se calculer par la formule:

$$A' = A : (1 + \beta A)$$

dans laquelle A est le gain en tension de l'amplificateur sans contre-réaction et β représente le rapport $\mu_{cr} : \mu_s$ (qui est toujours inférieur à 1).

Avec l'exemple numérique pris plus haut on a:

$$A' = A : (1 + \beta A)$$

La formule ci-dessus nous donne:

$$A' = 10 : [1 + (0,1 \times 10)] = 10 : (1 + 1) = 10 : 2 = 5$$

Indépendance vis à vis des caractéristiques du tube. - Le gain d'un amplificateur à contre-réaction est, presque totalement indépendant tant des caractéristiques du tube que des tensions appliquées à ses électrodes. Ceci se déduit de la formule qui donne le gain d'un amplificateur avec contre-réaction. En effet, si le produit βA est beaucoup plus grand que 1, l'expression $(1 + \beta A)$ est sensiblement égale à βA . Par exemple, si le produit βA est égal à 12, l'expression $(1 + \beta A) = 1 + 12 = 13$ qui est très proche de la valeur de βA , 12.

Donc, dans le cas où βA est grand, la formule donnant le gain A' de l'amplificateur avec contre-réaction peut se réduire à:

$$A' = A : \beta A = 1 : \beta$$

Cette expression démontre clairement que, lorsque le produit βA est grand, c'est-à-dire lorsque le taux de contre-réaction et le gain intrinsèque de l'amplificateur sont élevés, le gain de l'amplificateur ne dépend que de β , qui exprime l'importance de la contre-réaction, et non plus du gain A de l'amplificateur sans contre-réaction.

Pour mieux comprendre ce qui précède donnons un

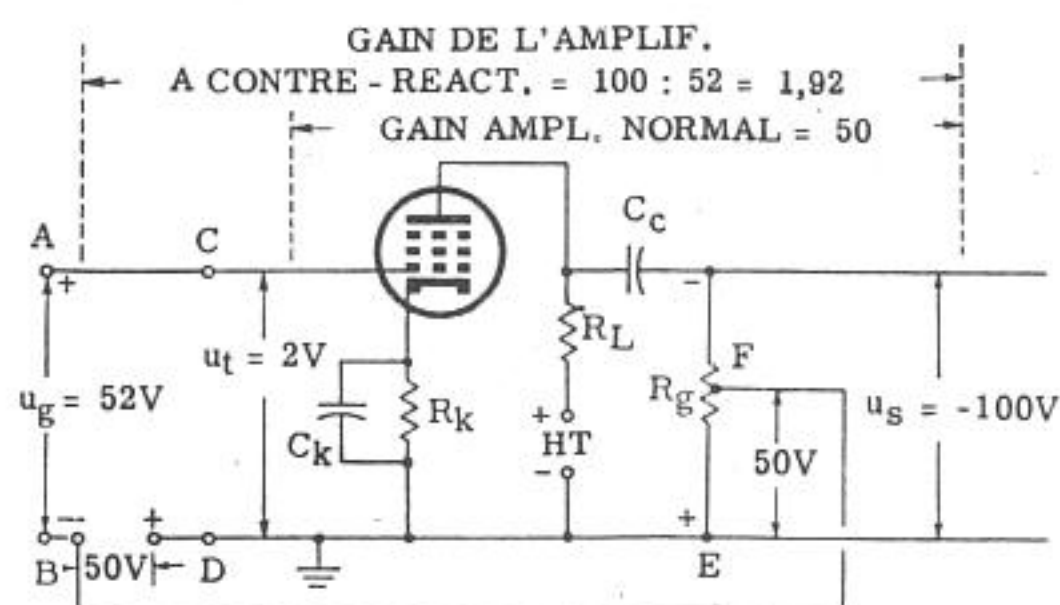


Fig. 11 - En réduisant d'une certaine valeur la tension anodique, le gain sans contre-réaction se réduit à 50. Malgré cela, le gain avec contre-réaction reste sensiblement le même (1,92 au lieu de 1,96). D'où un effet de stabilisation dû à la contre-réaction qui rend le gain indépendant des variations éventuelles de la tension anodique.

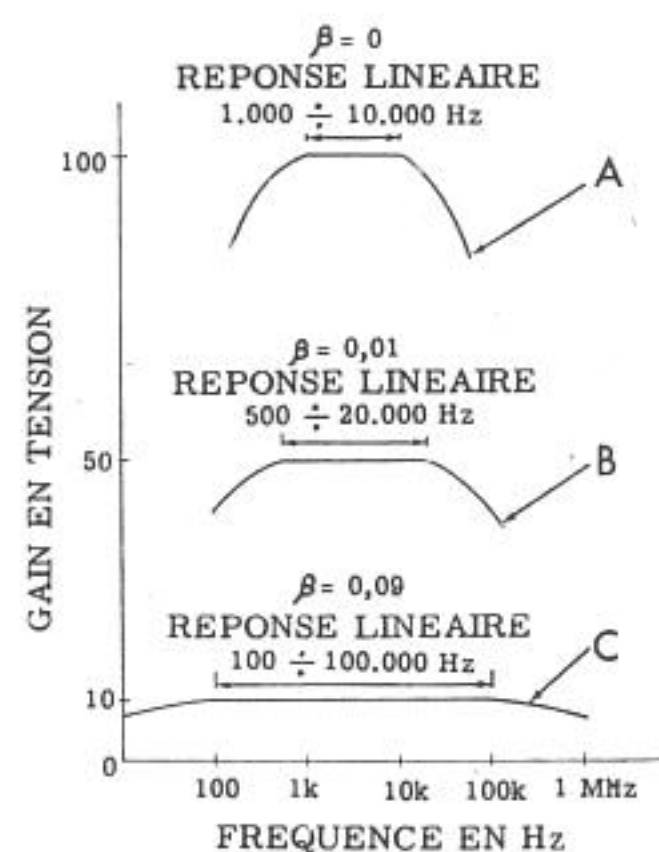


Fig. 12 - Variations de la largeur de la bande passante en fonction du taux de contre - réaction (β). Lorsque le taux de contre-réaction augmente, le gain diminue mais la courbe de réponse s'améliore.

exemple numérique. Soit un amplificateur dont le gain $A = 100$ et appliquons lui une contre-réaction dont le taux $\beta = \mu_{cr} : \mu_s = 0,5$.

En appliquant la formule exacte on trouve:

$$A' = A : (1 + \beta A) = 100 : [1 + (0,5 \times 100)] = 100 : 51 = 1,96$$

En appliquant, par contre, la formule simplifiée, indépendante de la valeur A , on obtient:

$$A' = 1 : \beta = 1 : 0,5 = 2$$

On voit que la valeur 2 trouvée dans ce cas, diffère très peu de la valeur exacte qui est 1,96.

Nous avons ainsi démontré que le gain d'un amplificateur avec contre-réaction ne dépend que du taux de celle-ci, à la condition que ce taux ainsi que le gain intrinsèque de l'amplificateur soient assez élevés. Il est donc à peu près indépendant des caractéristiques de l'amplificateur proprement dit et en particulier du gain A de l'amplificateur fonctionnant sans contre-réaction. Le gain A' de l'amplificateur avec contre-réaction est également indépendant des caractéristiques des tubes et des tensions appliquées à leurs électrodes tandis qu'il dépend essentiellement du pourcentage de la tension de sortie réinjectée à l'entrée, donc de la position de la prise de réaction sur la résistance de charge.

Stabilité. - La figure 10 illustre l'effet de la réaction négative sur la stabilité d'un étage amplificateur à pentode. Dans ce cas le gain de l'amplificateur sans contre-réaction est de 100, et 50% de la tension de sortie est réinjectée en série avec la tension d'entrée (signal). Le coefficient β est donc égal à 0,5. Si la tension anodique du tube diminue jusqu'à une valeur telle que le gain de l'amplificateur sans contre-réaction soit réduit de moitié (figure 11). Le gain par rapport aux entrées C et D passe donc de 100 à 50.

Calculons le gain dans les deux cas (avec le gain normal et avec le gain réduit), le taux de contre-réaction restant constant.

Dans le cas où le gain propre de l'étage amplificateur est 100, le gain A' avec contre-réaction est:

$$A' = A : (1 + \beta A) = 100 : [1 + (0,5 \times 100)] = 100 : 51 = 1,96$$

Quand la tension anodique est réduite et que le gain

A n'est plus que 50, le gain avec contre-réaction ne change que très peu, en effet:

$$A' = 50 : [1 + (0,5 \times 50)] = 50 : 26 = 1,92$$

Cette diminution de gain, qui passe de 1,96 à 1,92, n'est que de 2% environ. Mais cette remarquable stabilité n'a été obtenue qu'au détriment de l'amplification totale de l'étage qui, dans l'exemple ci-dessus, passe de 100 (sans contre-réaction) à 1,96 (avec contre-réaction), soit environ 51 fois moins.

Indépendance des variations de la charge. - Les amplificateurs dotés d'une forte contre-réaction de tension présentent également une caractéristique très importante: la tension de sortie est presque entièrement indépendante de la valeur de la résistance de charge. Cette tension de sortie se trouve ainsi stabilisée à une valeur sensiblement constante parce que la contre-réaction est d'autant plus forte que cette tension est plus élevée et inversement.

D'une manière plus générale, on peut dire que la contre-réaction de tension tend à maintenir constante la tension de sortie d'un amplificateur qui fonctionne, alors, à la manière d'un générateur à tension constante. On dit qu'un générateur est à « tension constante » quand la tension qu'il délivre reste égale à une valeur déterminée, quelles que soient les variations de la résistance de charge. En effet, un tel générateur a, du moins théoriquement, une résistance interne nulle, donc il ne se produit aucune chute de tension interne. Naturellement, un tel type de générateur ne peut être pratiquement construit d'une manière parfaite; mais on peut obtenir en partie cette caractéristique avec un générateur ayant une résistance interne très faible.

La résistance interne des amplificateurs à contre-réaction de tension ne peut pas non plus devenir nulle, même avec un taux de contre-réaction très élevé. Toutefois elle est réduite dans le rapport $(1 + \beta \mu)$. Par exemple, si un amplificateur pentode fonctionne avec un taux de contre-réaction $\beta = \mu_{cr} : \mu_s = 0,5$ et si sa résistance interne et son coefficient d'amplification sont respectivement 100 000 Ω et 500 Ω en l'ab-

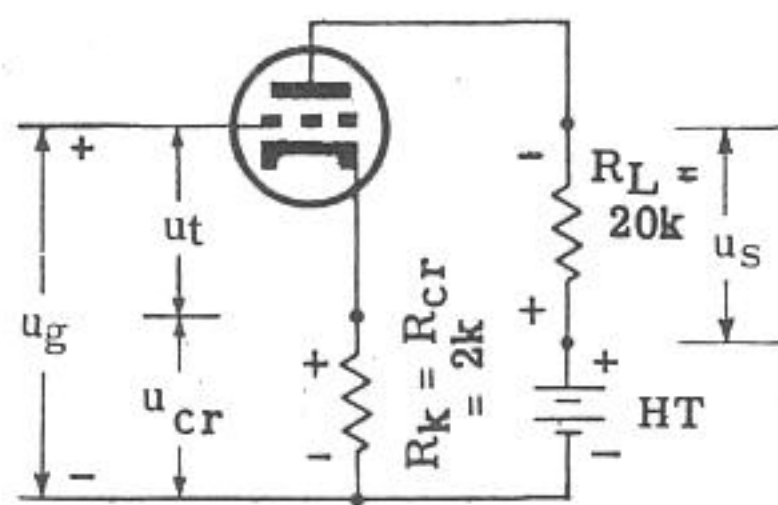


Fig. 13 - En supprimant le condensateur de découplage normalement placé en parallèle sur la résistance de cathode, on obtient automatiquement une contre-réaction d'intensité.

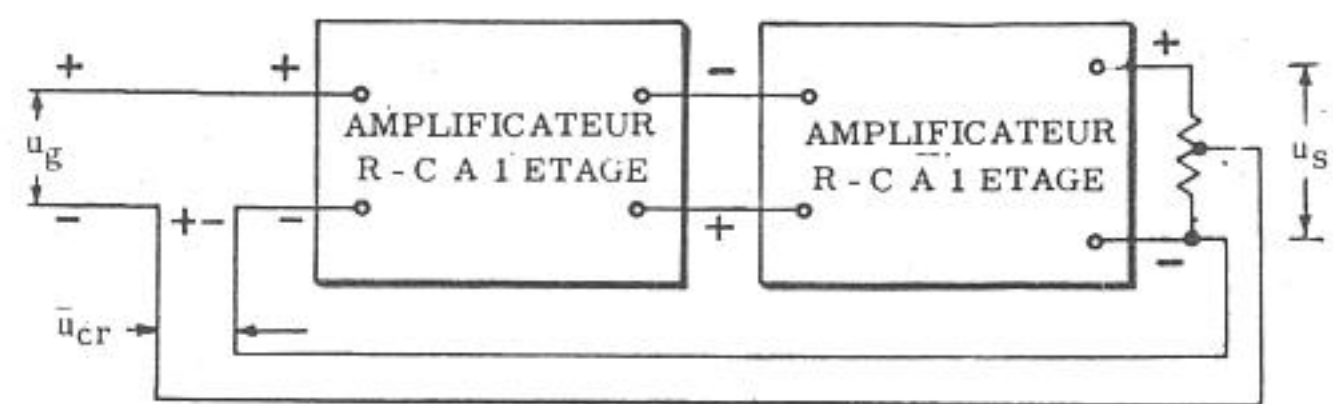


Fig. 14 - Etant donné que chaque étage introduit un déphasage de 180° , le signal de sortie est déphasé de 360° sur le signal d'entrée, donc en phase avec lui. La réaction appliquée en réinjectant ce signal est donc positive.

sence de contre réaction, la résistance interne effective avec contre-réaction devient:

$$r' = r : (1 + \beta\mu) = 100\,000 : (1 + 250) = 398\ \Omega$$

On voit donc que, partant d'une résistance interne de $100\,000\ \Omega$ on parvient en appliquant une forte contre-réaction à la réduire à une valeur presque négligeable. Ceci montre, que la tension de sortie devient pratiquement indépendante de la résistance de charge.

Etant donné que la contre-réaction tend à niveler les tensions de sortie, la bande passante d'un amplificateur deviendra plus étendue si une contre-réaction lui est appliquée. Le graphique de la figure 12 montre clairement l'aplatissement de la courbe de réponse et son extension, au fur et à mesure que le taux de contre-réaction augmente. Sur la courbe A, le gain de l'amplificateur sans contre-réaction est 100 (pour $\beta = 0$); sa courbe de réponse est plate entre 1 000 et 10 000 Hz. Les fréquences correspondant à une diminution de la moitié de la puissance de sortie sont respectivement 100 Hz et 100 kHz.

Sous l'effet de la contre-réaction, la partie linéaire de la courbe de réponse va s'étendre de part et d'autre des limites ci-dessus. La limite vers les fréquences basses s'abaissera de $1 : (1 + \beta A)$ tandis que celle vers les fréquences élevées s'élèvera de $1 : (1 + \beta A)$.

Dans la courbe B de la figure 12, β est égal à 0.01; par suite le facteur $1 : (1 + \beta A) = 2$ et la limite inférieure de la partie linéaire de la bande passante passe de 1 000 à 500 Hz tandis que la limite supérieure passe de 10 000 à 20 000 Hz. Cela est également valable pour les points où la puissance est la moitié de la puissance maximum, ces fréquences deviennent respectivement 50 Hz et 200 kHz.

Si nous augmentons encore le taux de contre-réaction et faisons $\beta = 0.09$ (courbe C, de la figure 12), les fréquences extrêmes seront cette fois-ci divisées ou multipliées par 10, et la courbe sera plate entre 100 et 100 000 Hz.

Il va sans dire que cet aplatissement ou élargissement de la courbe de réponse se fait au détriment du gain de l'étage qui, d'une valeur égale à 100 en l'ab-

sence de contre-réaction, passe à 50, puis à 10.

Distorsion et déphasage. — La contre-réaction réduit la distorsion d'un étage amplificateur dans un rapport égal à $1 + \beta A$. Si nous supposons, qu'un tube donné produit une distorsion harmonique de 5% sans contre-réaction, cette distorsion ne sera plus que de 0.5% avec un taux de contre-réaction $\beta = 0.09$. Donc le facteur $(1 + \beta A) = 10$. En outre, la contre-réaction amène une très importante réduction de la distorsion de phase, car la distorsion de fréquence et la distorsion de phase sont intimement liées.

CONTRE-REACTION D'INTENSITE

Nous avons déjà donné, sur la figure 9, le schéma d'un montage permettant d'introduire une contre-réaction d'intensité; nous savons que la tension de contre-réaction est dans ce cas proportionnelle à l'intensité du courant passant dans la charge constituée par la résistance R_g . Dans le montage de la figure 13, où la tension de contre-réaction est tout simplement celle présente aux bornes de la résistance de cathode, le condensateur de découplage (condensateur de fuite du courant alternatif) ayant été supprimé.

Les effets de la contre-réaction d'intensité sont les mêmes que ceux de la contre-réaction de tension en ce qui concerne la réduction des distorsions, l'amélioration de la stabilité, l'élargissement de la courbe de réponse et la diminution des distorsions de phase. La principale différence réside dans le fait que la contre-réaction d'intensité augmente la résistance interne d'un étage amplificateur d'une quantité égale à $(1 + \beta\mu) R_r$ (alors que la contre-réaction de tension, diminue la résistance interne de l'étage).

En conséquence, une forte contre-réaction d'intensité tend à maintenir le **courant** de sortie constant, quelles que soient les variations de la charge. Dans la figure 9, le courant de sortie est maintenu à une intensité constante par une contre-réaction d'intensité semblable à la contre-réaction de tension (fig. 8).

La contre-réaction d'intensité tend à transformer l'amplificateur en un générateur à courant constant.

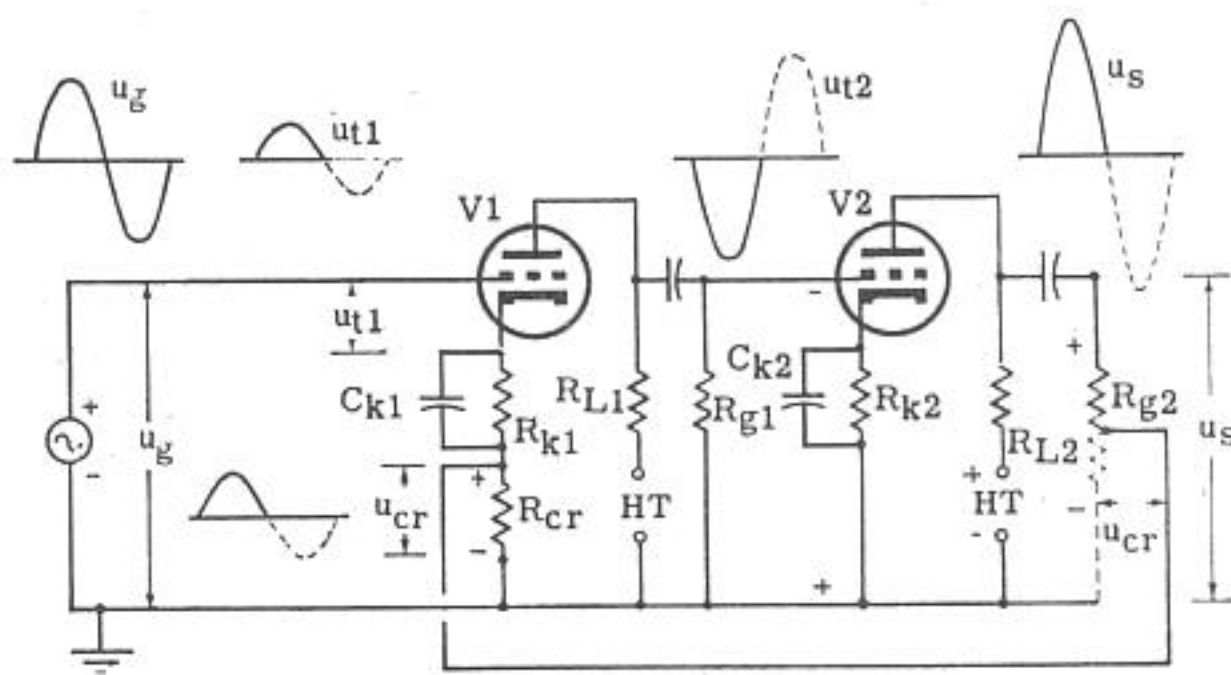


Fig. 15 - Dans ce montage, bien que la tension de réaction soit également en phase avec le signal d'entrée, on a une réaction négative, ou contre-réaction. Pour cela, la tension de contre-réaction n'est plus injectée en série avec la tension d'entrée, mais elle est introduite dans le circuit de cathode. Une tension positive rend la grille plus négative, et inversement.

c'est-à-dire en un appareil dont le courant de sortie reste constant quelle que soit la résistance de charge. Ce générateur a une impédance très supérieure à l'impédance de charge, de telle sorte qu'il ne ressent que très faiblement des variations de celle-ci.

Toutefois, dans les montages pratiques de contre-réaction d'intensité, la résistance interne n'augmente que d'une façon très limitée, c'est-à-dire du terme additionnel $(1 + \beta\mu) R_r$. Par exemple, dans le montage de la figure 13, u_{cr} apparaît aux bornes de la résistance de cathode R_k . La résistance de plaque r_p est augmentée parce que R_k n'est pas shuntée par un condensateur de découplage. En considérant les valeurs indiquées sur la figure, on voit que $\beta = R_k : R_L = 2000 : 20000 = 0,1$. Donc, si le tube a une résistance interne de 10000Ω et un coefficient d'amplification $\mu = 20$, la résistance interne effective passera à 16000Ω sous l'effet d'une contre-réaction d'intensité. En effet, à la résistance de 10000Ω on doit ajouter 6000Ω obtenus au moyen de l'expression $(1 + \beta\mu) R_r$, avec $R_r = R_k = 2000 \Omega$.

Souvent, il n'est pas souhaitable d'avoir une résistance interne très élevée. Cet inconvénient est négligeable au regard de tous les avantages que comporte la contre-réaction obtenue en supprimant le condensateur de découplage de la résistance de cathode du tube.

CONTRE-REACTION DANS LES AMPLIFICATEURS A PLUSIEURS ETAGES

Les avantages procurés par la contre-réaction peuvent être également mis à profit dans les amplificateurs à plusieurs étages, bien que parfois, on éprouve quelques difficultés à éviter les oscillations parasites pouvant se produire par suite de la présence d'une réaction positive indésirable. Considérons, le schéma synoptique de la figure 14. Si dans cet amplificateur à 2 étages on introduit en série avec le signal d'entrée une partie du signal de sortie, on réalise une réaction positive. En effet, chaque étage d'amplification introduit un déphasage de 180° et, comme ils sont de deux, le signal de sortie se retrouve en phase avec celui d'entrée. Dans

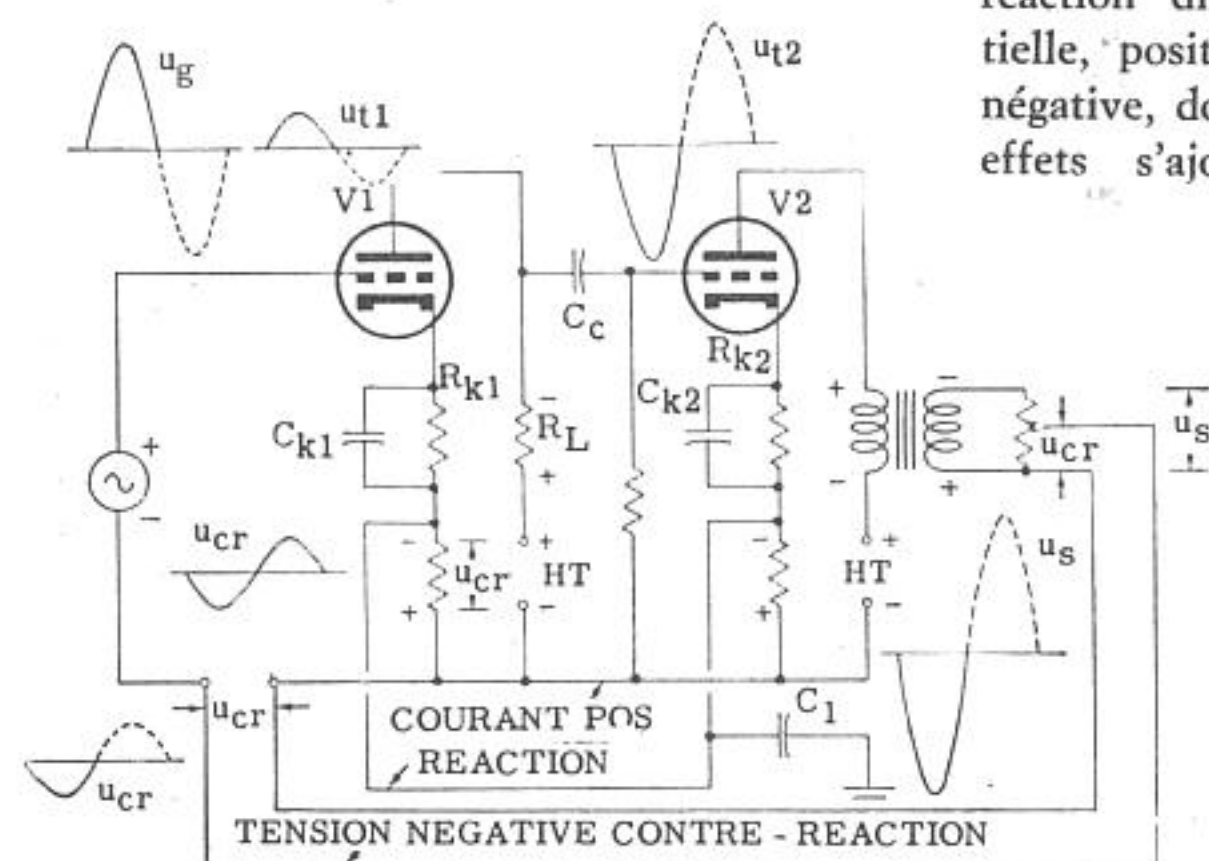


Fig. 16 - Schéma d'un amplificateur utilisant une réaction différentielle, positive et négative, dont les effets s'ajoutent.

ces conditions on a une réaction positive, qui peut déterminer la naissance d'oscillations. Même si le seuil d'oscillation n'est pas atteint, l'amplification augmente et la distorsion aussi. Tous les autres effets cités à propos de la contre-réaction se produisent également, mais en sens contraire, ce qui fait que la bande passante se rétrécit et la résistance interne augmente.

Dans un amplificateur à deux étages on peut éviter la production d'oscillations en utilisant le montage de la figure 15. Ici, la réaction obtenue est négative, même si la polarité instantanée de la tension de sortie est la même que celle de la tension d'entrée.

La tension de contre-réaction, u_{cr} , est injectée en série avec la tension de cathode du premier étage amplificateur. Pour mettre en évidence le principe de fonctionnement du circuit, la partie en pointillé de R_{g2} a été transférée dans le circuit de cathode de V_1 et a été baptisée R_{cr} . Le même effet s'obtient en reliant l'extrémité inférieure de R_k , non pas à la masse, mais à la prise pratiquée sur la résistance R_g , dans ce cas, la portion de R_{g2} comprise entre la prise de contre-réaction et la masse est égale à R_{cr} .

Etant donné que les déphasages des signaux de sortie sont fonction de la fréquence, il est difficile de réaliser une contre-réaction linéaire dans toute la gamme des fréquences acoustiques. En effet, si nous établissons un circuit convenant à la fréquence centrale, il est probable qu'aux extrémités de la gamme la réaction sera positive.

La figure 16 montre le schéma d'un amplificateur à réaction différentielle, pour lequel la perte de gain due à la contre-réaction est compensée par la présence d'une réaction positive. Si les polarités instantanées sont celles indiquées sur la figure, la tension de réaction prélevée sur la charge est déphasée de 180° par rapport au signal d'entrée et elle est appliquée en série avec cette tension, produisant ainsi une réaction négative. Par contre, la réaction obtenue par liaison directe pratiquée entre les deux circuits de cathode est positive, car le signal ainsi réinjecté est en phase, et le gain augmente. Cette augmentation compense la perte introduite par la contre-réaction.

Leçon n° 110

LA CONSTRUCTION DES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

1^{ère} PARTIE

GENERALITES

De tout ce que nous avons dit sur les amplificateurs basse fréquence dans les précédentes leçons, il résulte que la construction pratique de ces appareils, bien que nécessitant certaines précautions d'ordre général, est moins ardue et moins critique que celle de nombreux autres dispositifs électroniques, comme par exemple les récepteurs de radio ou les appareils comportant des étages parcourus par des courants haute fréquence. Cela, non pas tant en raison d'une plus grande simplicité des schémas — qui dans certains amplificateurs sont souvent assez compliqués — mais parce que dans ceux-ci il n'y a pas de circuits haute fréquence, constitués par des inductances et des capacités (souvent variables) dont les valeurs et les emplacements sont critiques. Une autre simplification importante résulte du fait que les amplificateurs BF ne nécessitent (généralement) ni mise au point spéciale, ni alignement, des opérations assez délicates.

Malgré cette simplicité relative, la réalisation pratique des amplificateurs basse fréquence doit être très soignée et certaines précautions sont nécessaires pour obtenir un fonctionnement correct. Dans le but de fournir à nos lecteurs les indications suffisantes pour entreprendre avec succès la construction d'amplificateurs à partir du seul schéma de principe, nous examinerons dans cette leçon la technique générale à suivre et nous analyserons, à titre d'exemple, le schéma d'un amplificateur de puissance susceptible de donner d'excellents résultats.

Avant d'exposer la technique à suivre lors de la réalisation pratique de tels ensembles, nous allons tout d'abord étudier les différentes perturbations ou bruits parasites qui peuvent se rencontrer dans les amplificateurs, car c'est précisément en vue de leur élimination ou de leur réduction que doivent être prises les précautions que nous indiquerons par la suite.

PERTURBATIONS DANS LES AMPLIFICATEURS

Les perturbations rencontrées lors du fonctionnement des amplificateurs sont produites par les différents signaux parasites qui, bien que n'étant pas présents dans les tensions d'entrée que l'on veut amplifier, apparaissent toutefois à sa sortie. Nombre de ces perturbations proviennent des différentes distorsions étudiées

dans la précédente leçon où nous avons indiqué leurs causes et les moyens de les éviter ou de les réduire.

Nous traiterons donc, ici, des autres types de perturbations qui peuvent être classées en trois catégories :

- 1 - **Oscillations parasites.** — Ce sont, comme leur nom l'indique, des oscillations prenant naissance dans l'amplificateur et provoquées par le fonctionnement défectueux d'un ou de plusieurs étages qui, d'amplificateurs deviennent des générateurs.
- 2 - **Bruits de fond.** — Ce sont des tensions de caractère transitoire, prenant naissance dans certains éléments de l'amplificateur par suite de phénomènes thermiques ou électriques.
- 3 - **Ronflements.** — Ce sont les perturbations les plus désagréables et, très souvent, les plus difficiles à éliminer. Ils sont dus à la présence dans les circuits de l'amplificateur de tensions de fréquence égales au double de celle du secteur, ou qui proviennent de l'alimentation.

Oscillations parasites

Les oscillations parasites peuvent être : soit à basse fréquence, soit à haute fréquence et sont toujours engendrées par une réaction positive indésirable, présente dans un ou plusieurs étages de l'amplificateur.

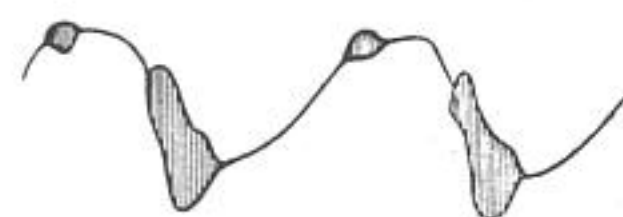


Fig. 1 - Présence d'oscillations HF parasites dans un signal BF.

Les oscillations haute fréquence, bien que non audibles, peuvent produire des distorsions considérables, comme le montre la **figure 1**. Dans cet exemple ces oscillations (représentées par les surfaces hachurées) se produisent à intervalles irréguliers qui peuvent être fonction de la tension instantanée du signal. Par contre, la **figure 2** illustre un cas où les oscillations HF sont d'amplitude constante et existent en permanence, quel que soit le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur.

Mais il est évident que ce sont les oscillations à fré-

quence acoustique qui sont les plus gênantes puisqu'elles sont directement perçues par l'auditeur, sous forme de sifflements, ronflements ou crachements superposés aux sons reproduits. Ces oscillations peuvent non seulement prendre naissance du fait de couplages parasites inductifs existant entre les circuits, mais également à l'intérieur même de ces circuits pour des raisons que nous allons exposer ci-dessous.

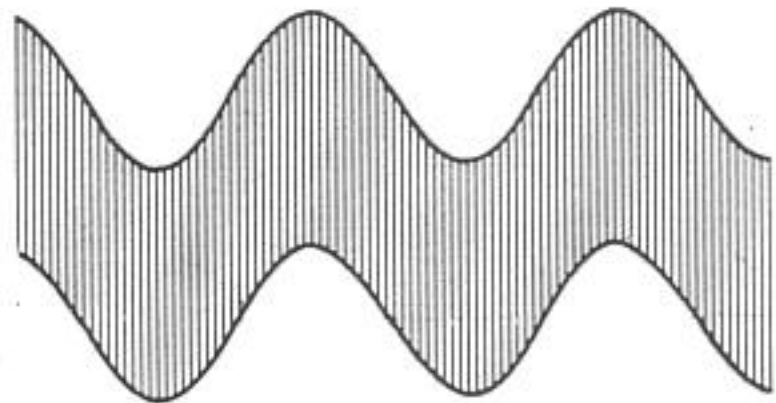


Fig. 2 - Présence d'oscillations haute fréquence d'amplitude constante.

Une des causes des plus fréquentes, une des plus facile à supprimer aussi, pouvant entraîner la production d'oscillations à fréquence acoustique, réside dans une inversion involontaire des connexions de contre-réaction allant à la bobine mobile du haut-parleur. En effet, un des montages de contre-réaction les plus usuels utilise une partie de la tension recueillie aux bornes du secondaire du transformateur de sortie. Or, il n'est généralement pas possible de repérer avec certitude l'extrémité de cet enroulement qui donne une tension de phase convenable et il peut arriver que les connexions soient inversées pendant le montage. Dans ce cas, la réaction introduite est positive et provoque la naissance d'oscillations très puissantes, de fréquence audible, reproduites par le haut-parleur. Quand cette éventualité se produit, il suffit d'inverser les deux connexions de contre-réaction pour que tout rentre dans l'ordre.

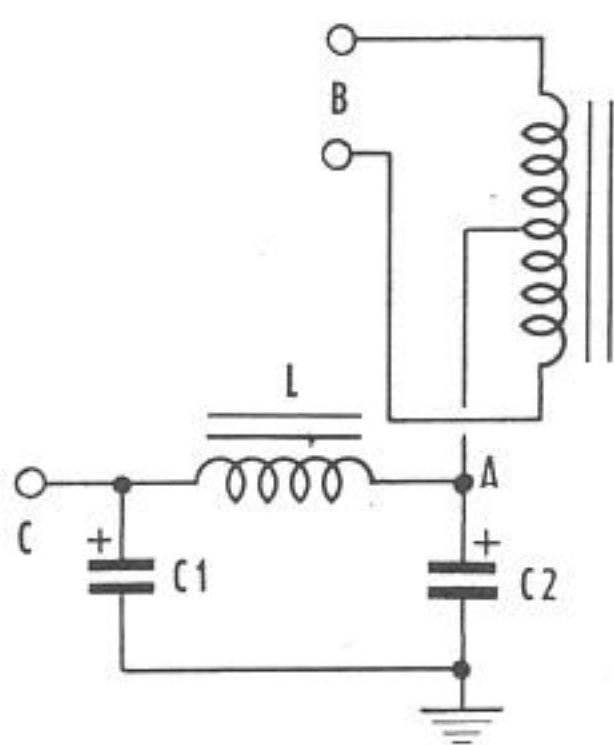


Fig. 3 - Liaison entre la partie alimentation et le primaire du transformateur de sortie d'un étage de puissance. Le signal de sortie est appliqué aux points B. Le point C est relié à la cathode de la valve redresseuse. Une partie de la composante alternative de fréquence égale à celle du signal peut être présente au point A.

Une autre cause plus difficile à éliminer, réside dans le couplage inductif entre deux ou plusieurs composants ou connexions trop rapprochés. Il se produit principalement dans les circuits à haute impédance, en particulier ceux des grilles de commande, car il suffit alors d'un très faible transfert d'énergie pour produire une tension de réaction élevée.

Mais on constate également que la contre-réaction, ou réaction négative, peut elle-même, dans certains

cas, entraîner la production d'oscillations parasites. En effet, si l'on fait en sorte que la tension réinjectée à l'entrée de l'amplificateur soit exactement de la phase convenable pour les fréquences centrales de la bande, il n'en reste pas moins que les déphasages seront différents pour d'autres fréquences, particulièrement aux extrémités de cette bande. Il est donc possible, surtout aux fréquences très basses ou très élevées, que la réaction devienne positive et facilite ainsi la production des oscillations.

Pour terminer ce paragraphe, considérons le schéma de la figure 3. Il représente une partie de l'étage final d'un amplificateur BF et le circuit de filtrage de la haute tension d'alimentation. Les tensions BF fournies par le tube final (ou les lampes finales, dans le cas du push-pull, comme il est indiqué sur la figure) sont recueillies aux bornes de l'impédance de charge. Or, comme le montre le schéma de la figure 3, cette charge est constituée non seulement par le primaire du transformateur de sortie mais également par la réactance que le condensateur de filtrage C2 oppose aux fréquences acoustiques. Ce condensateur de filtrage étant de forte capacité, sa réactance est très faible; mais comme elle est inversement proportionnelle à la fréquence du signal, elle peut être suffisante pour provoquer des couplages parasites entre étages aux fréquences les plus basses du spectre sonore.

Le primaire du transformateur de sortie et le condensateur C2, disposés en série, forment un diviseur de tension et au point A on trouve une partie de la tension de sortie d'autant plus grande que la réactance de C2, à la fréquence considérée, est plus élevée. Etant donné que le point A est relié aux étages précédents par la ligne d'alimentation haute tension, on comprend facilement que ce couplage peut favoriser la naissance d'oscillations parasites. Ces oscillations sont généralement de très basse fréquence, de quelques Hertz seulement, et sont reproduites dans le haut-parleur sous forme d'un son rappelant celui produit par un moteur de bateau, d'où le nom de « motor boating » que leur donnent les Anglo-Saxons.

Bruit de fond

Signalons, tout d'abord, l'effet microphonique, particulièrement gênant lorsqu'il se manifeste dans le premier étage des amplificateurs. Il est dû essentiellement à une rigidité insuffisante de la structure interne d'un tube électronique dont les électrodes peuvent entrer en vibrations mécaniques à une fréquence acoustique ou sub-acoustique. Ces vibrations se produisent principalement lorsque le haut-parleur se trouve à proximité d'un tube sujet à cet effet, car elles résultent du couplage entre le tube et le haut-parleur par l'intermédiaire des ondes acoustiques.

Un autre bruit prend également naissance à l'intérieur des tubes. Il est produit par l'irrégularité du courant anodique et est surtout gênant dans les premiers étages d'amplification, car il est amplifié par les étages suivants. En effet, le flux électronique n'est pas parfaitement continu; il est formé d'une multitude d'électrons dont l'émission par la cathode et le mouvement

s'effectuent sans ordre, suivant les lois du hasard. Chacun de ces électrons produit sur l'anode une impulsion de courant et la somme de toutes ces impulsions de courant donne le courant anodique total du tube. Ces électrons arrivant sur l'anode sans aucun ordre, il en résulte des irrégularités du courant anodique, qui se traduisent par la naissance d'une tension de bruit, formée également d'une suite d'impulsions extrêmement brève. C'est l'**effet Schottky** ou de **grenaille**. Cette tension, amplifiée par les étages suivants produit un souffle caractéristique dans le haut-parleur. Cette tension de souffle est encore due, mais dans une moindre mesure, aux fluctuations de répartition du courant électronique entre les diverses électrodes positives du tube (présence de diverses grilles-écrans).

L'agitation thermique

L'agitation thermique des électrons à l'intérieur des conducteurs est également la cause de la naissance d'une tension de bruit.



Fig. 4 A - Image d'un signal BF affecté de ronflements, vue à l'oscilloscope.

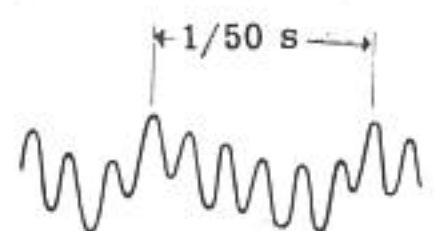


Fig. 4 B - Autre image de bruit de fond superposé au signal.

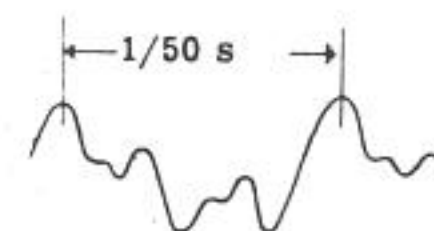


Fig. 5 - Exemple typique de bruit de fond dû à une induction.

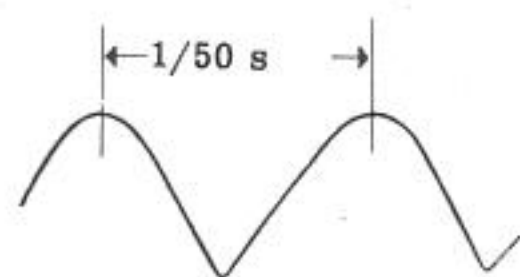


Fig. 6 - Ronflement provoqué par une dispersion entre cathode et filament.

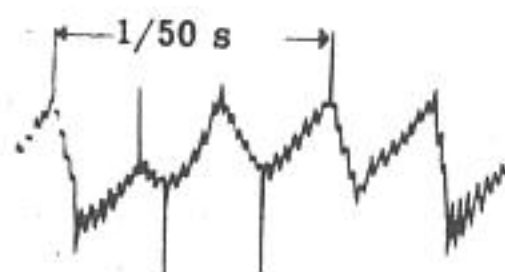


Fig. 7 - Ronflement introduit par un tube fluorescent voisin.

Les électrons libres dans le métal conducteur constituent le « nuage électronique »; ils sont en perpétuelle agitation et celle-ci est d'autant plus effrénée que la température ambiante est plus élevée. Cette agitation se traduit dans une résistance R par une force électromotrice de bruits qui, amplifiés donnent naissance dans le haut-parleur à un souffle semblable à celui produit par l'effet précédent.

C'est l'**effet Johnson**.

D'autres bruits, craquements ou autres, sont produits par de légers déplacements ou dilatations des électrodes à l'intérieur des tubes, ces mouvements se produisant généralement pendant les premières minutes qui suivent la mise sous tension de l'appareil et disparaissent

lorsque tous les éléments internes ont pris leur température normale de fonctionnement.

Ronflements

Le ronflement est cette perturbation due à l'induction des tensions parasites à 50 ou 100 Hz dans les circuits parcourus par le signal. Cette induction est produite par des champs électriques ou magnétiques provenant des circuits voisins parcourus par le courant alternatif à 50 Hz ou le courant redressé pulsé à 100 Hz. Les ronflements peuvent également provenir de la présence d'une importante composante alternative dans la tension continue d'alimentation anodique des tubes.

Les ronflements sont particulièrement gênants dans les amplificateurs à gain élevé, car ils prennent naissance dans les premiers étages et sont fortement amplifiés par les étages successifs, ce qui leur donne une amplitude considérable à la sortie. Les **figures 4-A** et **4-B** montrent les deux images obtenues sur l'écran d'un oscilloscope en appliquant à l'entrée verticale de l'appareil un signal sinusoïdal recueilli à la sortie d'un amplificateur affecté de ronflements. On voit nettement que la tension de ronflement s'est incorporée au signal et le déforme considérablement.

Les sources possibles de ronflements sont les champs magnétiques et électriques de dispersion, le courant alternatif chauffant les filaments des tubes et les circuits de filtrage de la tension anodique. Cette dernière source peut être facilement éliminée par l'utilisation de composants (bobines et condensateurs) de valeurs adéquates tandis que les autres ne peuvent être supprimées que par une disposition judicieuse des composants et des connexions lors du montage de l'amplificateur. Les ronflements les plus difficiles à éliminer sont ceux produits par les champs magnétiques et électriques de dispersion.

En effet, les champs d'induction magnétique induisent des tensions dans tous les enroulements et, en particulier, dans les transformateurs des étages d'entrée (**figure 5**) dans ceux de couplage entre les étages et dans ceux de sortie. En outre, ils peuvent induire des courants dans les retours de masse, dont nous parlerons plus loin, et ils risquent même d'influer sur le flux électronique à l'intérieur des tubes.

Les principales sources de champs d'induction magnétique sont: le transformateur d'alimentation, les bobines de filtre, les connexions allant aux filaments, les fils d'alimentation et, quelquefois, le transformateur de sortie lui-même. Nous verrons par la suite comment on peut éliminer ou, tout au moins, réduire à des proportions négligeables, l'influence des champs d'induction magnétique.

Les champs électriques eux-mêmes peuvent introduire des perturbations importantes, principalement dans les circuits présentant une impédance élevée par rapport à la masse. En effet, chaque charge électrique induite produit, en s'écoulant vers la masse, une tension de ronflement proportionnelle à l'impédance qu'elle rencontre sur son chemin. En particulier, un très faible courant induit sur une grille dont la résistance de

fuite à la masse est de valeur élevée (de l'ordre de quelques $M\Omega$). peut produire une tension de ronflement assez importante.

On sait que les filaments des tubes sont généralement alimentés en courant alternatif. Ces filaments sont portés à des températures élevées et émettent donc des électrons qui, pendant les alternances durant lesquelles le filament est négatif par rapport à la cathode, atteignent cette dernière électrode. On retrouve donc sur la cathode du tube un flux électronique variant à la fréquence du secteur et qui produit une tension du type

de celle représentée sur la **figure 6**. Or, nous le savons, une tension appliquée sur la cathode équivaut à une tension de phase opposée qui serait appliquée sur la grille de commande; donc, en définitive, une tension parasite à la fréquence du secteur se trouve ainsi superposée au signal BF proprement dit.

D'autres perturbations de ce genre peuvent également être engendrées par des appareils électriques assez éloignés de l'amplificateur. La **figure 7**, par exemple, montre la perturbation produite par un tube fluorescent.

2^{ème} PARTIE

EXEMPLE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Cela étant précisé, considérons l'amplificateur de puissance à tubes, dont le schéma général est donné par la **figure 8**. Nous commenterons ce schéma et nous fournirons toutes les directives nécessaires pour éliminer, ou réduire au maximum, les perturbations signalées dans la première partie de cette leçon. En ce qui concerne la disposition pratique des éléments sur le châssis, le lecteur qui désire construire cet appareil pourra suivre ses propres idées, à condition toutefois d'éviter les couplages intempestifs dont nous avons parlé plus haut.

Caractéristiques principales

Puissance de sortie . . . 20 watts, de 30 Hz à 20 000 Hz
Courbe de réponse . . . Linéaire de 20 Hz à 100 kHz ± 1 dB.

Distorsion harmonique . . Inférieure à 0.05% à 400 Hz.

Distorsion d'intermodulation Inférieure à 0,7% à 20 watts (pour des fréquences de 40 Hz et 10 kHz).

Distorsion de phase . . . 10° à 10 kHz et 20° kHz (maximum).

Bruit de fond -90 dB à la puissance de sortie maximum.

Sensibilité 220 mV pour une puissance de sortie de 20 watts.

Tubes utilisés 1 GZ34, redresseur
1 EF86, préamplificateur
1 ECC83, amplificateur et de phase
2 EL34, amplificateurs de puissance (étage symétrique).

DESCRIPTION DU MONTAGE

L'amplificateur que nous décrivons, et dont le schéma général est donné par la figure 8, comporte deux tubes finaux de grande puissance EL34 équipant un montage symétrique ultra-linéaire. Cet amplificateur peut être employé soit seul, soit précédé d'un préamplificateur séparé.

Dans le premier cas, la résistance R1 devra être remplacée par un potentiomètre qui permettra de régler le volume sonore.

On pourra également adapter le dispositif correcteur de tonalité double représenté par la figure 5 de la 106ème leçon, qui sera inséré entre l'entrée et la grille du tube EF86.

En le faisant précéder d'un amplificateur à plusieurs entrées (adaptées aux différentes sources de tensions BF), d'un correcteur de tonalité et des circuits d'équilibrage déjà décrits, cet amplificateur est susceptible de fournir d'excellents résultats, particulièrement s'il est suivi d'une chaîne de haut-parleurs de haute qualité. Le préamplificateur dont nous venons de parler fera l'objet d'une description détaillée dans la prochaine leçon; le lecteur sera ainsi en possession de tous les éléments

lui permettant de réaliser un ensemble de haute qualité.

Etage d'entrée

Cet étage est équipé d'un tube EF86 qui étant du type pentode, procure une très forte amplification (le gain de cet étage est de 120 environ); de plus, ce tube, spécialement conçu pour la préamplification BF, donne un très faible niveau de bruit.

Pour éviter l'introduction d'un bruit thermique important qui, nous l'avons dit plus haut, trouve son origine principalement dans les résistances, il convient que toutes les résistances aboutissant aux électrodes du tube EF86 soient du type « à couche ». Dans le cas contraire, le bruit de fond total est supérieur à celui indiqué dans les caractéristiques générales.

Etage pilote

Il est équipé d'un tube double triode ECC 83 qui fonctionne en amplificateur de tension et en inverseur de phase. Les fonction d'amplification et d'inversion de phase ne sont pas réellement séparées puis-

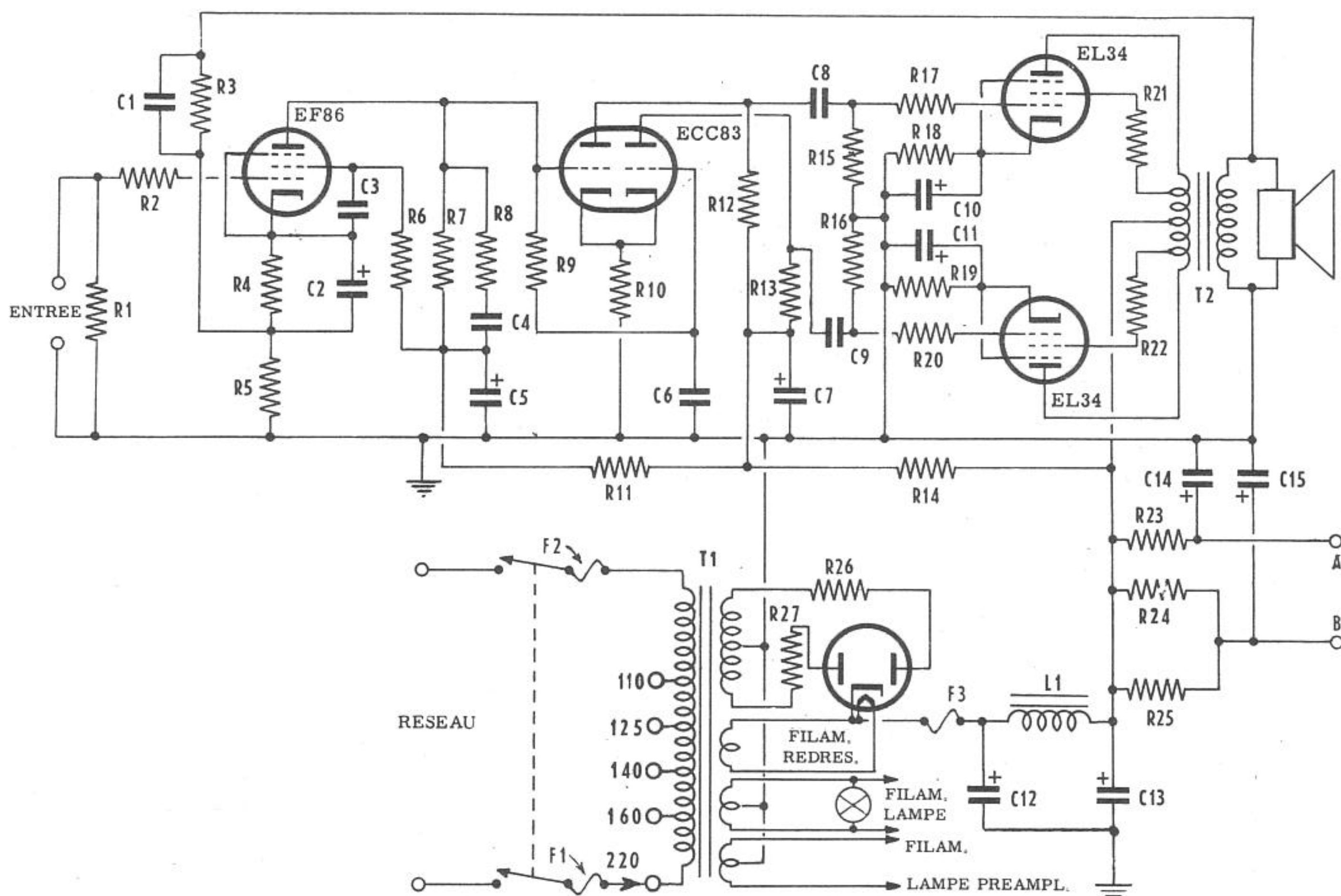


Fig. 8 - Schéma général de l'amplificateur de puissance à étage final symétrique. Les deux tubes EL34 peuvent délivrer une puissance maximale de 20 watts modulés. Le tube ECC83 sert à la fois d'amplificateur de tension et d'inverseur de phase tandis que la EF86 est montée en préamplificatrice. A et B sont deux prises de haute tension au moyen desquelles il est possible d'alimenter un préamplificateur séparé, dont les filaments des tubes seront alimentés par un secondaire spécial du transformateur d'alimentation.

VALEURS des ELEMENTS

R1 = 1 M Ω $\pm$ 20%, 1/4 W	R15 = 470 k Ω $\pm$ 10%, 1/4 W	C2 = 50 μ F, 12 V travail
R2 = 4,7 k Ω $\pm$ 20%, 1/4 W	R16 = 470 k Ω $\pm$ 10%, 1/4 W	C3 = 56000 pF, 350 V travail
R3 = haute stabilité $\pm$ 5% avec une charge de 12 - 16 Ω : 8,2 k Ω avec une charge de 6 - 8 Ω : 5,6 k Ω	R17 = 2,2 k Ω $\pm$ 20%, 1/4 W	C4 = 47 pF, $\pm$ 10%
R4 = 2,2 k Ω $\pm$ 10%, haute stabilité	R18 = 470 Ω $\pm$ 5%, 3 W, à fil	C5 = 8 μ F, 350 V travail
R5 = 100 Ω $\pm$ 5%, haute stabilité	R19 = 470 Ω $\pm$ 5%, 3 W, à fil	C6 = 0,22 μ F, 350 V travail
R6 = 390 k Ω $\pm$ 10%, haute stabilité	R20 = 2,2 k Ω $\pm$ 20%, 1/4 W	C7 = 8 μ F, 450 V travail
R7 = 100 k Ω $\pm$ 10%, haute stabilité	R21 = 1 k Ω $\pm$ 10%, 1/2 W	C8 = 0,48 μ F, 350 V travail
R8 = 4,7 k Ω $\pm$ 10%, 1/4 W	R22 = 1 k Ω $\pm$ 10%, 1/2 W	C9 = 0,47 μ F, 350 V travail
R9 = 1 M Ω $\pm$ 20%, 1/4 W	R23 = 56 k Ω $\pm$ 10%, 1 W	C10 = 50 μ F, 50 V travail
R10 = 82 k Ω $\pm$ 10%, 1/2 W	R24 = 12 k Ω $\pm$ 20%, 6 W	C11 = 50 μ F, 50 V travail
R11 = 270 k Ω $\pm$ 10%, 1/2 W	R25 = 12 k Ω $\pm$ 20%, 6 W	C12 = 50 μ F, 450 V travail
R12 = 180 k Ω $\pm$ 10%, 1/2 W *)	R26 = dépend de la valeur de R _r	C13 = 50 μ F, 450 V travail
R13 = 180 k Ω $\pm$ 10%, 1/2 W *)	R27 = dépend de la valeur de R _r	C14 } 2 $\times$ 8 μ F, 250 V travail
R14 = 15 k Ω $\pm$ 20%, 1/2 W	C1 = $\pm$ 5%	C15 }
	pour adaptation 12 $\div$ 16 Ω : 220 pF	F1, F2 = Fusible 2,5 A
	pour adaptation 6 $\div$ 8 Ω : 330 pF	F3 = Fusible 0,5 A
		*) dans la tolérance de 5%

qu'il s'agit d'un étage inverseur à couplage par les cathodes, lequel utilise les deux sections du tube. Ce montage a été préféré ici, aux autres montages inverseurs de phase parce que c'est celui qui engendre la plus faible distorsion. Avec cet étage on peut obtenir une tension d'amplitude suffisante pour exciter l'étage push-pull final, avec une distorsion de 0,4% seulement. Les

résistances R12 et R13 devront être choisies de telle sorte que leurs valeurs ne diffèrent pas de plus de 5%; cela est une condition nécessaire pour obtenir un fonctionnement correct de l'étage symétrique de puissance. Si ces deux résistances sont de valeurs légèrement différentes, la plus forte sera montée en R13.

Le parfait équilibrage de l'étage est obtenu pour des

charges anodiques égales à 0,3% près. Il faut donc que les résistances de fuite de grille R15 et R16 de l'étage final, qui font également partie des charges anodiques de l'étage pilote, soient aussi précises que possible. L'équilibrage aux fréquences élevées est déterminé par la disposition des éléments du montage et des connexions, desquels dépendent les capacités réparties qui devront être identiques dans les deux sections. L'équilibrage aux fréquences basses dépend, par contre, de la constante de temps du circuit grille, cette constante étant déterminée par R9 et C6.

L'inverseur de phase à couplage cathodique permet d'obtenir un très faible taux de distorsions, mais le gain en tension qu'il procure n'est que la moitié de ce que donnerait un étage amplificateur normal. Toutefois, en raison du très fort coefficient d'amplification de la double triode ECC83, ce gain reste suffisant pour nos besoins.

Etage final

Cet étage final est équipé de deux tubes pentodes de grande puissance montés en push-pull.

Comme le montre le schéma de la figure 8, les grille-écrans de ces tubes sont reliées à deux prises du primaire du transformateur de sortie, prises situées à 40% de chacun des enroulements. Ce montage, caractéristique des étages de sortie ultralinéaires, introduit une

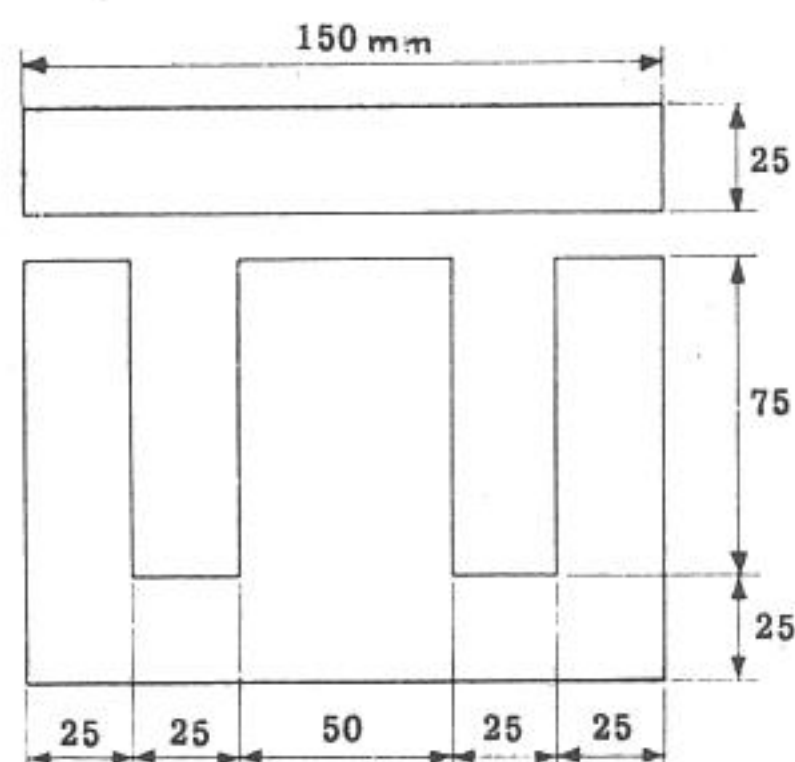


Fig. 10 - Pour diminuer au maximum les pertes dues à la dispersion du flux et aux capacités réparties, les enroulements devront être faits en alternant les sections primaire et secondaire, comme le montre ce schéma.

contre-réaction supplémentaire, obtenue en appliquant une partie du signal présent au primaire du transformateur de sortie aux grille-écrans des lampes finales. Cette contre-réaction, qui n'intéresse que l'étage de puissance, s'ajoute à la contre-réaction normale appliquée sur l'ensemble du montage. Cette question sera étudiée en détail dans la leçon consacrée à la haute fidélité.

L'impédance de charge optimum de l'étage est de 6 600 Ω environ. La tension d'alimentation à la sortie du filtre est 440 volts et la dissipation totale, plaque et grille-écran de chaque tube de puissance est de 28 watts. Des mesures exécutées sur le montage ont montré que la meilleure linéarité est atteinte lorsqu'une résistance de 1 000 Ω est placée en série dans la grille-écran.

Transformateur de sortie

Le transformateur de sortie dont nous donnerons plus loin les détails nécessaires à sa construction, a été étudié pour adapter deux impédances de charge secondaire différentes, comprises entre 6 et 8 Ω et entre 12 et 16 Ω . L'inductance du primaire, mesurée à 50 Hz sous une tension de 5 volts, est de 72 H; elle s'élève à 120 H lorsqu'elle est mesurée à 50 Hz sous 10 volts. L'inductance de dispersion est de 8 mH avec le secondaire court-circuité et de 6 mH avec une moitié du primaire en court-circuit. La résistance totale du primaire est de 319 Ω tandis que celle du secondaire est de 0,45 Ω pour l'impédance 12-16 Ω et de 0,18 Ω pour l'impédance 6-8 Ω .

L'induction maximale, mesurée à 20 Hz sous 500 volts crête, est de 5 800 gauss, soit 0,58 Wb/m². La forme et les dimensions des tôles composant le circuit magnétique du transformateur de sortie sont représentées sur la figure 9. Les enroulements sont effectués sur une carcasse divisée en deux parties égales, dans chacune des-

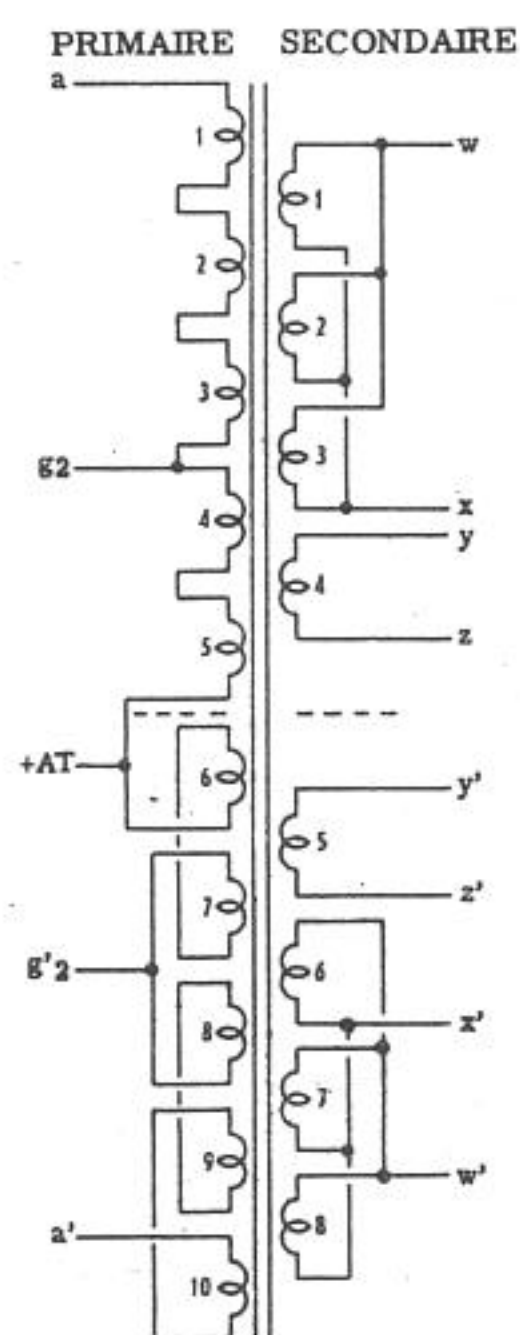


Fig. 9 - Forme et dimensions des tôles à employer pour le circuit magnétique du transformateur de sortie de l'étage amplificateur ultra-linéaire. L'empilement se fera sur une hauteur de 50 mm.

quelles est contenue une moitié de l'enroulement primaire. Chaque demi-enroulement primaire est divisé à son tour en cinq sections branchées en série et entre chacune de ces sections est intercalée une partie de l'enroulement secondaire. Ou donc en définitive, dix sections d'enroulement primaire, alternant avec huit sections d'enroulement secondaire. Parmi ces dernières, certaines sont reliées en série et d'autre en parallèle.

Ce genre de bobinage est assez laborieux à effectuer; toutefois, les résultats qu'il permet d'obtenir compensent largement les difficultés du travail.

Circuit magnétique . . . tôles normales en forme de I et de E.

Dimensions extérieures . . . 150 x 125 mm

Largeur de la branche centrale . . . 50 mm

Hauteur d'empilement 50 mm
 Section du circuit magnétique 25 cm²
 Sans entrefer

Les côtés exactes des tôles sont indiquées sur la figure 9 et le Tableau 1 donne toutes les indications nécessaires au bobinage des enroulements du transformateur dans l'ordre avec lequel ils doivent être exécutés, c'est-à-dire à partir de ceux situés tout près des tôles. Tous ces enroulements doivent être exécutés en fil de cuivre émaillé de section convenable, que l'on peut facilement calculer en fonction de l'intensité des courants passant dans chacun d'eux. Les branchements internes à effectuer entre les différentes sections du primaire sont indiquées dans le Tableau 2. Le commencement et la fin des enroulements S1, S2 et S3 du secondaire sont branchés en parallèle entre-eux; il en est de même pour S6, S7 et S8.

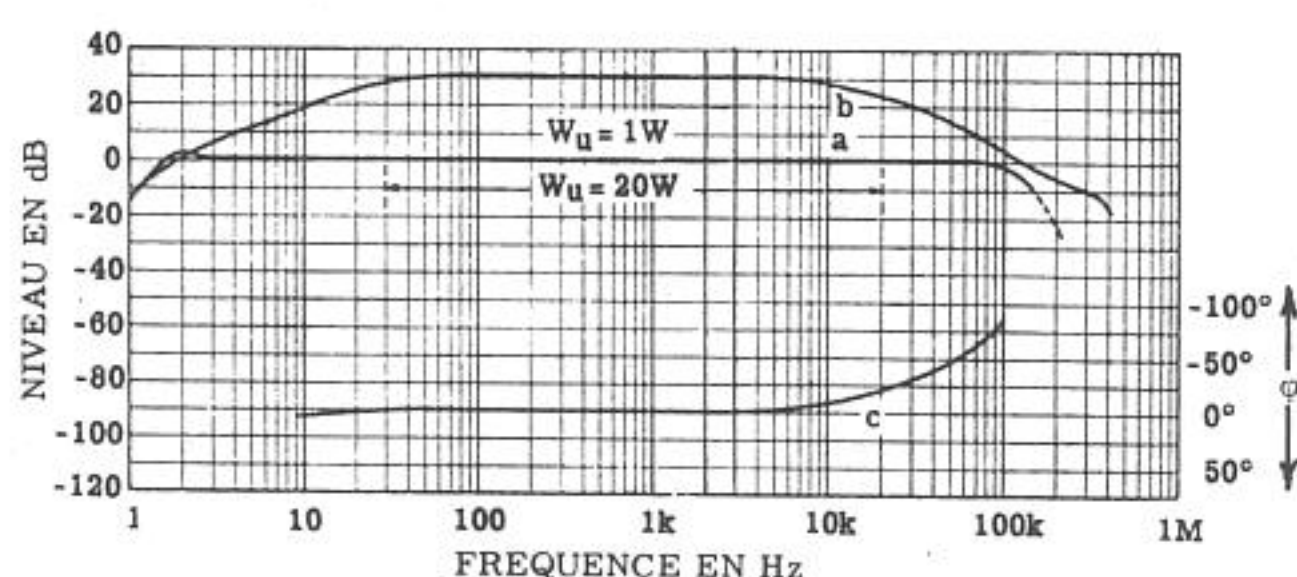


Fig. 11 - Courbe de réponse en fonction de la fréquence et du niveau de sortie en dB. Réponse en fréquence (a), gain de la boucle de contre-réaction (b) et distorsion de phase (c). Cette distorsion est indiquée sur l'échelle de droite.

Les branchements extérieurs du transformateur de sortie sont les suivants (P et S identifiant toujours le primaire et le secondaire):

- 1) Le début de P1 est relié à la plaque de la première EL34.
- 2) Le début de P10 est relié à la plaque de la seconde EL34.
- 3) Le point de jonction entre P3 et P4 à la grille-écran de la première EL34.
- 4) Le point de jonction entre P7 et P8 à la grille-écran de la seconde EL34.
- 5) Le point de jonction entre P5 et P6 (qui constitue la prise médiane du primaire) est relié au + HT.

Les différents branchements pouvant être réalisés sur les secondaires du transformateur se comprendront plus facilement avec l'aide de la figure 10. Pour obtenir une adaptation d'impédance comprise entre 5 et 8 Ω , les débuts des enroulements S1, S2 et S3 seront reliés au début de S4 tandis que la fin de chacun de ces enroulements sera relié à la fin de S4. Il s'agit donc (voir figure 10) de relier le point W au point R et le point X au point Z. On fera de même pour les enroulements S5, S6 et S7, symétriques des premiers. Il faudra donc relier W' à Y' et X' à Z'. Ces deux groupes de combinaisons seront ensuite reliés en série et les haut-parleurs seront branchés entre W et W'.

Si l'on veut obtenir une adaptation d'impédance comprise entre 12 et 16 Ω on branchera les enroulements S4 et S5 en parallèle Y et Y' et Z avec Z'. Les trois groupes sont ensuite reliés en série, c'est à dire Y et Y' à X, et Z et Z' à X. Cette fois encore les haut-parleurs seront branchés entre les points W et W'.

Contre - réaction

La sensibilité de l'amplificateur sans contre-réaction est d'environ 6,5 mV pour une puissance de sortie de 20 watts. Une tension BF d'entrée très faible suffirait donc pour obtenir la puissance de sortie maximale. Toutefois, comme on peut le voir sur la courbe b de la figure 11, la chaîne de contre-réaction introduit une atténuation de 30 dB et la sensibilité avec contre-réaction n'est plus que de 200 mV. Mais une telle sensibilité, si elle est suffisante dans certains cas (radio ou lecteur phonographique à fort niveau de sortie) est insuffisante dans d'autres, pour une entrée microphone par exemple.

Enroulement	Nombre de spires	Diamètre du fil	Largeur de l'enroulement	Nombre de couches
P ₁ · P ₁₀	380	0,28 mm	32 mm	4
S ₁ · S ₈	60	1,0 mm	33 mm	2
P ₂ · P ₉	380	0,28 mm	32 mm	4
S ₂ · S ₇	60	1,0 mm	33 mm	2
P ₃ · P ₈	380	0,28 mm	32 mm	4
S ₃ · S ₆	60	1,0 mm	33 mm	2
P ₄ · P ₇	380	0,28 mm	32 mm	4
S ₄ · S ₅	60	1,0 mm	33 mm	2
P ₅ · P ₆	380	0,28 mm	32 mm	4

fin de P ₁ au début de P ₂	fin de P ₁₀ au début de P ₉
fin de P ₂ au début de P ₃	fin de P ₉ au début de P ₈
fin de P ₃ au début de P ₄	fin de P ₈ au début de P ₇
fin de P ₄ au début de P ₅	fin de P ₇ au début de P ₆
fin de P ₅ à la fin de P ₆	

TABLEAU n° 1 (en haut): Données concernant les enroulements des différentes sections. TABLEAU n° 2 (en bas): Ordre des connexions internes du transformateur entre les différentes sections du primaire et du secondaire.

Comme le montre la courbe du gain de la chaîne de contre-réaction, celle-ci est moins importante aux fréquences très hautes et très basses de la bande; ces fréquences seront donc plus amplifiées que les fréquences centrales, ce qui compense l'atténuation des fréquences extrêmes introduites par les étages amplificateurs et leurs dispositifs de couplage. En conséquence, la courbe de réponse de l'amplificateur devient beaucoup plus linéaire et la bande passante de l'amplificateur avec contre-réaction est très élargie et s'étend pratiquement de 2 Hz à 100 kHz. Malgré le fait que pour les fréquences extrêmes la réaction tend à devenir positive (comme nous l'avons indiqué dans la précédente leçon), la stabilité de cet amplificateur reste parfaite. Sur le pro-

tototype, réalisé dans les laboratoires d'une importante Société (Philips), on a constaté une stabilité complète, même avec le circuit d'entrée ouvert; on a pu également utiliser un câble très long pour relier le secondaire du transformateur de sortie aux haut-parleurs, sans provoquer la production d'oscillations parasites quelconques.

Distorsion

La courbe de distorsion de phase est reproduite sur la figure (c). On voit que dans la gamme des fréquences BF qui nous intéresse, comprise entre 20 Hz et 20 kHz, la distorsion de phase est très faible et reste inférieure à 20%; on notera l'absence totale de déphasage entre 30 Hz et 5 kHz.

La distorsion harmonique, mesurée à 400 Hz, est figurée par les courbes a et b de la figure 12. La courbe (a) montre la distorsion de l'amplificateur sans contre-

réaction et avec une charge résistive tandis que la courbe (b) a été relevée avec la contre-réaction mais pour des puissances de sortie supérieures à celles prévues. On voit qu'à la puissance de sortie normale (20 watts), la distorsion est inférieure à 1% sans contre-réaction; cette même distorsion se réduit à moins de 0,05% avec un taux de contre-réaction de 30 dB à 20 watts et atteint seulement 0,1% à 27 watts.

Les mesures de distorsion d'intermodulation ont été exécutées pour des fréquences de 40 Hz et de 10 kHz, le rapport des amplitudes étant de 4/1. On a trouvé que le taux de distorsion est inférieur à 0,7% pour une puissance de crête de 20 watts avec des signaux sinusoïdaux.

L'allure de la courbe de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, représentée sur la figure 13, montre une excellente linéarité jusqu'à des tensions de l'ordre de 20 volts, mesurées aux bornes d'une charge de 15 Ω ce qui correspond à une puissance de sortie de 27 watts.

NOTE SUR LA REALISATION PRATIQUE

En règle générale et pour éviter le plus possible les couplages entre les circuits parcourus par des courants à la fréquence du secteur et les étages amplificateurs, il est souhaitable que la partie alimentation soit montée sur un châssis séparé de celui supportant le reste de l'amplificateur. Toutefois, en suivant exactement les

en prenant soin d'éloigner au maximum le transformateur d'alimentation et la bobine de filtre en intercalant entre-eux et le reste du montage, la valve redresseuse et les condensateurs électrolytiques.

Dans de nombreux amplificateurs, pour des raisons d'esthétique et de symétrie, on place la commande de

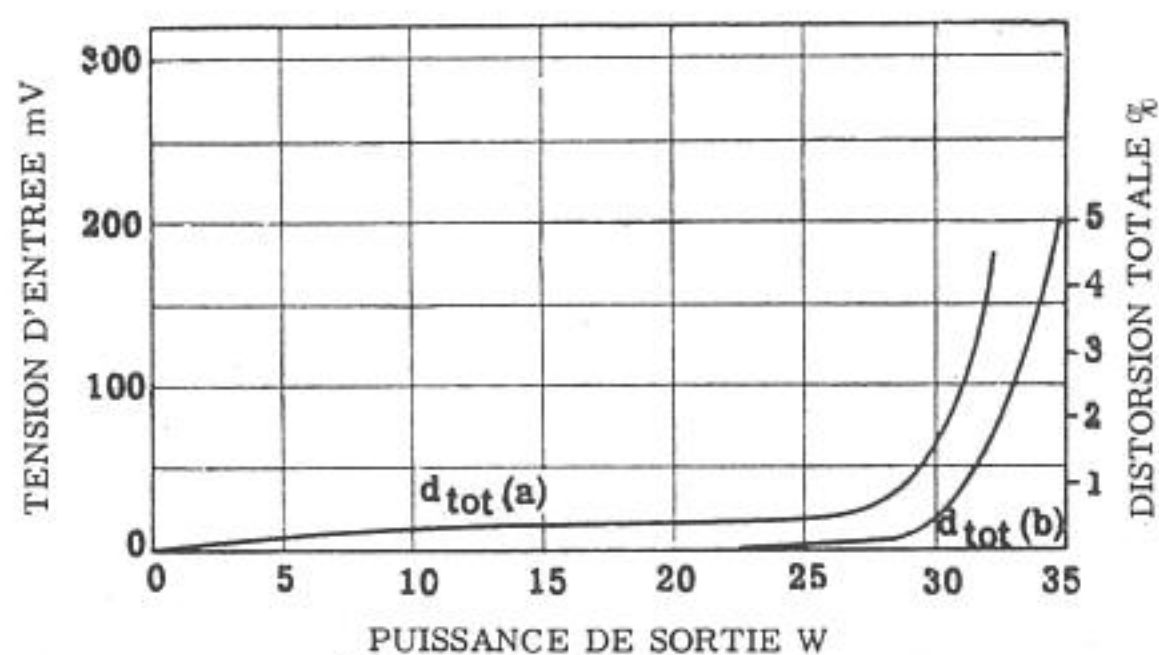


Fig. 12 - Courbe montrant la distorsion harmonique totale en fonction de la puissance de sortie et de la tension d'entrée, sans contre-réaction (a) avec contre-réaction de 30 dB à 400 Hz (b).

indications données plus loin, il est possible de monter l'ensemble sur un châssis unique, ce qui simplifie la réalisation. Dans le cas où l'on veut également construire un pré-amplificateur, celui-ci devra obligatoirement être monté sur un petit châssis séparé, si l'on veut éviter d'introduire des ronflements indésirables.

Lors de la mise en place des pièces et composants sur le dessus ou le dessous, du châssis, il faudra faire en sorte que les composants de chaque étage soient groupés et placés, autant que possible, dans l'ordre indiqué sur le schéma électrique. En conséquence, le premier étage amplificateur sera monté à une extrémité du châssis avec les réglages éventuels de puissance et le transformateur de sortie occuperont la partie centrale du châssis. A l'autre extrémité, bien séparé du reste du montage, sera placé l'ensemble d'alimentation,

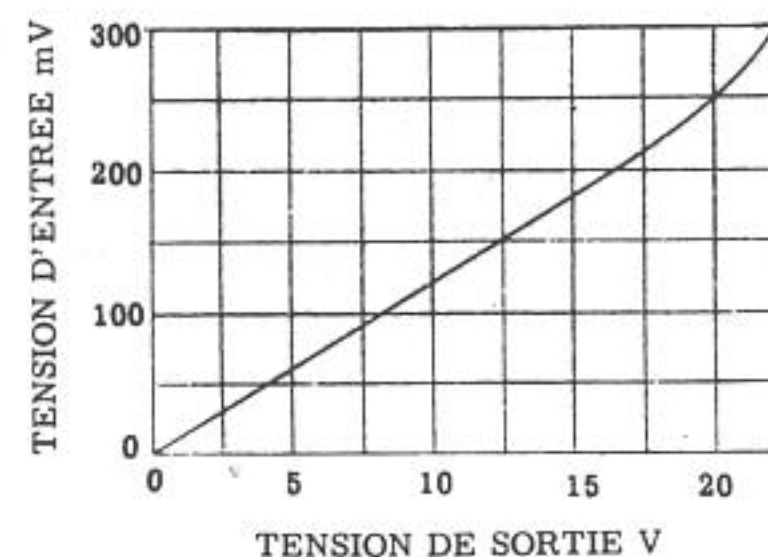


Fig. 13 - Courbe caractéristique de la tension de sortie (en volts), en fonction de la tension d'entrée (en mV).

volume sonore au centre du châssis et les deux commandes de tonalité aux deux extrémités opposées. Cette pratique n'est pas à recommander, il est absolument préférable de grouper ces commandes à l'extrémité du châssis correspondant à l'étage d'entrée. Cela tant pour éviter tout couplage avec les circuits de sortie et d'alimentation, que pour raccourcir autant que possible les connexions des étages d'entrée. De même, il n'est pas recommandé d'utiliser un interrupteur secteur combiné avec un des potentiomètres servant à la commande du volume sonore ou de la tonalité (comme cela se fait souvent dans les récepteurs de radio), mais il est conseillé d'utiliser un interrupteur séparé placé à proximité du transformateur d'alimentation: on évite ainsi que les fils amenant le courant du secteur voisinent avec les circuits d'entrée et y induisent des ronflements.

Le châssis sera exécuté en tôle d'acier cadmié ou en aluminium, dont l'épaisseur dépendra des dimensions générales et devra être suffisante pour assurer une bon-

ne rigidité à l'ensemble. Après avoir percé les trous nécessaires à la fixation des différents composants du montage, on commencera à fixer tout d'abord les plus légers d'entre-eux, c'est-à-dire ceux relatifs aux premiers étages et à exécuter les connexions s'y rapportant; on terminera en fixant les plus lourds, c'est-à-dire les deux transformateurs et la bobine de filtre.

Comment éviter les perturbations

Les oscillations parasites étant presque toujours provoquées par une réaction positive, il faut avant tout éviter les longues connexions parallèles entre-elles, sources de couplages inductifs. En suivant les indications que nous venons de donner, relatives au placement des composants sur le châssis, les principales connexions parcourues par les courants BF seront très courtes. Lorsque des transformateurs de couplage devront être prévus à l'entrée de l'amplificateur, ils devront nécessairement être placés très loin du transformateur de sortie pour éviter tout couplage magnétique entre-eux. Pour cette même raison, il sera bon d'utiliser un transformateur de sortie de haute qualité, dont le flux de dispersion soit très faible.

En principe, lorsque des oscillations dues au circuit de contre-réaction prennent naissance dans un amplificateur, il faut, en premier lieu, inverser les connexions aboutissant au secondaire du transformateur de sortie, puis, si elles persistent, modifier les valeurs des composants de la boucle. En ce qui concerne l'inconvénient illustré par la figure 3, la meilleure solution consiste dans l'utilisation de condensateurs électrolytiques de première qualité, de forte capacité et, si possible, dans le découplage des tensions alimentant les premiers étages au moyen de filtres à résistance-capacité. Cela est d'ailleurs prévu sur le schéma de la figure 8.

En ce qui concerne le bruit de fond, aucune précaution particulière n'est à prendre, si ce n'est l'utilisation d'une pentode à faible souffle, comme la EF86, pour le premier étage et de résistances à haute stabilité, type à couche, pour éviter d'introduire le souffle thermique. Dans les appareils industriels et professionnels, on évite l'effet microphonique par l'utilisation de supports de tubes spéciaux, fixés au châssis par une monture élastique; cela n'est pas indispensable dans notre montage où ce défaut ne se manifeste que très rarement.

Nous arrivons enfin, aux différents genres de ronflements pour l'élimination desquels outre ce que nous avons dit plus haut, il faut:

1) Orienter, sur le châssis, les circuits magnétiques du transformateur d'alimentation et de la bobine de filtre parallèlement entre-eux, mais perpendiculairement tant au transformateur de sortie, qu'à l'éventuel transformateur d'entrée. Ces éléments devront, à leur tour, être placés perpendiculairement entre-eux (sur la troisième dimension).

2) Soigner le plus possible les circuits de filtrage de

la haute tension pour que sa composante alternative soit négligeable. On peut vérifier la partie alimentation à l'aide de l'oscilloscope, comme nous l'avons décrit précédemment.

3) Exécuter les connexions aboutissant aux filaments des tubes en fils torsadés; de cette façon, les flux produits s'annulent réciproquement, en partie. Il convient de faire ce câblage très près du châssis, en suivant le chemin le plus court mais en se tenant très éloigné des circuits de grille et d'entrée.

4) Soigner particulièrement les masses qui, dans un amplificateur, sont essentielles à la réduction des ronflements. Pour ces connexions on devra utiliser du fil de cuivre nu de forte section, suffisamment rigide, qui sera fixé sur les cosses isolées du châssis et ira d'une extrémité à l'autre du châssis. Toutes les liaisons à la masse se feront sur ce conducteur dans l'ordre de succession des différents étages sur le schéma électrique. On pourra commencer d'un côté, par la liaison au point milieu du secondaire HT du transformateur d'alimentation; puis on y soudera le négatif des condensateurs électrolytiques (dont le boîtier métallique sera parfaitement isolé du châssis), les « masses » de l'étage de puissance et celles de l'étage intermédiaire, pour terminer par l'étage d'entrée. Tous les « retours de masse » de l'étage d'entrée devront aboutir en un seul point sur le fil de masse, auquel aboutiront également les côtés « masse » de la prise « pick-up », microphone, etc... Ce même point sera relié au châssis de l'amplificateur.

Il est également nécessaire que la tresse des fils blindés soit reliée à la masse en un seul point, à proximité de celui où aboutit la masse des circuits correspondants; il faut donc utiliser du fil blindé recouvert d'une gaine isolante qui évitera tout contact entre le blindage et le châssis.

Toutes les précautions mentionnées ci-dessus ont pour but d'éviter ce qu'on appelle les « boucles de masse », qui sont constituées par des liaisons à la masse formant une spire fermée. Par exemple, si le conducteur de masse disposé le long du châssis était soudé au châssis à ses deux extrémités, il formerait avec celui-ci un circuit fermé. Cette précaution, qui serait inutile si le châssis et le fil de masse étaient des conducteurs parfaits, se révèle indispensable car en raison de la résistance — même très faible — qu'ils présentent, une boucle de masse se comporterait comme un véritable circuit électrique, captant les champs électromagnétiques environnants et induisant, à son tour, une différence de potentiel entre les différents points du circuit qui devraient être au potentiel de la masse, c'est-à-dire tous au même potentiel.

L'exécution soignée des liaisons à la masse est sans doute l'opération la plus difficile du montage. Pour le reste, il suffit de prendre les précautions habituelles pour les soudures et de suivre les divers conseils que nous avons donné dans de précédentes leçons consacrées à des réalisations d'appareils.

QUESTIONS sur les LEÇONS 109 et 110

N. 1 — Qu'entend-on par « distorsion » et quels sont les différents types de distorsion pouvant se produire dans un amplificateur ?

N. 2 — Qu'est-ce que la courbe de réponse d'un amplificateur et quel est le type de distorsion lié directement à l'allure de cette courbe ?

N. 3 — Quand la distorsion de phase prend-elle naissance ?

N. 4 — Quel est le type de distorsion qui se produit dans un étage amplificateur ne travaillant pas dans une partie linéaire de la caractéristique dynamique du tube ? Comment peut-on l'éliminer ?

N. 5 — Un signal parfaitement sinusoïdal appliqué seul à l'entrée d'un amplificateur peut-il être distordu par suite de l'intermodulation ?

N. 6 — En quoi consiste la « réaction » et quels sont les deux genres de réaction ?

N. 7 — Quels sont les deux genres de réaction considérés au point de vue de la manière dont s'opère la réinjection à l'entrée de la fraction, de la tension de sortie ?

N. 8 — Quels sont les effets respectifs de la contre-réaction de tension et de la contre-réaction d'intensité sur l'impédance de sortie de l'étage sur lequel elles sont appliquées ?

N. 9 — Quel est l'inconvénient apporté par l'application d'une contre-réaction à un amplificateur ?

N. 10 — Quels sont par contre, les avantages que la contre-réaction procure ?

N. 11 — Quels sont les trois principales catégories de perturbations pouvant se produire dans les amplificateurs ?

N. 12 — Quels sont les deux genres principaux d'oscillations parasites et quelles en sont les causes ?

N. 13 — Quels sont les principaux types de bruit et comment peut-on les éliminer ?

N. 14 — Quelle est l'origine des ronflements et quelles doivent être les précautions à prendre pour les éliminer ?

N. 15 — Comment doit-on orienter les circuits magnétiques du transformateur d'alimentation, de la bobine de filtre, du transformateur de sortie et du transformateur d'entrée ?

REPONSES aux QUESTIONS de la p. 859

N. 1 — Les étages amplificateurs de tension ont pour fonction d'augmenter l'amplitude des tensions appliquées à l'entrée, jusqu'à la valeur nécessaire pour exciter convenablement l'étage final de puissance.

N. 2 — Les caractéristiques de la salle, ou du lieu d'utilisation, et celles des haut-parleurs utilisés.

N. 3 — Parce qu'en général les tensions BF issues d'un microphone sont beaucoup plus faibles que celles fournies par un pick-up ou un récepteur de radio, ou même par un magnétophone.

N. 4 — Directement à l'entrée ou, encore, entre deux étages amplificateurs de tension.

N. 5 — En insérant des filtres (généralement du type RC) contenant des composants variables (en principe des résistances), dont la variation permet d'atténuer plus ou moins une certaine gamme de fréquence.

N. 6 — Sur le principe du diviseur de tension, la fraction de signal désirée étant prélevée le long d'une résistance variable.

N. 7 — Deux moyens : soit par un transformateur à prise médiane, soit par un circuit électrique approprié.

N. 8 — Parce qu'un transformateur déphaseur de qualité moyenne introduit toujours des distorsions et que sa réponse n'est pas linéaire pour toutes les fréquences. Un transformateur de très haute qualité est encombrant et d'un prix de revient élevé.

N. 9 — Sur le fait que, dans un étage amplificateur, les tensions BF recueillies sur la plaque du tube sont déphasées de 180° par rapport à celles appliquées sur la grille de commande et à celles prélevées sur la cathode.

N. 10 — Parce que, dans un étage final symétrique, les ondulations ayant la même phase sur les deux plaques s'annulent mutuellement et ne donnent aucune tension en sortie. En effet, les seules tensions BF recueillies au secondaire du transformateur de sortie sont celles qui se trouvent aux bornes du primaire avec des phases opposées.

N. 11 — Cette lampe à filament de tungstène compense les variations d'amplitude du signal produit. Toute augmentation de l'amplitude du signal entraîne un accroissement du courant traversant le filament, ce qui augmente sa résistance, donc la chute de tension à ses bornes ; l'amplitude de la tension de sortie reste ainsi sensiblement constante.

N. 12 — Parce qu'il permet — à tout instant — de connaître la tension du signal injecté à un amplificateur, par exemple, et, connaissant la tension de sortie, de calculer immédiatement l'amplification obtenue.

N. 13 — Il fonctionne à la manière d'un diviseur de tension et fait varier le taux de réaction appliquée sur la cathode.

N. 14 — Lorsque la tension BF délivrée par le générateur est appliquée à l'entrée d'un étage amplificateur à impédance élevée ou quand, par contre, il est nécessaire de connaître exactement la valeur de cette impédance d'entrée.

N. 15 — En injectant à l'entrée de l'amplificateur à étudier des tensions de fréquence variable et d'amplitude constante fournies par le générateur et en mesurant la tension de sortie pour chacune de ces fréquences.

LA CONSTRUCTION DES AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE

3^{ème} PARTIE

LE PREAMPLIFICATEUR

Le préamplificateur a pour fonction d'adapter l'amplificateur aux différentes sources de signaux basse fréquence. Les principales adaptations nécessaires sont au nombre de trois :

- 1) Adaptation des impédances.
- 2) Adaptation de la sensibilité.
- 3) Adaptation de la courbe de réponse.

L'adaptation des impédances est effectuée en commutant à l'entrée des résistances de valeurs différentes suivant la source de signal. L'adaptation de la sensibilité est obtenue par le même principe ou, parfois, par l'insertion d'étages amplificateurs supplémentaires, selon la tension du signal à amplifier. L'adaptation de la courbe de réponse se fait au moyen de circuits correcteurs.

Dans les amplificateurs de faible puissance, ou dans ceux de qualité moyenne, le préamplificateur est généralement monté sur le même châssis que l'amplificateur; il consiste souvent en un seul tube précédant l'étage pilote. Dans les ensembles à « haute fidélité » ou de grande puissance, le préamplificateur est généralement séparé et comprend plusieurs étages amplificateurs à pentode ou à triode ainsi que plusieurs circuits d'entrée ayant des fonctions spécialisées.

Le problème de l'adaptation des impédances ou de l'accroissement de la sensibilité est — nous l'avons vu — facile à résoudre; par contre, le calcul et la réalisation des dispositifs correcteurs sont plus compliqués.

Pour comprendre la nécessité de ces circuits correcteurs, il convient de se rappeler que la gravure des disques, par exemple, n'est pas uniforme pour toutes les fréquences acoustiques. Pour des raisons techniques dont nous avons parlé dans la 88^{ème} leçon, il est nécessaire, en cours d'enregistrement, de graver les différentes fréquences avec des intensités relatives inégales. Les principales courbes caractéristiques des enregistrements sur disques sont représentées sur la **figure 1**. La courbe **a** concerne exclusivement les enregistrements de la Sté DECCA, la courbe **b**, a été adoptée par la majeure partie des maisons américaines et anglaises adhérant, respectivement, aux normes A.E.S. et R.I.A.A.; la courbe **c**, enfin, est celle des anciens enregistrements à 78 tours.

L'examen de ces courbes nous montre que si l'on veut que les sons reproduits par l'amplificateur correspondent exactement à ceux enregistrés, il faut que la courbe de réponse de l'amplificateur aux différentes fré-

quences de la gamme soit exactement **complémentaire** de celle employée lors de l'enregistrement; de cette façon, la courbe finale résultante est parfaitement linéaire. Bien que ces trois courbes d'enregistrement soient différentes l'une de l'autre, elles ont toutefois une allure générale assez semblable et l'on peut affirmer, en principe, que l'intensité de l'enregistrement augmente avec la fréquence des sons enregistrés. En reproduisant un disque avec un amplificateur dont la courbe de réponse est linéaire, on obtiendrait donc une nette prédominance des sons aigus sur les sons graves et aussi une distorsion importante provoquée par une amplitude excessive des harmoniques supérieures par rapport aux fréquences fondamentales.

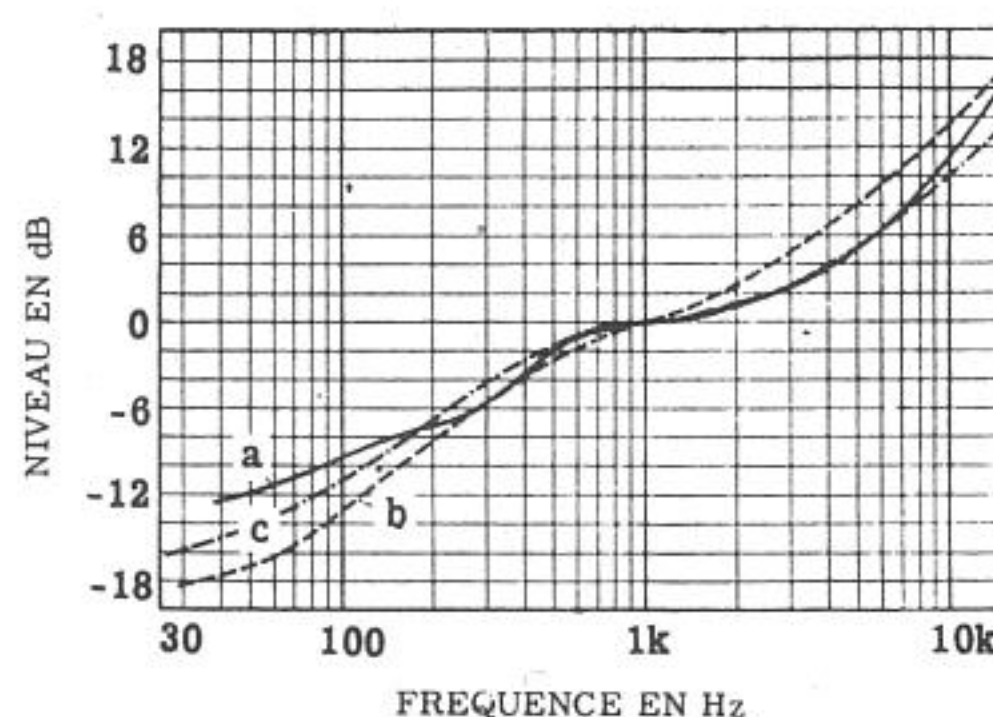


Fig. 1 - Courbes caractéristiques standards des enregistrements sur disques. a) courbe « ffr » de Decca, pour le disque d'essai LXT 2695; b) courbe pour disques microsillons; c) courbe disques 78 tours.

Etant donné qu'en général, tant pour des raisons de simplification de la construction que pour pouvoir exécuter plus facilement les mesures de bande passante et de distorsion, on préfère que les amplificateurs proprement dits aient une courbe de réponse linéaire à toutes les fréquences de la gamme, il est d'usage courant de placer les circuits correcteurs dans le préamplificateur. Ces dispositifs d'égalisation ont pour effet, nous venons de le dire, de donner à l'ensemble de reproduction une courbe de réponse complémentaire de celle d'enregistrement. Dans les préamplificateurs de qualité les circuits correcteurs pour lecteurs phonographiques sont au nombre de trois, chacun d'eux étant prévu pour compenser une des courbes de la figure 1. Dans d'autres montages plus simples, on tient compte du fait que les courbes ont sensiblement la même allure et on se contente de deux circuits d'égalisation (microsillons et 78 tours), ou même d'un seul, dont la caractéristi-

que de réponse est une moyenne entre les trois courbes idéales.

Généralement, les dispositifs correcteurs sont placés dans le premier étage du préamplificateur et sont constitués par différents réseaux RC qui produisent une **contre-réaction sélective**. La contre-réaction sélective est une contre-réaction dont le taux varie avec la fréquence et qui peut donc modifier la courbe de réponse de l'étage dans lequel elle est insérée. Tous les circuits de contre-réaction sont plus ou moins sélectifs; nous avons vu que cela était dû aux déphasages différents suivant les fréquences. Toutefois, la courbe de réponse du réseau de contre-réaction peut être encore modifiée en ajoutant certains circuits RC particuliers.

Dans les préamplificateurs on trouve toujours plusieurs types de circuits correcteurs RC, en nombre égal à celui des entrées prévues. Ils sont commutés en même temps que l'entrée choisie, de telle sorte qu'à chacune d'elles corresponde une courbe de réponse convenable. En dehors de ces circuits égalisateurs, le préamplificateur comprend également tous les autres réglages nécessaires: la commande de volume sonore (ou de gain), les correcteurs séparés pour les sons graves et aigus et, parfois, un réglage du filtre de bruit d'aiguille, au moyen duquel il est possible d'atténuer le bruit de fond caractéristique généralement produit pendant la reproduction des disques phonographiques.

Certains préamplificateurs sont également dotés de dispositifs « mélangeurs », au moyen desquels on peut amplifier simultanément plusieurs tensions BF issues de sources différentes, comme deux microphones situés à des emplacements différents, par exemple. Il est alors possible de régler séparément les volumes de ces signaux et parfois même leur tonalité.

Le préamplificateur que nous allons décrire, bien que donnant d'excellents résultats, ne comporte pas ces dispositifs compliqués qui sont le propre des appareils à usage professionnel et dont la réalisation pratique serait trop ardue pour un technicien débutant. En effet, le préamplificateur, bien plus encore que l'amplificateur de puissance, doit être particulièrement soigné; le choix des composants, leur emplacement et les blindages nécessitent une attention très grande. Cela est évident, car une perturbation, même très faible, prenant naissance dans ces étages est amplifiée fortement par tous les étages successifs et peut devenir très importante à la sortie. Il faut donc, pour un début, que les circuits soient suffisamment simples pour pouvoir être réalisés avec un minimum de connexions très courtes et éviter ainsi les réactions et les ronflements d'induction.

Ce préamplificateur peut être utilisé soit avec l'amplificateur de puissance décrit dans la leçon précédente, soit avec d'autres amplificateurs du même genre. Il comporte différentes entrées pour lecteurs de disques magnétiques, pour têtes de lecture de magnétophones, pour microphones et pour radio. Une entrée supplémentaire, pour toute autre source de basse fréquence, est également prévue.

Le choix des différentes entrées se fait au moyen d'un contacteur placé sur le panneau avant.

Les positions de ce contacteur, de la gauche vers

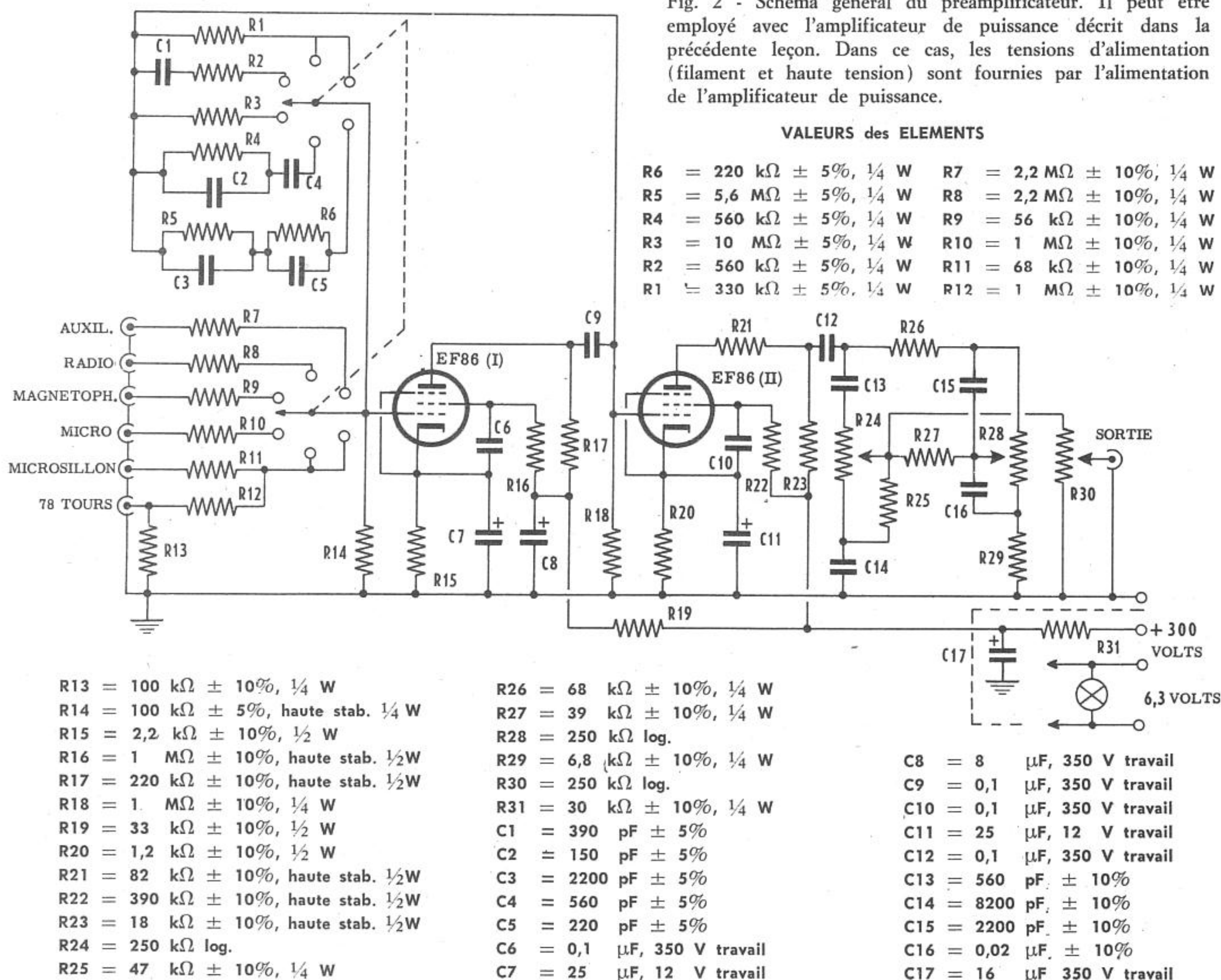
la droite, sont les suivantes:

- 1) Lecteur piézo-électrique ou magnéto-dynamique pour disques 78 tours.
- 2) Lecteur piézo-électrique ou magnéto-dynamique pour disques microsillons.
- 3) Microphone à cristal ou microphone magnétique avec transformateur d'entrée.
- 4) Tête de lecture de magnétophone à haute impédance.
- 5) Tuner radio.
- 6) Entrée auxiliaire.

L'égalisation pour les disques est faite conformément aux plus récentes recommandations de la R.I.A.A. et de l'A.E.S. adoptées par les plus importants producteurs de disques. La courbe de reproduction pour rubans magnétiques a été étudiée particulièrement pour une vitesse de reproduction de 19 cm/seconde, correspondant à des enregistrements à haute fidélité. Il a été également prévu des correcteurs de tonalité à basse impédance, efficaces dans une vaste gamme de fréquences et pouvant ainsi répondre à tous les besoins.

Caractéristiques générales

Tension de sortie . . .	variable entre 40 mV et 250 mV.
Sensibilité	pick-up à cristal: 50 mV microsillons; 150 mV pour 78 tours. Lecteur magnéto-dynamique: 3 mV pour microsillons; 9 mV pour 78 tours. Microphone: 6 mV. Magnétophone: 3 mV à 5 kHz. Tuner radio: 250 mV. Entrée auxiliaire: 250 mV.
Ronflements et bruit de fond	- 55 dB en position microsillons. - 57 dB en position 78 tours. - 44 dB sur microphone. - 53 dB sur magnétophone.
Impédance d'entrée . . .	100 000 ohms sur position lecteurs phonographiques. 1 mégohm pour entrée microphone. 85 000 ohms pour entrée magnétophone. 2 mégohms pour entrée tuner radio. 2 mégohms pour entrée auxiliaire.
Distorsion	0,15% pour le niveau de sortie normal. 0,24% pour un niveau de sortie 10 fois supérieur.
Corrections de tonalité .	Amplification maximale de sons graves: +17 dB à 50 Hz. Atténuation maximale de sons graves: -14 dB à 50 Hz. Amplification maximale de sons aigus: +14 dB à 10 kHz. Atténuation maximale des sons aigus: -15 dB à 10 kHz.



DESCRIPTION DU MONTAGE

Le schéma général est représenté par la **figure 2**. Ce préamplificateur comporte deux étages équipés de pentodes EF86 à fort coefficient d'amplification. Les égalisations se font entièrement dans le premier étage par l'intermédiaire d'une boucle de contre-réaction sélective entre l'anode et la grille de commande de la première EF86. Le second étage ne comporte pas de contre-réaction; à la sortie de cet étage, donc du préamplificateur, est placé le double correcteur de tonalité, constitué par des réseaux RC. Un potentiomètre placé après ces correcteurs permet de commander le niveau de la tension de sortie. La boucle de contre-réaction ne concerne que le premier étage, car elle réduit l'impédance de grille de cet étage, ce qui permet de lui appliquer des signaux provenant de sources à basse impédance, et diminue les ronflements parasites.

Des résistances sont placées en série dans le circuit d'entrée de chaque canal; elles ont pour effet de déterminer de façon précise la sensibilité et l'impédance de chacun d'eux. Les valeurs indiquées dans la liste jointe au schéma de la figure 2 conviennent pour des sources de signaux BF de type normal; on peut, le cas échéant, changer la sensibilité et l'impédance de chaque entrée en modifiant la valeur de la résistance sé-

rie correspondante. A ce propos, rappelons que l'impédance d'entrée d'un étage d'amplification est égale à la somme de l'impédance de grille de la lampe (modifiée par le circuit de contre-réaction) et de l'impédance d'entrée.

La sensibilité totale (ou le gain) du préamplificateur est réglée pour tous les canaux par le diviseur de tension constitué par les résistances R21 et R23 du circuit plaque de la deuxième EF86. Dans tous les cas, la somme de ces deux résistances doit être égale à 100 000 ohms, qui est la charge convenant à cette pentode. Avec les valeurs indiquées (R21 = 82 000 ohms et R23 = 18 000 ohms), la tension BF de sortie est de 40 mV, convenant à l'attaque d'un amplificateur de 10 watts. Dans le cas où ce préamplificateur est destiné à être monté devant l'amplificateur de 20 watts, décrit dans la leçon précédente le condensateur C12 sera relié directement à la plaque de la EF86 et la tension de sortie sera alors 250 mV.

En ce qui concerne l'alimentation, on sait (voir les leçons précédentes) qu'il est préférable que les filaments soient alimentés en tension continue — comme nous l'indiquerons par ailleurs — ou, tout au moins, s'ils sont alimentés en alternatif, ils devront être polarisés positivement par rapport à la cathode. En outre, il convient que le filtre de découplage de la HT, constitué

par la résistance R31 et le condensateur chimique C17, soit monté directement dans la partie alimentation.

Les mêmes principes énoncés lors de l'étude relative à la construction de l'amplificateur de puissance sont également valables ici. Mais répétons encore que le montage du préamplificateur doit être plus soigné, car les tensions BF en jeu sont extrêmement faibles et subissent une très forte amplification. Le câblage sera fait de telle sorte que les connexions à haute impédance soient aussi courtes que possible. D'une manière générale, pour la disposition des divers composants, on s'inspirera du schéma de principe, les entrées étant à une extrémité du châssis et la sortie à l'autre.

Entrées pour lecteurs phonographiques. - Les courbes d'égalisation des deux entrées « pick-up » sont représentées sur la figure 3. Comme nous l'avons dit, elles sont complémentaires de celles de la figure 1. Les différentes sensibilités nécessaires aux deux positions (microsillons et 78 tours) sont obtenues, en partie, en appliquant des taux de contre-réaction différents, mais surtout en insérant la résistance d'atténuation R13.

Les ronflements et le bruit de fond sont à -55 dB au dessous du niveau de sortie dans la position microsillons et à -57 dB dans la position 78 tours. Dans les deux cas, l'impédance d'entrée est d'environ 100 000 ohms. La sensibilité pour lecteurs magnétiques, mesurée à 1 kHz, est de 3 mV pour les microsillons et de 9 mV pour les 78 tours tandis que pour les lecteurs

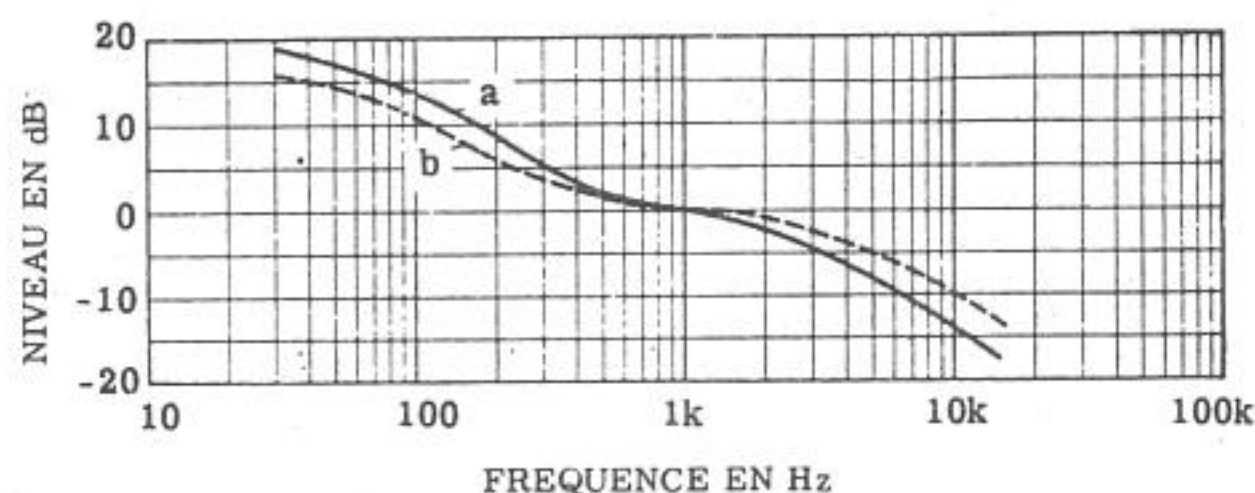


Fig. 3 - Courbe d'égalisation pour disques microsillons (a) et pour disques 78 tours (b).

piézo-électriques, elle est respectivement de 50 et de 150 mV, cela pour obtenir la puissance de sortie maximale, bien entendu.

Entrée microphone. - Cette entrée est prévue pour un microphone adaptateur d'impédance. La sensibilité est de 6 mV et l'impédance d'entrée de 1 mégohm. Le niveau de ronflement et de bruit de fond est de -44 dB par rapport à celui du signal. La courbe de réponse de cette voie est représentée par la figure 4; elle est linéaire dans une bande comprise entre 80 Hz et 3 kHz et s'infléchit assez rapidement aux fréquences extrêmes.

Entrée magnétophone. - La courbe caractéristique de la voie pour signaux provenant de la tête de lecture d'un magnétophone est représentée par la figure 5. Elle est conforme aux normes CCIR depuis les fréquences élevées jusqu'à 100 Hz environ tandis qu'en dessous de cette fréquence l'accentuation est moins forte que celle prévue par ces normes. L'impédance d'entrée de cette voie est d'environ 80 000 ohms et la sensibilité est de 3 mV, à 5 kHz. Le niveau de bruit est de -52 dB par rapport au niveau du signal.

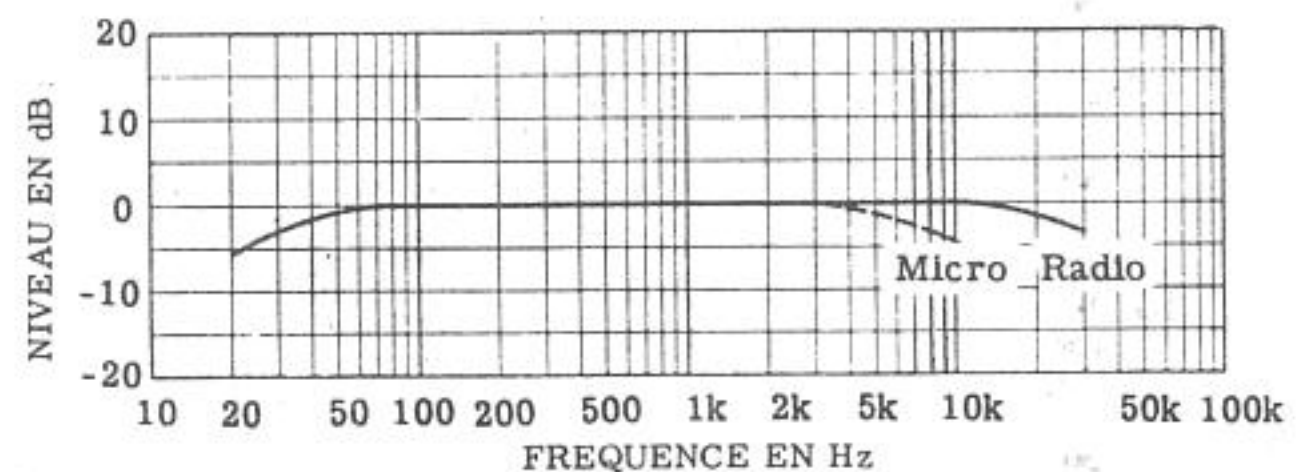


Fig. 4 - Courbes de réponse des étages d'entrée en fonction des circuits d'égalisation pour la radio (trait continu) et pour microphone (trait discontinu).

L'écoute des rubans enregistrés doit se faire au moyen d'une tête de lecture à haute impédance, car c'est seulement avec une telle tête que la courbe de la figure 5 donne de bons résultats. Si la tête de lecture fournit une tension insuffisante, on peut pallier cet inconvénient en réduisant la valeur de R9 jusqu'à l'obtention de la sensibilité désirée.

Entrée pour Tuner HF. - Elle correspond à la position 5 du contacteur. La courbe de réponse de la voie radio est celle de la figure 4; elle est calculée pour fournir une réponse aussi linéaire que possible et elle convient aussi bien à l'amplification des signaux fournis par un adaptateur à modulation d'amplitude, que pour ceux provenant d'un adaptateur à modulation de fréquence déjà pourvu d'un circuit de désaccentuation.

La sensibilité de cette voie est d'environ 250 mV, avec une impédance d'entrée de 2 mégohms; cette sensibilité est généralement largement suffisante. D'autres valeurs de sensibilité peuvent être obtenues en faisant varier la résistance R1, faisant partie de la boucle de contre-réaction, et la résistance R8 mise en série est trop élevée, on peut facilement la réduire en branchant une résistance de valeur convenable entre l'entrée et la masse.

Entrée supplémentaire. - On peut voir sur le schéma de la figure 2 que cette entrée supplémentaire correspond à la position 6 du contacteur et qu'elle est absolument identique à celle de la voie radio. Elle peut donc être utilisée pour les usages généraux; sa courbe de réponse est linéaire et sa sensibilité est de 250 mV. En particulier, cette voie peut être utilisée pour l'amplification des signaux issus d'un amplificateur de magnétophone déjà pourvu de ses propres circuits correcteurs. Cette voie peut également être utilisée avec des lecteurs phonographiques ou des microphones susceptibles de délivrer des tensions BF suffisamment élevées.

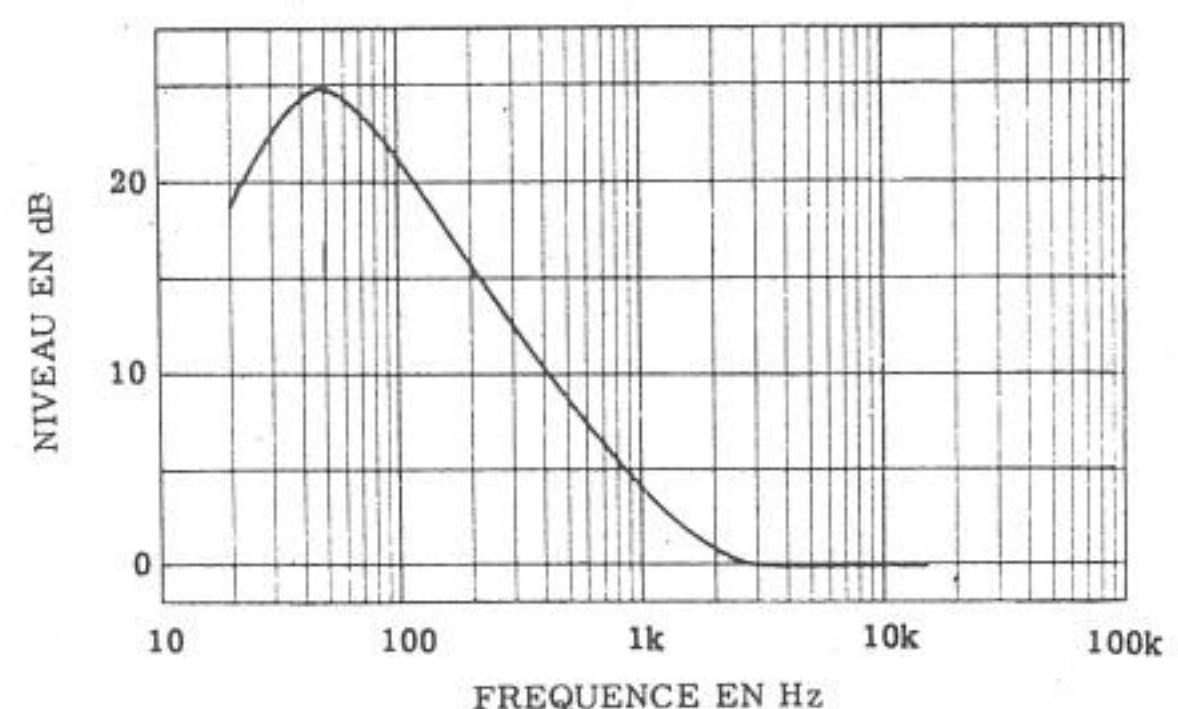


Fig. 5 - Courbe de réponse obtenue par le dispositif d'égalisation adopté pour l'entrée réservée à la tête de lecture de magnétophone.

- Photodissociation** — Photodissociation (dissociation ou désintégration d'un composé chimique par l'action d'énergie radiante).
- Photoelectric** — Photoélectrique (se rapportant aux effets électriques dus à la lumière: émission d'électrons, génération d'une tension ou variation de la résistance électrique).
- Photoelectric absorption** — Absorption photoélectrique (l'absorption de photons dans l'effet photoélectrique).
- Photoelectric cathode** — Cathode photoélectrique ou photocathode (voir « Photocell »).
- Photoelectric character reader** — Lecteur photoélectrique de caractères (dispositif qui explore des caractères alphanumériques imprimés, et fournit des caractères correspondants en code qui peuvent être envoyés à un ordinateur, à une machine à écrire, à une machine à perforer, etc.).
- Photoelectric color comparator** — Comparateur photoélectrique des couleurs.
- Photoelectric colorimeter** — Colorimètre photoélectrique (pour la détermination quantitative de la couleur).
- Photoelectric conductivity** — Conductivité photoélectrique (propriété de certains cristaux qui ne fait augmenter la conductivité que lorsqu'ils sont illuminés).
- Photoelectric constant** — Constante photoélectrique.
- Photoelectric control** — Commande photoélectrique.
- Photoelectric counter** — Compteur photoélectrique (dispositif, actionné photoélectriquement, qui compte le nombre d'objets qui interrompent un faisceau de lumière).
- Photoelectric current** — Courant photoélectrique (un courant d'électrons émis par la cathode d'un phototube sous l'influence de la lumière).
- Photoelectric densitometer** — Densitomètre photoélectrique (instrument pour mesurer la densité ou l'opacité d'un matériau).
- Photoelectric directional counter** — Compteur photoélectrique directionnel (d'objets qui se meuvent dans une direction donnée).
- Photoelectric door opener** — Ouvre-porte photoélectrique.
- Photoelectric effect** — Effet photoélectrique (émission d'électrons de la part d'une substance par l'action d'énergie radiante absorbée par la substance même; perte d'électrons de la part d'un conducteur isolé lorsqu'il est exposé à la lumière).
- Photoelectric electron-multiplier tube** — Tube photoélectrique qui utilise l'émission secondaire pour amplifier le faisceau d'électrons émis par la photocathode illuminée.
- Photoelectric emission** — Emission photoélectrique.
- Photoelectric fatigue** — Fatigue photoélectrique: diminution de sensibilité d'une substance photoélectrique.
- Photoelectric flame-failure detector** — Contrôle photoélectrique qui sert à interrompre le flux du combustible lorsque la flamme fait défaut.
- Photoelectric glossmeter** — Instrument photoélectrique pour mesurer la clarté.
- Photoelectric inspection** — Inspection photoélectrique (de la qualité d'un produit).
- Photoelectric intrusion-detector** — Dispositif d'alarme photoélectrique dans un local.
- Photoelectricity** — Photoélectricité (électricité due à l'action de la lumière).
- Photoelectric lighting controller** — Relais photoélectrique qui contrôle l'éclairage.
- Photoelectric material** — Substance photoélectrique.
- Photoelectric membrane manometer** — Manomètre photoélectrique à membrane (instrument pour mesurer ou enregistrer des variations minima de pression; on projette un faisceau de lumière sur un miroir relié à une membrane, et un phototube sert à capter la lumière réfléchie par ce miroir).
- Photoelectric multiplier** — Multiplicateur photoélectrique (voir « Multiplier phototube »).
- Photoelectric opacimeter** — Opacimètre photoélectrique (instrument pour mesurer l'opacité d'une solution).
- Photoelectric phonograph pickup** — Pick-up phonographique photoélectrique (l'aiguille du pick-up est reliée à un miroir dont la lumière est captée par une photocellule. Les mouvements de l'aiguille font varier la quantité de lumière réfléchie, et aussi par conséquent la résistance de la photocellule).
- Photoelectric photometer** — Photomètre photoélectrique.
- Photoelectric pickup** — Pick-up photoélectrique (qui convertit une variation de lumière en un signal électrique).
- Photo electric plethysmograph** — Electro-artériographe.
- Photoelectric pyrometer** — Pyromètre photoélectrique (instrument pour mesurer des températures élevées).
- Photoelectric recorder** — Enregistreur photoélectrique.
- Photoelectric reflectometer** — Réflectomètre photoélectrique.
- Photoelectric relay** — Relais photoélectrique.
- Photoelectric scanner** — Dispositif photoélectrique qui comprend une source lumineuse, un système de lentilles et un ou plusieurs phototubes, placés à quelques centimètres d'une surface en mouvement et utilisés pour actionner des appareillages de contrôle lorsque la quantité de lumière réfléchie par la surface subit des variations.
- Photoelectric scleroscope** — Scléroscope photoélectrique (instrument qui sert à calculer la dureté des métaux et qui fait usage d'un système photoélectrique pour mesurer le rebond d'une bille d'acier).
- Photoelectric sensitivity** — Sensibilité photoélectrique (le rapport entre le courant d'émission photoélectrique et l'énergie radiante incidente).
- Photoelectric smoke-density** — Contrôle photoélectrique de la densité de la fumée. (dans une route).
- Photoelectric sorter** — Machine à sélectionner photoélectrique.
- Photoelectric system** — Installation photoélectrique.
- Photoelectric threshold** — Seuil photoélectrique.
- Photoelectric timer** — Contrôleur de temps photoélectrique (instrument qui éteint automatiquement une machine de rayons X lorsque la plaque photographique a été correctement impressionnée).
- Photoelectric tristimulus colorimeter** — Colorimètre tristimulus photoélectrique (colorimètre qui emploie trois combinaisons de sources lumineuses, filtres et phototubes pour la mesure des couleurs à haut précision).
- Photoelectric tube** — Phototube (tube électronique où l'émission d'électrons a lieu par effet de l'énergie lumineuse atteignant une surface sensible à la lumière).
- Photoelectric turbidimeter** — Voir « Photoelectric opacimeter ».
- Photoelectric work function** — Fonction de travail photoélectrique (l'énergie nécessaire pour transférer des électrons d'un métal donné à un vide ou à un autre milieu adjacent pendant l'émission photoélectrique).
- Photoelectric yield** — Rendement photoélectrique (voir « photoelectric sensitivity »).
- Photoelectromagnetic effect** — Effet photoélectromagnétique (dans un semiconducteur intermétallique à surface plane placé dans un champ magnétique parallèle avec la surface donnée).
- Photoelectromotive force** — Force photoélectromotrice (f.e.m. provoquée d'une action photovoltaïque).
- Photoelectron** — Photoélectron (électron émis par un matériau par effet de la lumière).
- Photoemissive** — Photoémetteur.
- Photoemissive cell** — Phototube (voir « Phototube »).
- Photoemissive tube** — Phototube.
- Photoflash tube** — Tube à gaz employé pour engendrer des éclats de lumière de forte intensité et de courte durée, pour photographie.
- Photoflash unit** — Source portative de lumière électronique pour photographie.
- Photoflood lamp** — Lampe incandescente pour photographie.
- Photoglow tube** — Phototube à gaz utilisé comme relais (la tension de fonctionnement est telle que l'ionisation et une décharge lumineuse ont lieu, avec un flux de courant considérable, lorsqu'on atteint un certain degré d'illumination).
- Photogoniometer** — Photogoniomètre (goniomètre qui utilise un élément photosensible pour étudier les effets des rayons X dans les cristaux).
- Photographic projection plan indicator** — Indicateur « radar » panoramique muni d'un appareillage photographique pour la prise, le développement et la projection de l'image sur un écran).
- Photographic recording** — Enregistrement photographique.
- Photographic sound recorder** — Appareil pour l'enregistrement photographique de signaux acoustiques.
- Photographic sound reproducer** — Appareil pour la reproduction de signaux acousti-

ques enregistrés photographiquement.

Photoionization — Photo-ionisation (ionisation dans un gaz par effet de radiation visible ou ultraviolette).

Photomagnetic effect — Effet photomagnétique de la lumière sur la susceptibilité magnétique de certaines substances).

Photomeson — Photomésion (mésion émis par un noyau par l'action d'un photon).

Photometer — Photomètre (instrument pour mesurer l'intensité d'une source lumineuse ou bien la qualité d'illumination sur une surface).

Photometry — Photométrie.

Photomultiplier counter — Compteur photomultiplicateur (compteur de scintillation muni d'un phototube multiplicateur incorporé).

Photomultiplier tube — Phototube multiplicateur.

Photon — Photon (un quantum d'énergie électromagnétique).

Photonegative — Photonégatif (ayant une photoconductivité négative, c'est-à-dire qu'il diminue de conductivité sous l'influence de la lumière).

Photon engine — Moteur à photons.

Photoneutron — Photoneutron (neutron émis comme résultat d'une désintégration due à la lumière).

Photonuclear reaction — Réaction photonucléaire.

Photophoresis — Photophorésis (effet pour laquelle les particules très réduites, du diamètre de l'ordre d'un micron, suspendues dans l'air, peuvent être mises en mouvement par un faisceau intense de lumière).

Photopositive — Photopositif (ayant une photoconductivité positive, c'est-à-dire qu'il augmente de conductivité sous l'influence de la lumière).

Photoproton — Photoproton.

Photoresistor — Photorésistance (la résistance diminue quand elle est éclairée).

Photoscope reconnaissance — Exploration photoscopique (on photographie les images qui apparaissent sur l'écran d'un « radar »).

Photosensitive — Photosensible (capable d'émettre des électrons lorsqu'il est éclairé).

Photosensitive recording — Enregistrement photosensible (exposition d'une surface photosensible au faisceau lumineux contrôlé par un signal).

Photosphere — Photosphère (surface visible du soleil).

Phototelegram — Phototélégramme (télégramme transmis par fac simile).

Phototelegraphy — Phototélégraphie (transmission de photographie ou d'autres images par voie radio ou par fil, au moyen d'exploration de l'image en aires élémentaires selon une séquence ordonnée; conversion de chaque aire en un signal électrique proportionnel, transmission des signaux en séquence et reconstitution ordonnée des mêmes dans le récepteur). Appelée aussi fac simile ou téléphoto.

Phototimer — Voir « Photoelectric timer ».

Phototransistor — Phototransistor (transistor sensible à la lumière).

Phototube — Phototube (tube électronique

où des variations de la lumière incidente provoquent des variations correspondantes de l'émission électronique).

Phototube bridge circuit — Circuit à pont où un bras est constitué d'un phototube.

Phototube relay — Relais dont le fonctionnement dépend de l'action d'un faisceau de lumière sur un phototube.

Photovaristor — Photovaristor (résistance à variation automatique où la relation courant-tension peut être modifiée par l'éclairage).

Photovoltaic — Photovoltaïque (capable d'engendrer une tension à la suite d'une exposition aux radiations).

Photovoltaic cell — Cellule photovoltaïque.

Photovoltaic effect — Effet photovoltaïque: lorsque l'énergie radiante, d'habitude la lumière, atteint l'union de deux matériaux différents, comme par exemple une jonction « pn » ou bien un métal semi-conducteur, une force électromotrice est créée.

Photo cell — Type de cellule photovoltaïque, constituée d'un support en cuivre et d'une couche pelliculaire d'oxyde cuivreux.

Photonic cell — Type de cellule photovoltaïque à base de sélénium.

Physical characteristic — Caractéristique physique.

Physics — Physique.

pi — La lettre grecque π , utilisée pour indiquer la valeur 3,1416 (le rapport de la circonférence d'un cercle avec son propre diamètre).

P³I — Abréviation de « Precision plan position indicator » (Indicateur panoramique de précision).

P⁴I — Abréviation de « Photographic projection plan position indicator » (indicateur panoramique à projection photographique).

Picket ships — Navires de la marine militaire U.S.A. qui font partie de la chaîne « radar » NORAD.

Picking up — Procédé de transfert d'une onde d'un guide d'ondes à un câble coaxial, ou bien à une paire de conducteurs.

Pickoff — Dispositif apte à convertir un mouvement mécanique en un signal électrique proportionnel.

Pickup — Dispositif qui convertit une vibration, un son, une scène, ou une autre forme d'information, en des signaux électriques correspondants. La tension, courant ou puissance minimum, auquel un relais est capable de réaliser la propre fonction. Interférence par un circuit ou équipement situé au voisinage.

Pickup arm — Bras de pick-up.

Pickup cartridge — Cartouche de pick-up.

Pickup current — Le courant à partir duquel un dispositif actionné magnétiquement commence à fonctionner.

Pickup spectral characteristic — Caractéristique de réponse spectrale d'un dispositif qui convertit une radiation en des signaux électriques.

Pickup voltage — La tension à partir de laquelle un dispositif actionné magnétiquement commence à fonctionner.

pico — Préfixe ayant la signification de 0,000.000.000.001, ou 10^{-12} .

Pictorial wiring diagram — Schéma de circuit électrique qui contient le dessin réel des composants radio, et qui illustre clairement toutes les liaisons entre les dits composants.

Picture — Image.

Picture element — Élément d'image (la plus petite subdivision d'une image en fac simile).

Picture inversion — Inversion d'image (inversion des blancs et des noirs dans la copie enregistrée d'une image transmise en fac simile).

Pierce oscillator — Oscillateur Pierce (oscillateur où un cristal piézoélectrique est placé entre la plaque et la grille du tube. Fondamentalement c'est un oscillateur Colpitts, avec la division de tension obtenue au moyen des capacités grille-cathode et anode-cathode du circuit).

Pie winding — Enroulement en forme d'anneau ou de couronne.

Piezoelectric — Piézo-électrique (ayant la propriété d'engendrer une tension lorsqu'on applique une force mécanique ou vice-versa).

Piezoelectric axis — Axe piézo-électrique (une des directions dans un cristal ou une tension ou compression mécanique engendre une tension électrique).

Piezoelectric crystal — Cristal piézo-électrique.

Piezoelectric crystal element — Élément de cristal piézo-électrique (un morceau de matériel piézo-électrique taillé d'après une forme géométrique et orientation déterminée par rapport aux axes du matériau).

Piezoelectric crystal plate — Lamelle de cristal piézo-électrique.

Piezoelectric crystal unit — Élément piézo-électrique.

Piezoelectric effect — Effet piézo-électrique.

Piezoelectric gage — Instrument qui emploie un matériau piézo-électrique pour la mesure de pressions dues à des explosions.

Piezoelectricity — Piézo-électricité.

Piezoelectric loudspeaker — Haut-parleur piézo-électrique ou à cristal.

Piezoelectric microphone — Microphone piézo-électrique ou à cristal.

Piezoelectric oscillator — Oscillateur piézo-électrique ou à cristal.

Piezoelectric pickup — Pick-up piézo-électrique ou à cristal.

Piezoelectric pressure gage — Voir « Piezoelectric gage ».

Piezoelectric resonator — Résonateur piézo-électrique.

Piezoelectric vibrator — Élément vibrant piézo-électrique.

Piezoid — Cristal fini.

Pigtail — Conducteur métallique flexible à spirale.

Pigtail of condenser — Spirale du condensateur (contact du rotor).

Pile — Pile, réacteur nucléaire.

Pileup — Groupe de contacts fixes et mobiles isolés l'un de l'autre.

Pillbox — Ligne de transmission à lames parallèles.

Informations

(voir page 4)

L'Etat sans y compter la recherche atomique, ni la recherche spatiale, ni les recherches à objectif militaire. Cette progression pour les travaux scientifiques et techniques est nettement plus grande que celle enregistrée au cours des années précédentes.

Ces recherches s'appliquent dans tous les domaines, intéressent tous les ministères, mais les moyens électroniques y sont très largement employés même pour l'agriculture, l'élevage, la biologie, l'astronomie, les recherches métallurgiques, les ultra-sons etc... En effet: calculateurs électroniques, microscopes électroniques, spectromètres, etc... sont des instruments nécessaires partout, aussi bien qu'oscilloscopes, enregistreurs électroniques magnétiques, analyseurs et synthétiseurs électro-acoustiques, etc... où règne toujours et seule l'électronique...

—ooo—

Toutes les informations concordent pour montrer un très net réveil de

l'intérêt du public pour les appareils d'équipement domestique, et, à ce sujet, le succès extraordinaire du Salon de la Radio Télévision de Paris, qui a reçu 475 000 visiteurs du 9 au 19 septembre, est révélateur: une grande activité industrielle et commerciale en radio et télévision paraît s'annoncer pour les mois prochains.

—ooo—

Sur trois personnes employées dans l'industrie électronique française l'une est ingénieur ou cadre (**agent technique**, agent de maîtrise, etc...).

Les trésors de Neptune

L'émission radio sur ondes longues s'est révélée depuis longtemps la plus apte à relier les sous-marins en plongée aux stations de surface (terrestres ou maritimes).

Aujourd'hui l'exploitation du fond des mers commence. Je me souviens du roman d'anticipation écrit par un lycéen de 15 ans, en 1927, et qui relatait l'établissement d'une station de pompage de pétrole au Grand large de l'Atlantique, avec cloche sous-marine sur un haut-fond pour les travaux de forage et de captation. Remarquons ici qu'il eut été plus sage de prospecter... même en imagina-

tion, le bord des cuvettes. Bref, il s'en suivait bien des luttes... sous-marines entre nations intéressées par le « formidable gisement » et qui se traduisaient par des sabotages et des appels radio!

Les émetteurs et récepteurs de cette « T.S.F. noyée » étaient « spéciaux ». Le jeune écrivain de 1927 n'aurait pu préciser les fréquences ou le type de modulation utilisé. Cependant il s'agissait de graphie, ce qui était raisonnable pour l'époque.

Aujourd'hui le problème est attaqué par les bureaux d'études. Les liaisons par câbles pour: énergie à consommer, liens radio, liens TV des maisons sous-marines telles que Précontinent III, ou des stations sur pattes posées sur les hauts fonds sont un pis aller.

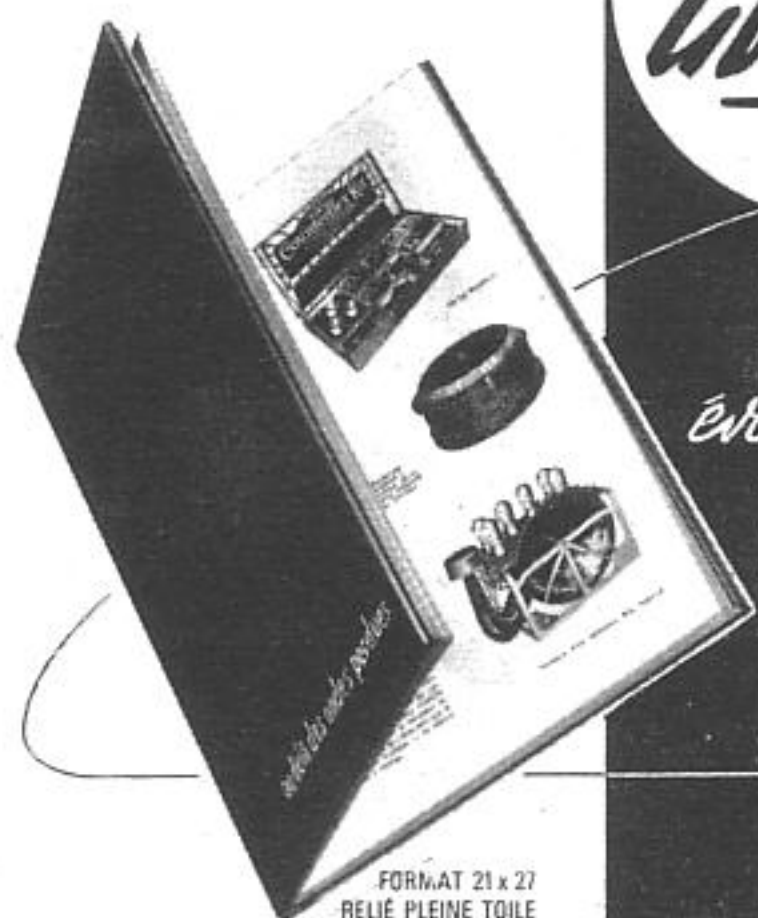
Il ne peut être question, pour le moment, de s'affranchir de l'alimentation en énergie extérieure à l'installation. Cela viendra. Mais les communications doivent être établies sans fil, et en toute sécurité:

- les ultra-sons, sur 50 kHz
- les ondes longues sur 100 à 200 kHz
- la modulation par impulsions
- l'usage de boucles de modulation à grand développement doivent permettre des équipements spéciaux pour liaisons sous-marines.

G.G.

POUR LA **1^{re}** FOIS

en *Librairie*



230 PAGES
300 ILLUSTRATIONS
évoquent

LE PASSÉ et le DEVENIR de la RADIO et de la TÉLÉVISION...

dans votre bibliothèque...
UN OUVRAGE PRESTIGIEUX QUE CHAQUE AMI DE LA RADIO SE DOIT DE POSSEDER...

FORMAT 21 x 27
RELIÉ PLEINE TOILE

au delà des ondes perdues

En plus d'un véritable musée iconographique... 25 témoignages autobiographiques de personnalités et pionniers de la Radio et l'Électronique vous permettent de suivre pas à pas

UNE DES PLUS PASSIONNANTES AVENTURES INDUSTRIELLES DE NOTRE SIECLE !

PRIX 60 F + PORT : 1,70 F
ou 50 F PORT COMPRIS
POUR LES ABONNÉS A
"VOTRE CARRIÈRE"

aux **ÉDITIONS CHIRON**
40, RUE DE SEINE - PARIS 6^e
C. C. P. PARIS 53-35

AGENCE PUBLISTEC 1984

mesurer c'est savoir !

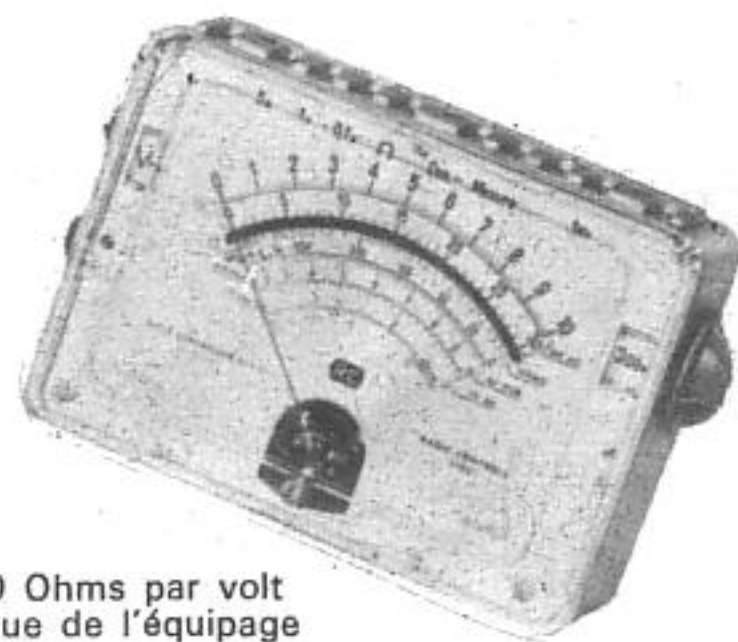
(GEORGES OHM)

CONSULTEZ

RADIO-CONTROLE

IL VOUS EXPOSERA LES AVANTAGES MULTIPLES DE SA GAMME D'APPAREILS DE MESURE

VOICI LE
SUPER CONTROLEUR DE POCHE TYPE SC 3
50.000 Ω par Volt !



Ses avantages :

- Suppression des pivots, crapaudines et spiraux
- Résistance interne de 50.000 Ohms par volt
- Protection statique automatique de l'équipage à cadre mobile
- Grand cadran à échelles multiples
- Les sensibilités 300 millivolts et 1 volt en continu 225.000 et 50.000 Ω
- Ohmmètre 4 gammes
- Cache transparent en plexiglas incassable
- Dimensions 160 x 115 x 55 mm
- Poids : 0,850 Kg

EN VENTE CHEZ TOUS LES BONS REVENDEURS RADIO

RADIO-CONTROLE CATALOGUE GRATUIT SUR DEMANDE
141, RUE BOILEAU - LYON (6^e)

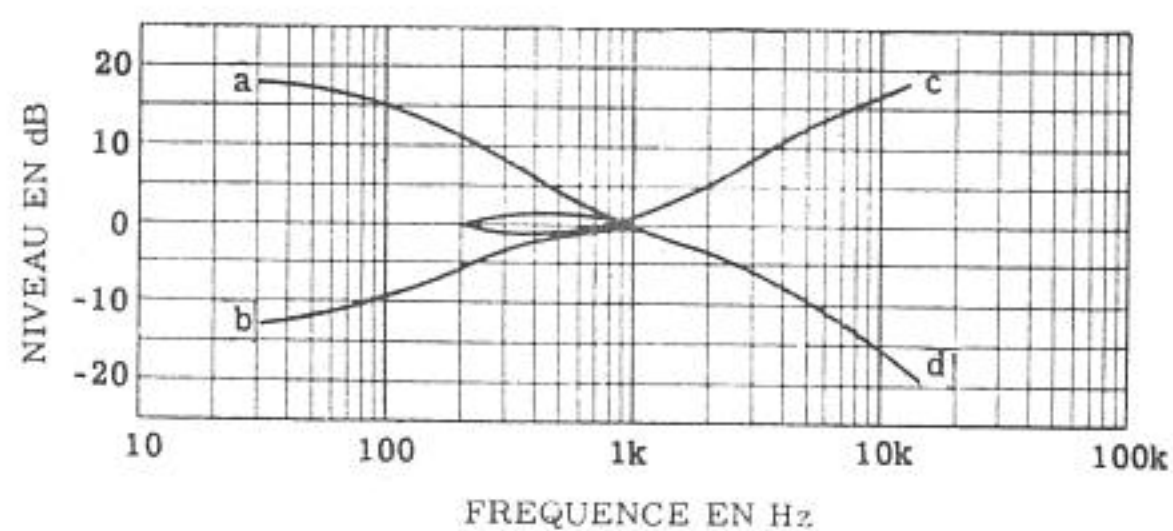


Fig. 6 - Courbes de réponse montrant l'action des correcteurs pour sons graves et aigus.

Toutefois, on doit tenir compte du fait que la boucle de contre-réaction insérée dans cette voie est constituée par la seule résistance R1, en série avec le condensateur C9. En conséquence, la contre-réaction n'est pas du type sélectif et la courbe de réponse est linéaire et n'introduit aucune sorte d'égalisation. Si l'on veut utiliser cette entrée supplémentaire pour amplifier des signaux faibles, on peut augmenter la sensibilité de cette voie en réduisant la résistance R7 de 2,2 M Ω à 1 M Ω .

Commandes de tonalité et de volume. - Les correcteurs de tonalité, comme on peut le voir, sont assez semblables à ceux décrits dans la 103^{ème} leçon. Le potentiomètre R24 constitue un diviseur de tension pour les fréquences élevées et sert donc à doser la tension pour les fréquences basses, car celle-ci trouvent un chemin de fuite facile à travers les condensateurs C15 et C16. Les courbes caractéristiques relatives à ces correcteurs de tonalité sont représentées sur la figure 6. Les valeurs ohmiques de tous les potentiomètres, aussi bien ceux pour la correction de tonalité que celui de commande de volume, sont relativement faibles. Ceci a pour but de diminuer l'impédance des circuits et, en conséquence, de permettre l'utilisation de fils blindés, sans introduire des pertes sensibles aux fréquences élevées.

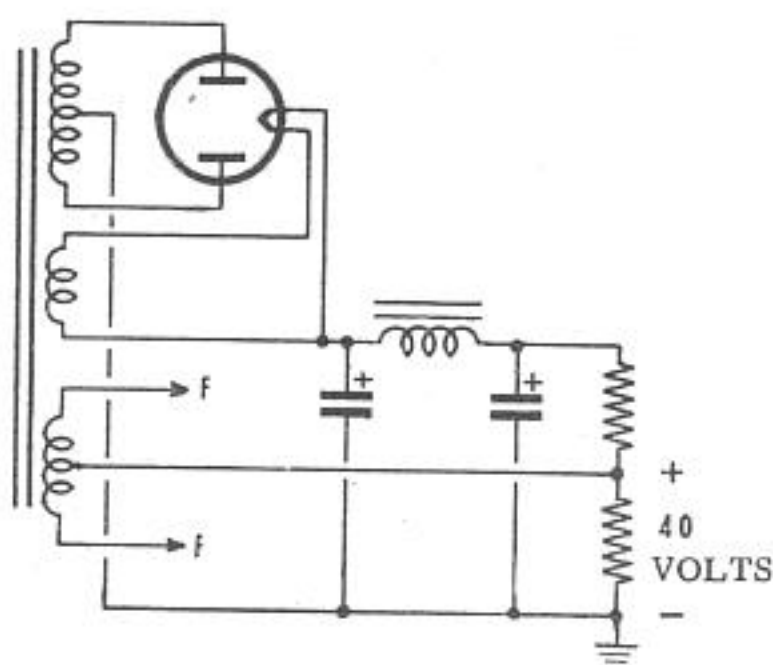


Fig. 7 - Pour éviter d'alimenter les filaments en courant continu, on peut polariser les filaments au moyen d'une tension positive par rapport à la cathode, en reliant la prise médiane du secondaire filaments à une tension de +40 volts recueillie sur un diviseur de tension placé à sortie du filtre de la HT.

Tension de sortie. - Comme déjà expliqué, elle est variable et dépend des valeurs relatives des résistances R21 et R23. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, la tension de sortie obtenue est de l'ordre de 40 mV. Par contre, si l'on réduit R21 et si l'on augmente R23, tout en conservant leur somme égale à 100 000 ohms, la tension de sortie augmente jusqu'à un maximum de 250 mV, qui est obtenu lorsque R21 est nulle et R23 égale à 100 000 ohms. Cette tension de sortie est nécessaire pour attaquer dans de bonnes conditions un amplificateur de forte puissance, tel que celui décrit dans la leçon précédente.

Si l'on veut obtenir des tensions de sortie encore plus élevées, il faut réduire les valeurs ohmiques des résistances placées en série dans les différentes voies

d'entrée. Mais en procédant ainsi on réduit considérablement l'impédance d'entrée et cette opération n'est à conseiller que dans des cas exceptionnels, lorsqu'il est absolument impossible d'augmenter la sensibilité de l'amplificateur proprement dit, devant lequel le pré-amplificateur doit être placé.

COMMENT EVITER LES PERTURBATIONS

Faisant suite à ce que nous avons déjà dit lors de la description de l'amplificateur de puissance, énumérons les précautions à prendre dans la construction du pré-amplificateur :

1) Les filaments des tubes du préamplificateur sont parfois chauffés en courant continu. Dans ce cas, le transformateur d'alimentation doit comporter un secondaire spécial suivi d'un redresseur au sélénium et d'un filtre à forte capacité. C'est évidemment le moyen le plus efficace pour éviter que les filaments n'induisent une tension en alternatif mais en y superposant une tension continue suffisante pour qu'ils soient positifs par rapport aux cathodes et qu'ils ne puissent ainsi émettre d'électrons vers elles. Le schéma de la figure 7 montre comment réaliser pratiquement ce montage.

Quand on ne prend pas une des précautions énoncées ci-dessus, il faut au moins que le secondaire, alimentant les filaments, soit pourvu d'une prise médiane qui sera reliée à la masse. Le fait de relier à la masse un des côtés de ce secondaire, de même que de laisser ce circuit complètement isolé, provoque presque toujours l'introduction d'un fort ronflement. Ceci est également valable pour l'alimentation filament des étages suivant le préamplificateur.

3) On placera des blindages sur les tubes des premiers étages d'amplification. Ils éviteront que les champs magnétiques environnants n'influencent sur le flux électronique interne.

4) Les connexions de grille des premiers étages, de même que celles des commandes de tonalité et de volume, devront être aussi courtes que possible et se feront en fil blindé. Il faut se rappeler que le fil blindé présente une forte capacité par rapport à la masse et qu'il ne devra être utilisé que pour des connexions très courtes. Là où son utilisation n'est pas absolument indispensable on aura avantage à faire les connexions en fil isolé ordinaire, afin d'éviter que les capacités parasites ne provoquent une atténuation des fréquences élevées du spectre sonore. Dans certains cas, plus rares, il sera également nécessaire de blinder les condensateurs, résistances et autres composants parcourus par les faibles tensions d'entrée.



Fig. 8 - Moyen utilisé pour annuler le flux magnétique produit par les connexions des filaments. A droite, incorrect; à gauche, correct.

5) Les connexions allant aux filaments seront exécutées en fils torsadés, de telle sorte que les flux des deux fils s'annulent réciproquement. La figure 8 montre les façons incorrecte et correcte de brancher les filaments.

— LES FOURNISSEURS DE VOTRE MATERIEL —

ELECTRONIQUE MONTAGE

111, BD RICHARD LENOIR - PARIS XI^e
(métro oberkampf)

SPÉCIALISTE MODULES RÉUSSITE COMPLÈTE
TOUS LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
EXPÉDITION PROVINCE

Amateurs, Installateurs, Dépanneurs,
les valises de dépannage Radio TV Sptés
PAUL sont en vente dans toute la France.
5 modèles.
Adresse de nos Agents sur simple demande.

Spécialités Ch. PAUL - 28, rue Raymond Lefebvre
MONTREUIL (Seine) Tél. : 287-54-16

CIBOT RADIO

1 à 3, RUE DE REUILLY - PARIS 12^e
TEL. : DID. 66-90

TOUT L'OUTILLAGE
POUR L'ÉLECTRONIQUE

Catalogue complet de pièces détachées : 5 F

Catalogue de Kit

Ensemble de pièces détachées

Du poste à galène au téléviseur

EXPÉDITION A LETTRE LUE PARIS-PROVINCE

RADIO-BEAUGRENELLE

6, RUE BEAUGRENELLE - PARIS 15^e

Tél. : 828.58.30

TOUTE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO

LAMPES-TRANSISTORS-TÉLÉVISION

EXPÉDITION PROVINCE

Envoi du tarif contre 3 timbres-lettre

MIEUX QU'UN CATALOGUE !

Tous ceux qui s'intéressent à la radio se doivent de posséder

le **MEMENTO ACER**

VÉRITABLE DIGEST DE L'ÉLECTRONIQUE

TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES

TOUTE UNE GAMME DE MONTAGE EN KIT

Envoi contre 6F pour frais

ACER 42bis, rue de Chabrol - PARIS 10^e



80 PAGES contre 2.50 en timbres pour frais d'envoi

• HIFI (amplis - HP - tuners FM - enceintes
acoustiques) • Grand choix de pièces
détachées • Appareils de mesures •
Outillage • Appareils électriques • De
nombreuses réalisations • Sur place : un
choix énorme à des prix "champion".

Comptoirs CHAMPIONNET

14, RUE CHAMPIONNET - PARIS 18^e

Tél. ORN. 52-08 - C.C.P. 12.358.30 Paris

Métro : Porte de Clignancourt et Simplon

RETEXKIT

CONSTRUISEZ-LE VOUS-MÊME

KIT POUR RADIO-AMATEURS
KIT D'APPAREILS ÉLECTRONIQUES

Demandez notre catalogue
sans engagement de votre part

TERA-LEC 51, RUE DE GERGOVIE
PARIS-14^e - SEG. 09-00

MAGNETIC-FRANCE

SPÉCIALISTE DU "KIT"
PIÈCES DÉTACHÉES POUR :

Tuners, magnétophones, amplis, orgue élec-
tronique, chambre d'échos, réverbérateurs.

- Lampes
- Transistors

SERVICES ET CONSEILS TECHNIQUES

175, RUE DU TEMPLE - PARIS-3^e
Archives 10-74 Métro : Temple, République

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Radio-Télévision • Industrie • Télécommande

Châssis Haute Fidélité • Amplis • Tuners FM

RADIO-VOLTAIRE

GROSSISTE OFFICIEL "COPIRIM TRANSCO"

GROSSISTE TUBES INDUSTRIELS "RADIO-TECHNIQUE"

155, Avenue Ledru-Rollin, PARIS-11^e ROQ. 98-64

R. T. 15501 17-18-19-20-21-22-23-24-25-26-27-28-29-30-31-32-33-34-35-36-37-38-39-40-41-42-43-44-45-46-47-48-49-50-51-52-53-54-55-56-57-58-59-60-61-62-63-64-65-66-67-68-69-70-71-72-73-74-75-76-77-78-79-80-81-82-83-84-85-86-87-88-89-90-91-92-93-94-95-96-97-98-99-100

EMY-RADIO

Spécialiste des grandes marques d'importation

Téléviseurs - Récepteurs - Transistors - Magnétophones

Élec. phones - HI-FI - Enceintes acoustiques - Émetteurs

récepteurs - Interphones, etc...

Toutes expéditions en province. Catalogue de nos prix sur

simple demande - 19, rue de l'Ancienne Comédie

PARIS 6^e Tél. : DAN. 63-05

POUR TOUS VOS BESOINS EN COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES ET ENSEMBLES A MONTER SOI-MÊME

AUX CONDITIONS LES PLUS AVANTAGEUSES GRÂCE A NOTRE FORMULE DE VENTE DIRECTE

Magasins pilotes :

3, RUE LA BOËTIE - PARIS-8^e

9, BD ST-GERMAIN - PARIS-5^e

COGEREL

Départements :

VENTE PAR CORRESPONDANCE

COGEREL - DIJON (cette adresse suffit)

DOCUMENTATION GRATUITE SUR DEMANDE :

Catalogue KITS - CTR 8-493 - Catalogue PD - CTR 9-492

(joindre 4 timbres pour frais d'envoi)

RÉALISEZ VOS
POSTES A TRANSISTORS

LAMPOMETRE
SIGNAL TRACER



CONTROLEUR
UNIVERSEL



Economie
Sécurité
Réussite
assurée

Pièces détachées, en ensembles
complets, ou séparées avec schéma
et plans très détaillés

Documentation CA - contre 1,20 F en timbres

TECHNIQUE SERVICE

fermé le lundi
Métro
Choron

17, Passage Gustave-Lepeu, Paris-11 - Tél. : ROQ. 37-71

CENTRAL-RADIO

35, rue de Rome - PARIS 8^e
522 12-00 et 12-01 CCP 728-45

Expédie dans toute la France toutes
les pièces détachées - Appareils de
mesure et l'outillage du Radio-
électricien.

CATALOGUE contre 4 timbres,
conseillers techniques à votre
disposition à nos magasins.

LE GRAND SPECIALISTE

des Petits Montages Récepteurs de Radio
et de la Radiocommande des Modèles Réduits.

- Ouvrages pour débutants -

Envoi du catalogue général contre 3 F

PERLOR-RADIO

16, R. Hérold, Paris (1^{er}) - Tél. CEN. 65-50

POUR
RECTA REUSSIR RECTA
A
COUP SUR ?
ESSAYEZ AVEC NOS
SCHEMAS
GRANDEUR
NATURE

MONTAGES FACILES

AMPLIS GUITARE 3 A 50 W
125 SCHÉMAS DE LAMPES

REMISE 25 à 30 %
SUR LAMPES-MAGNÉTOPHONES

Documentation complète c. 4,50 TP

Soc. **RECTA**

37, Av. LEDRU-ROLLIN - PARIS-12^e

NORD RADIO

TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ET
ACCESSOIRES DES MEILLEURES MARQUES
A DES PRIX IMBATTABLES

TÉLÉVISEURS - RÉCEPTEURS à transistors
AMPLIS HI-FI - ELECTROPHONES
MAGNÉTOPHONES - INTERPHONES, etc...
Vendus en "KIT" et en ordre de marche.

139, RUE LA FAYETTE, PARIS-10^e

Tél. TRUdaine 89-44 - Autobus et Métro : GARE DU NORD

TOUS LES MAGNÉTOPHONES
(GRUNDIG, PHILIPS, etc.)

TÉLÉVISEURS - ENCEINTES ACOUSTIQUES

PLATINES TOURNE-DISQUES, etc. (Consultez-nous).