

Lucien CHRÉTIEN
Ingénieur E. S. E.

CE QU'IL FAUT SAVOIR DE
LA CONTRE-RÉACTION
OU
RÉACTION NÉGATIVE

DÉFAUTS DES AMPLIFICATEURS
UTILISATION DE LA RÉACTION
APPLICATIONS - GÉNÉRALITÉS
APPLICATION A UN TUBE FINAL
APPLICATION A 2 ETAGES EN CASCADE
APPLICATION A PLUS DE 2 ETAGES
DISPOSITIFS CORRECTEURS

EN VENTE À LA MÊME LIBRAIRIE

Chrétien (L). -- La T.S.F. sans mathématiques.

- L'art du dépannage et la mise au point des postes de T.S.F.
- L'art des mesures en T.S.F.
- Comment installer la T.S.F. dans les automobiles.
- La détection en T.S.F.
- Ondes courtes et ondes très courtes.
- Ce que tout auditeur doit savoir des lampes de T.S.F.
- Les tubes de la nouvelle technique transcontinentale « Série Rouge »
- Etude et réalisation d'un poste à haute fidélité musicale.
- Le tube à rayons cathodiques.
- La nouvelle technique transcontinentale.
- A B C du Radio-Service.

Ginioux. — La technique de l'alignement des récepteurs à commande unique.

Menant et Bramerie. — Les Collecteurs d'ondes : antennes antiparasites.

Lucien CHRÉTIEN

Ingénieur E. S. E.

CE QU'IL FAUT SAVOIR DE

LA

CONTRE-RÉACTION

OU

RÉACTION NÉGATIVE

DÉFAUTS DES AMPLIFICATEURS
UTILISATION DE LA RÉACTION
APPLICATIONS - GÉNÉRALITÉS
APPLICATION A UN TUBE FINAL
APPLICATION A 2 ÉTAGES EN CASCADE
APPLICATION A PLUS DE 2 ÉTAGES
DISPOSITIFS CORRECTEURS

ÉTIENNE CHIRON, éditeur,

40, rue de Seine, PARIS (VI^e).

INTRODUCTION

L'emploi de la réaction négative, ou contre réaction, bien que d'une application relativement nouvelle dans les récepteurs de T.S.F., est un procédé connu depuis déjà longtemps. Un des derniers articles paru sur la question a été publié par H. S. Black dans le Bell Technical Journal, janvier 34, et dans Electrical Engineering, janvier 1934. Les applications décrites depuis cette époque concernaient surtout les amplificateurs utilisés sur les circuits téléphoniques.

Il semble qu'aujourd'hui, l'intérêt de la question ait brusquement apparu aux yeux des spécialistes de la radio et il n'est pas douteux que les récepteurs à haute fidélité porteront demain l'emploi d'un amplificateur à contre réaction. Il nous a semblé intéressant de consacrer ce petit volume à l'étude théorique et pratique de la question.

La documentation ne manque pas et la plupart des revues françaises ou étrangères ont publié de nombreux articles et schémas. Mais on est en droit de se demander si la question a été bien réellement comprise.

Pour l'usager ou même pour le professionnel, l'essentiel n'est pas toujours d'avoir un « schéma ». C'est, le plus souvent, de comprendre exactement comment ce schéma fonctionne, quelles en sont les propriétés, quel est le rôle de tel ou tel organe et — dans le cas présent — pourquoi la réaction négative améliore les caractéristiques d'un amplificateur. Ainsi, en cas d'un fonctionnement défectueux, il pourra en trouver la cause et y apporter le remède qui convient.

La réaction négative est la meilleure ou la pire des choses suivant qu'on sait ou qu'on ne sait pas l'utiliser.

Normalement, elle doit stabiliser l'amplificateur, mais la méconnaissance de certains principes peut amener le résultat inverse.

Normalement, elle doit améliorer la caractéristique de l'amplificateur en fonction de la fréquence. Mais elle peut aussi amener exactement le résultat inverse...

On trouvera donc, dans le présent volume, une étude très simple du mécanisme par lequel la réaction négative peut améliorer considérablement la qualité de certains amplificateurs.

Après quoi, nous étudierons le cas d'amplificateurs à un, deux, trois étages et plus. Enfin, nous décrirons un amplificateur à très haute fidélité utilisant ce nouveau principe.

Ce serait se tromper lourdement de considérer la réaction négative comme une panacée universelle agissant contre tous les types de distorsion. C'est, nous le répétons, un procédé extrêmement intéressant mais qui ne doit être employé que dans certains cas et en respectant certaines règles très simples que nous nous efforcerons de mettre en lumière.

Sous ces réserves, on notera que cette technique nouvelle peut trouver de très nombreuses applications, même dans les récepteurs d'une conception très modeste... Les avantages principaux, énoncés en quelques lignes, sont :

1. Amélioration des caractéristiques de l'amplificateur en fonction de la fréquence. Non seulement la bande de fréquence transmise est plus étendue, mais les écarts de transmission entre les différentes fréquences sont considérablement réduits.

2. Diminution de la distorsion non linéaire.

3. Diminution de la transmodulation ou intermodulation.

4. Diminution des bruits parasites produits par l'amplificateur (ronflements par défaut de filtrage, par exemple).

5. Possibilité de compenser certains défauts du haut-parleur ou du récepteur.

On pourra constater que ces avantages sont loin d'être négligeables. On appréciera mieux encore l'intérêt de la nouvelle technique quand nous aurons observé que, pour adjoindre à un amplificateur une « contre-réaction », il suffit de lui ajouter deux ou trois résistances, dont le prix est absolument négligeable.

DEFAUTS DES AMPLIFICATEURS

1^o *Caractéristique de fréquence.*

A l'entrée d'un amplificateur on introduit une certaine tension E et, à la sortie, on trouve une tension d'amplitude plus grande S . Le rapport entre S et E représente le « gain » en tension de l'amplificateur (fig. 1).

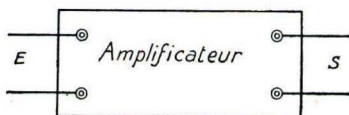
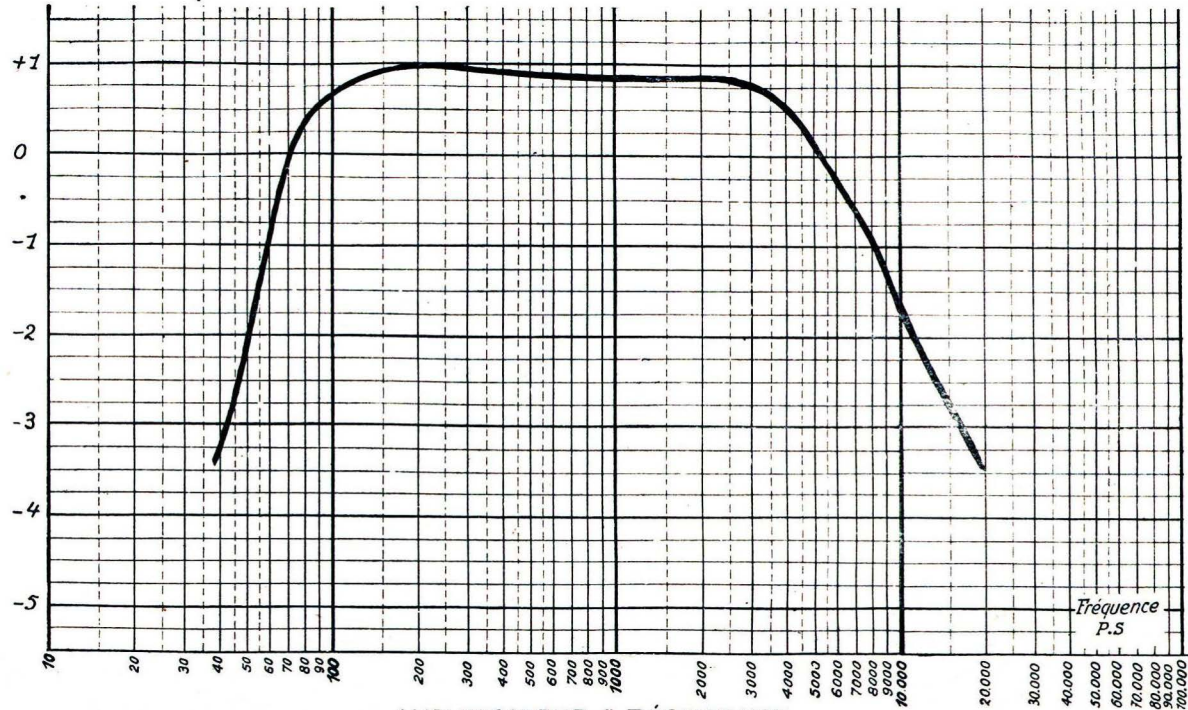


Fig. 1

$$G = \frac{S}{E}$$

D'une manière générale, pour une fréquence donnée, le gain d'un amplificateur dépend des tubes utilisés et, aussi, des organes de couplage entre les tubes. L'amplificateur basse fréquence idéal aurait un gain égal dans tout le domaine des fréquences audibles: c'est-à-dire, pratiquement, entre 35 et 20.000 ou même 30.000 périodes par seconde.

Il en est bien rarement ainsi. A moins que des précautions toutes spéciales ne soient prises, on constate que le « gain » relatif aux fréquences les plus basses est moins élevé. Cela s'explique facilement parce que la réactance des capacités de liaison n'est plus négligeable. Habituellement, cet effet se fait sentir au-dessous de 200 périodes par seconde. D'autre part, une diminution de même ordre se fait sentir à partir de 3 ou 4.000 périodes par seconde parce que les capacités d'entrée



AMPLIFICATEUR à RÉSISTANCE

Fig. 2

et de sortie des tubes, la capacité des connexions, forment autant de dérivations.

Dans le cas où les organes de liaison sont des inductances à fer ou des transformateurs, des phénomènes beaucoup plus complexes interviennent. On constatera généralement que certaines fréquences sont très nettement favorisées.

Les courbes fig. 2 et fig. 3 mettent bien ces phénomènes en évidence.

2° *Distorsion non linéaire.*

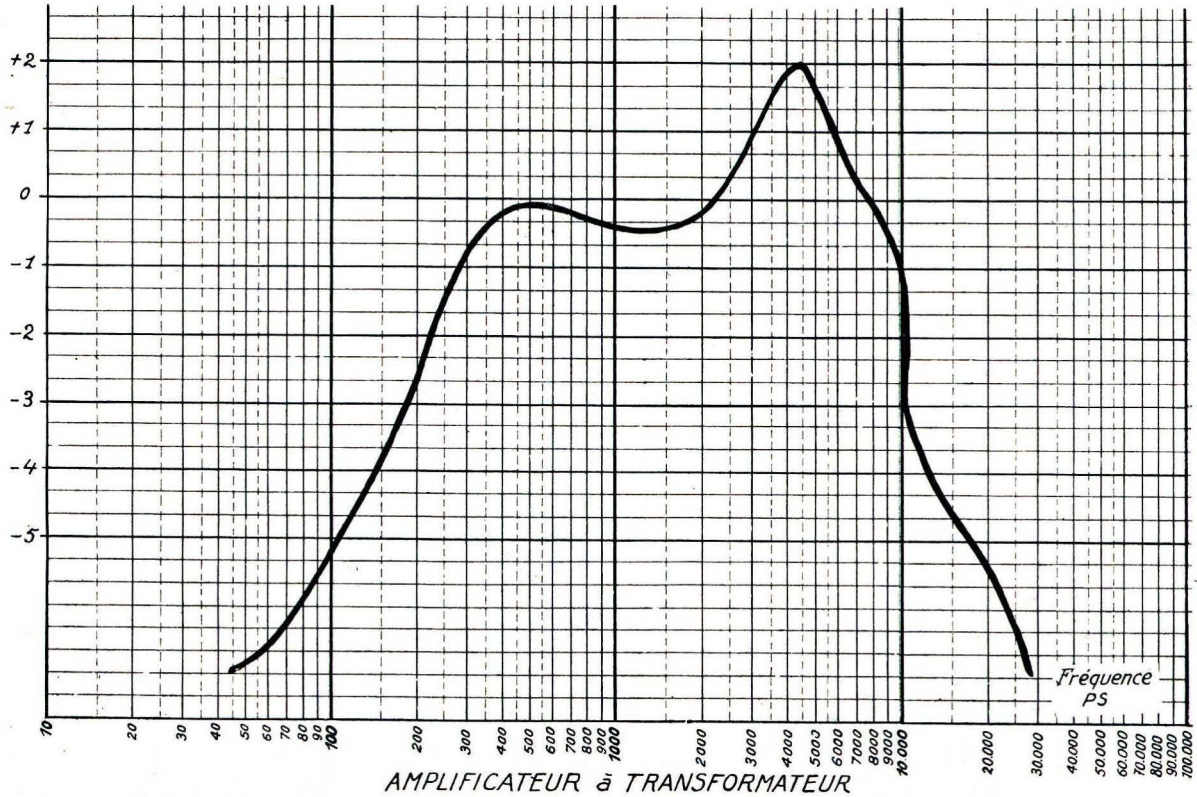
Les caractéristiques dynamiques des tubes utilisés ne sont pas rigoureusement droites, et cela est particulièrement vrai pour les tubes penthodes. En conséquence, si l'on introduit en E une tension purement sinusoïdale, la tension recueillie en S ne sera pas exactement sinusoïdale. En d'autres termes, l'amplificateur produit des harmoniques. Quand on introduit une tension de fréquence F à l'entrée de l'amplificateur on trouve, dans la tension de sortie des tensions de fréquence F mais encore de fréquence $2F$, $3F$, etc.

Le tube triode, dont la caractéristique est à peu près parabolique produit surtout des harmoniques pairs. Quant au tube penthode, il produit non seulement des harmoniques pairs mais encore et surtout des harmoniques impairs. L'expérience montre d'ailleurs, qu'à l'audition, ces derniers sont beaucoup plus désagréables.

L'emploi d'un montage symétrique (push-pull) permet d'annuler pratiquement les harmoniques d'ordre pair. C'est pour cette raison qu'un montage push-pull, équipé avec des tubes triodes, permet d'obtenir une reproduction pratiquement débarrassée de toute distorsion de fréquence.

3° *Distorsion par modulation (transmodulation).*

C'est un type de distorsion auquel la plupart des spécialistes n'attachent généralement pas toute l'attention qu'il mérite. On peut, en effet, montrer que la fameuse qualité de reproduction des triodes vient précisément de l'absence de ce type de distorsion. Voici en quoi il consiste.



AMPLIFICATEUR à TRANSFORMATEUR

Fig. 3

Si l'on admet simultanément sur la grille d'un tube deux tensions pures de fréquence différente et qu'on analyse le résultat, on trouve, dans la tension de sortie, non seulement les harmoniques des tensions introduites à l'entrée mais encore toute une série de sons « partiels ». On explique ce résultat par l'intermodulation ou la transmodulation produite par certaines formes de caractéristiques qui sont propres aux pentodes.

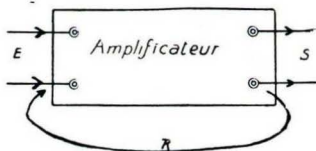


Fig. 4

Or, la réalité reproduit très exactement les conditions de cette expérience. A l'entrée d'un amplificateur on introduit simultanément des tensions dont les fréquences et les amplitudes sont très différentes. Le phénomène observé plus haut se produit donc d'une manière constante et c'est précisément ce qui permet d'expliquer que, de deux amplificateurs, c'est parfois celui dont le facteur de distorsion est le plus favorable qui donne incontestablement des résultats plus mauvais.

Nous ne pouvons, dans le cadre de cet ouvrage, étudier à fond cette importante question. Il nous suffira de savoir, pour l'instant, que la forme des caractéristiques des tubes est encore à l'origine de ces déformations.

UTILISATION DE LA REACTION

Réaction positive. — Reprenons, fig. 4, l'amplificateur schématique de la fig. 1. On dit qu'il y a réaction, ou rétroaction, si une fraction de l'énergie fournie par l'amplificateur est réinjectée à l'entrée.

Cette réaction est positive si les tensions de réaction viennent s'ajouter aux tensions d'entrée pour en augmenter l'amplitude. Les Américains disent dans ce cas qu'il y a « régénération ».

On connaît bien les effets d'une réaction positive. On sait qu'à mesure que la réaction est plus importante l'amplification ou le « gain » de l'amplificateur augmente. Mais on est limité dans cette voie car un moment arrive où l'amplificateur entretient des oscillations et cesse alors d'amplifier normalement. Ce principe a été employé pendant longtemps pour augmenter le gain des amplificateurs à haute fréquence.

Dans les amplificateurs à basse fréquence la réaction positive est, d'une manière générale, un défaut plutôt qu'une qualité. On a toujours cherché à l'éviter dans la mesure du possible, sauf dans certains cas tout à fait spéciaux.

Réaction négative.

La réaction sera négative quand la tension de réaction viendra s'opposer à la tension d'entrée de l'amplificateur. Dans ces conditions, elle se traduira par une diminution du « gain ». Ce résultat est évident puisqu'en définitive la tension réellement appliquée entre les bornes d'entrée n'est pas E , mais E diminué d'une certaine tension R . On dit aussi qu'il y a *dégénération*.

L'emploi d'une réaction négative en haute fréquence pou-

vait présenter un certain intérêt quand on ne connaissait que les tubes triodes. Nous en avons signalé l'emploi dès 1924 pour stabiliser un amplificateur et éviter l'apparition des oscillations spontanées tout en conservant un « gain » considérable.

Un amplificateur à basse fréquence auquel on soumet une réaction négative acquiert des propriétés nouvelles extrêmement intéressantes dont l'étude est précisément un des buts de cet ouvrage.

EFFETS DE LA REACTION NEGATIVE.

Pour expliquer les propriétés d'un amplificateur à réaction, considérons un amplificateur (fig. 5), fournissant une tension de sortie S pour une tension d'entrée E ; le gain étant G .

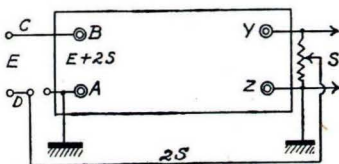


Fig. 5

On doit donc avoir nécessairement par définition, en l'absence de réaction :

$$S = E \times G$$

Supposons maintenant qu'une fraction r de la tension de sortie est reportée vers l'entrée, avec la convention que nous affecterons cette quantité du signe $+$ si elle s'ajoute à la tension d'entrée (réaction positive) et du signe $-$ si elle s'en retranche (réaction négative).

La tension réellement appliquée aux bornes d'entrée est

$$E + r S$$

Et, comme plus haut, on peut écrire :

$$S = (E + r S) G$$

Cherchons maintenant à exprimer la valeur du gain actuel,

qui est naturellement $\frac{S}{E}$

Nous trouvons $S (1 - r G) = EG$.

$$\text{d'où } \frac{S}{E} = \frac{G}{1 - r G}$$

Ce qui peut encore s'écrire :

$$\frac{S}{E} = \frac{1}{r \left(1 - \frac{1}{rG}\right)}$$

On appelle généralement $r G$ le *facteur de réaction*. Dans l'hypothèse où r est négatif, on constate d'après l'équation précédente, que la présence de la réaction se traduit par une diminution de l'amplification (ce qui était évident, à priori). Cette diminution s'accroît avec la grandeur de r , en valeur absolue.

Il est facile de se faire une idée directe de la signification physique du facteur de réaction. Supposons qu'il soit égal à -100 .

Cela veut dire que lorsque nous introduirons une tension de 1 millivolt à l'entrée de l'amplificateur, il apparaîtra une tension de contre réaction de 100 millivolts.

Cela veut dire encore que le gain effectif sera 100 fois plus petit qu'en l'absence de réaction puisque, pour introduire réellement 1 millivolt effectif entre les bornes d'entrée, il faudra disposer pratiquement de 100 millivolts.

Mais, à la lueur de ces chiffres, examinons ce que devient la formule établie plus haut :

$$\frac{S}{E} = \frac{1}{r \left(1 - \frac{1}{rG}\right)}$$

Quand rG est grand, on peut négliger la valeur de $\frac{1}{rG}$ devant 1. Dans le cas cité :

$$\frac{rG}{1} = 0,01.$$

c'est donc négligeable par rapport à 1.

Sous cette seule réserve que le facteur de réaction soit important le gain de l'amplificateur devient :

$$\frac{S}{E} = - \frac{1}{r}$$

Expression tout à fait remarquable dont l'examen nous amène à des conclusions intéressantes et inattendues.

On remarquera que le terme G , qui dépend des tubes, des tensions, des éléments de couplage de l'amplificateur a complètement disparu. *Le gain ne dépend plus que de la fraction de tension réinjectée à l'entrée de l'amplificateur, ou si l'on préfère, de la valeur de la réaction.*

Raisonnement simplifié.

Certains lecteurs, n'ayant aucun entraînement mathématique, demanderont sans doute s'il n'est pas possible d'expliquer les propriétés des amplificateurs à contre réaction sans faire appel au raisonnement abstrait. Nous allons l'essayer. Reprenons l'exemple cité plus haut, dans lequel *le facteur de réaction* était de -100 et rappelons que ce coefficient représente le produit du gain de l'amplificateur par la fraction de tension prélevée à la sortie pour être retournée vers l'entrée.

Dire que le facteur de réaction est de 100 , c'est dire, nous le répétons, qu'une tension de 1 millivolt entre les bornes A, B (fig. 5) détermine l'apparition d'une tension de réaction de 100 millivolts. Pour produire la même tension de sortie, il faut donc disposer de 101 millivolts.

Supposons que le gain de l'amplificateur ne soit pas constant et que, pour une fréquence très basse, il soit dix fois plus petit que pour les fréquences moyennes.

Il faudra appliquer entre les bornes d'entrée une tension dix fois plus élevée pour trouver la même tension de sortie; soit 10 millivolts; mais le facteur de réaction sera lui aussi 10 fois plus faible et, dans ces conditions, la tension de réaction sera encore de 100 millivolts.

C'est donc 110 millivolts qu'il suffira d'appliquer entre C et D pour produire le même effet.

En d'autres termes, une amplification 10 fois plus grande ne se traduira que par un écart de 10% dans la tension de

sortie. Faut-il souligner qu'un tel écart est absolument négligeable du point de vue acoustique?

On peut aussi comprendre le mécanisme de la réaction négative d'une manière beaucoup plus intuitive.

Lorsqu'on applique une réaction positive à un amplificateur à résonance, le « gain » augmente principalement pour la fréquence de résonance. C'est pour cette raison que l'emploi d'une réaction en haute fréquence permet d'accroître presque indéfiniment la sélectivité d'un circuit. *Une réaction positive tend à favoriser davantage les fréquences les plus favorisées par l'amplificateur.*

En diminuant la réaction jusqu'à l'annuler on diminue naturellement cet effet.

Il est logique de considérer l'application d'une réaction négative comme le prolongement de l'opération. Ainsi, à l'inverse de la réaction positive, la réaction négative tend à effacer les pointes et, par conséquent, à améliorer d'autant les caractéristiques de l'amplificateur.

Limitation de l'amélioration.

Il ne faudrait pas prêter au procédé des vertus qu'il ne peut avoir. Ce serait par exemple faire erreur que de négliger volontairement la construction de l'amplificateur sous prétexte que la réaction négative arrangera tout cela.

$$\text{La forme } \frac{S}{E} = - \frac{1}{r}$$

n'est valable qu'à la condition expresse que le facteur de réaction soit beaucoup plus grand que 1. Or, une défaillance de l'amplificateur se traduit par une diminution du facteur de réaction puisque celui-ci est précisément rG , expression dans laquelle entre G , le gain de l'amplificateur.

Si la transmission d'une certaine note grave correspond à un gain 1.000 fois plus petit que le gain normal, cela veut dire que le facteur de réaction devient lui aussi 1.000 fois plus petit.

Nous avons déjà cité un exemple dans lequel $r G = 100$. Pour obtenir après application une amplification de 100, il fallait disposer d'un gain de $100 \times 100 = 1.000$ (entre A et B).

Mais, pour la fréquence grave considérée, on peut calculer le gain à l'aide de la formule 1, en tenant compte de

$$\begin{aligned} G &= 10 \\ r &= 0,01 \end{aligned}$$

On trouve alors que le gain est très sensiblement 10, c'est-à-dire que la réaction n'a rien changé. Et cela est tout à fait normal quand on a bien compris le mécanisme du phénomène. En réalité, l'emploi d'une réaction négative correspond pratiquement à un nivellement par le bas. Choisissons un exemple pour mieux développer cette idée.

Amélioration de la caractéristique.

Imaginons, par exemple, un amplificateur quelconque dont la courbe de transmission en fonction de la fréquence soit la courbe 1, fig. 6. Cette courbe n'est pas horizontale et il y a des écarts considérables entre le gain correspondant à 2.000 périodes et celui qui correspond à 50 périodes. Le gain maximum est, par exemple, G 1.

Nous savons que l'application d'une réaction négative correspond — entre autres choses — à une diminution du « gain ». Si le facteur de réaction est réglé de telle sorte que le gain maximum devienne G2, la courbe sera à peine modifiée au-dessous de G2, mais toute la partie supérieure sera conforme au pointillé. La caractéristique en fonction de la fréquence est donc notoirement améliorée, puisque nous avons supprimé toute la bosse comprise entre les courbes I et II.

Si nous consentons à sacrifier davantage d'amplification, nous pourrions encore améliorer la caractéristique générale, mais soulignons bien que c'est au détriment de l'amplification et n'oublions pas, qu'après tout, un amplificateur ne doit

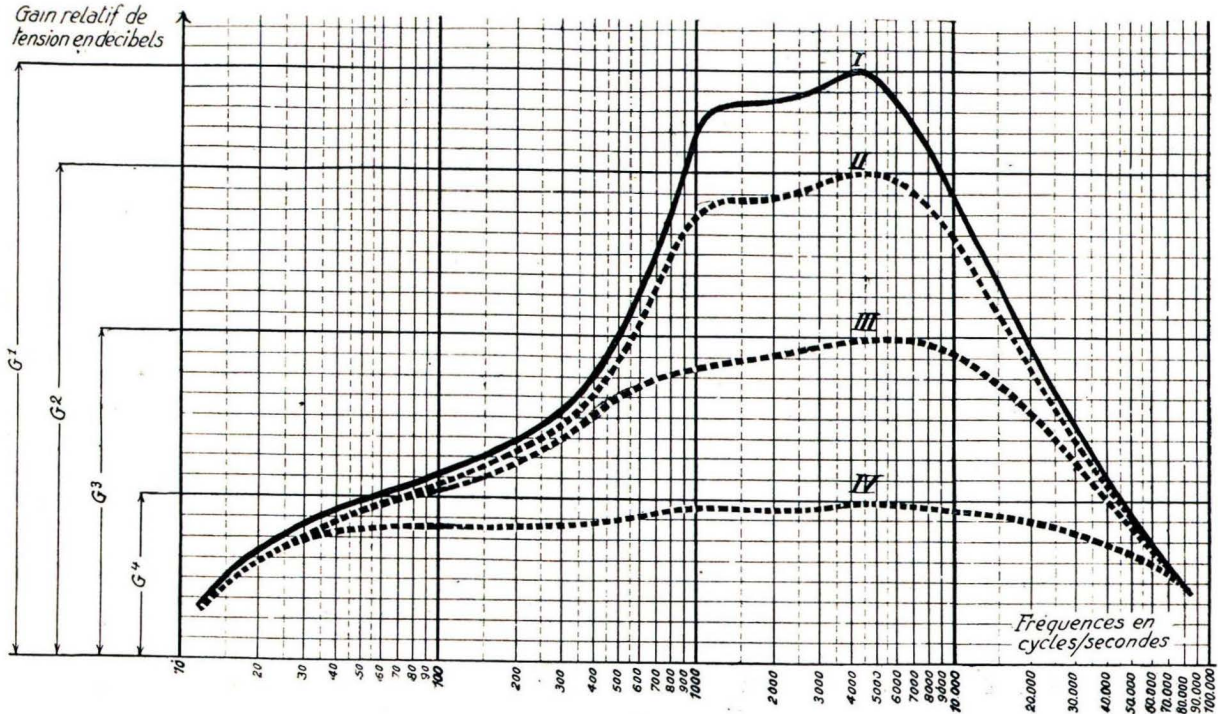


Fig. 6

pas seulement reproduire toutes les fréquences, mais il doit encore *amplifier*.

Seulement il faut bien noter qu'il s'agit ici d'un gain en *tension* et, dans ces conditions, il est évident que même un gain très faible peut correspondre à une amplification parfaitement réelle. Prenons de suite un exemple avant d'aller plus loin.

Imaginons un amplificateur donnant un gain en tension de 5. Il s'agit, bien entendu, d'un gain entre les bornes d'entrée de l'amplificateur et les extrémités de la bobine mobile du haut-parleur. Admettons que l'impédance de celle-ci soit de 8 ohms, chiffre absolument courant.

En introduisant 1 volt entre les bornes d'entrée, nous obtiendrons donc 5 volts aux bornes de la bobine mobile.

La puissance modulée correspondante sera donc de :

$$\frac{5 \times 5}{8} = 3 \text{ watts modulés environ.}$$

En admettant que l'impédance d'entrée soit de 1 mégohm, le « gain » en puissance aurait été de :

$$\frac{1}{\frac{1.000.000}{3}}$$

ou 333.333... Ce qui n'est plus du tout la même chose..

La courbe correspondant au niveau G4 est pratiquement constante entre 20 et 100.000 périodes, mais il est à craindre qu'elle ne puisse nous intéresser, parce qu'elle correspond à un gain beaucoup trop faible.

De ces quelques observations, nous pouvons déduire que l'emploi d'une réaction négative pourra être d'autant plus poussée loin que nous aurons une plus grande réserve d'amplification...

REDUCTION DE LA DISTORSION NON LINEAIRE OU DISTORSION D'AMPLITUDE

C'est exactement le même mécanisme qui intervient. Il s'agit, par exemple, de reproduire la tension sinusoïdale de la fig. 7. Quelles sont les conditions que cette nécessité impose à l'amplificateur ?

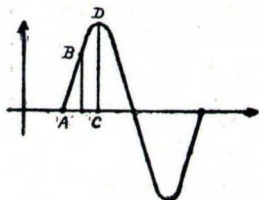


Fig. 7

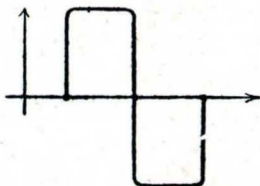


Fig. 8

Il faut, évidemment, que le « gain » correspondant, par exemple, à l'amplitude AB soit le même que celui qui correspond à l'amplitude CD. Sinon, il y aura distorsion d'amplitude; c'est-à-dire que la courbe reproduite aura, par exemple, l'allure représentée fig. 8.

S'il y a des différences de « gain » en fonction de l'amplitude, l'effet de la réaction sera de les niveler, au plus bas, comme nous l'avons montré tout à l'heure.

Il y aura réduction de distorsion dans la même mesure où il y aura réduction du gain.

Mais l'avantage n'en est pas moins considérable. En effet, ce qui nous importe, c'est que, *pour une même puissance utile*, la proportion d'harmoniques, ou, si l'on préfère, le *taux de distorsion*, soit beaucoup plus faible. Et il en est bien ainsi.

On peut encore s'expliquer la réduction des harmoniques par le raisonnement suivant :

La tension d'entrée effective, c'est-à-dire celle qui produit réellement ce que nous recueillons dans le haut-parleur (entre

les bornes Y Z), est constituée par la différence entre la tension à amplifier (E) et la tension de contre-réaction (r S).

Les harmoniques ne sont pas présents dans la tension E. Par contre, dans la tension r S, il y a une composante qui vient se déduire de E et une composante relative aux harmoniques. Cette dernière composante tend naturellement à s'opposer à l'amplification des harmoniques. Il est donc bien évident que l'amplitude des harmoniques — par rapport à S, tension de sortie — sera réduite par la contre-réaction.

La chose peut encore être démontrée d'une manière plus précise.

Supposons que D soit le taux de distorsion en l'absence de contre-réaction; cherchons à calculer le taux qui est présent lorsqu'on applique une certaine réaction rG.

La tension de distorsion appliquée à l'entrée par l'effet de la réaction est : rd. La distorsion produite en définitive est la somme de D et de la partie qui correspond à l'amplification de la fraction rD; c'est donc r D G; c'est-à-dire :

$$d = D + r d G$$

expression de laquelle on peut extraire d :

$$d (1 - rG) = D$$

ou
$$d = \frac{D}{1 - rG}$$

Quand la réaction est négative, r G est négatif, c'est-à-dire qu'en valeur absolue on a :

$$d = \frac{D}{1 + rG}$$

En conséquence, si l'on peut négliger 1 devant r G, on aura finalement :

$$d = \frac{D}{rG}$$

La distorsion se trouve divisée par le facteur de réaction. Elle peut donc être rendue absolument négligeable si la réaction est importante. Ce sera le cas dans l'exemple déjà cité où $rg = 100$.

REDUCTION DE LA TRANSMODULATION

Nous avons expliqué plus haut à quoi correspondait exactement ce type assez ignoré de distorsion. Les mêmes raisonnements que ceux du précédent paragraphe sont exactement valables ici. Le mécanisme de la réduction de ce défaut est exactement le même et l'amélioration peut se mesurer exactement par les mêmes chiffres.

En effet, la transmodulation se traduit, en définitive, par l'apparition, entre les bornes de sortie, de tensions qui n'étaient nullement représentées à l'entrée.

Quand nous aurons rappelé que cette transmodulation est à l'origine des sonorités désagréables fournies par de nombreuses pentodes, on comprendra toute l'importance qu'il faut attacher à cette amélioration.

REDUCTION DES BRUITS PARASITES

Tous les bruits parasites qui n'étaient pas présents à l'entrée de l'amplificateur subiront naturellement la même atténuation que les autres composantes indésirables. Si, par exemple, un ronflement était introduit dans l'étage final, soit à cause d'un mauvais filtrage ou d'un défaut d'équilibre du point milieu (dans le cas de tubes à chauffage direct), on noterait une atténuation considérable de ce bruit parasite.

Par contre, s'il s'agit d'une induction dans les étages d'entrée, il est certain que l'atténuation sera beaucoup moins considérable.

On peut, dans un amplificateur à contre-réaction, se contenter d'un filtrage assez rudimentaire de la tension anodique. Toutefois, nous verrons plus loin qu'on peut obtenir le renforcement relatif des fréquences graves.

Dans ces conditions, on constatera naturellement une augmentation d'amplitude relative de la composante gênante. Il convient donc de se méfier de cet effet.

COMPENSATIONS DE CERTAINS DEFAULTS

On a couramment dit et écrit que l'emploi de la réaction négative permettait de renforcer à volonté les graves ou les aigus. On peut étouffer ou renforcer une certaine bande de fréquence... C'est parfaitement exact dans un certain sens, mais il faut bien comprendre le mécanisme du phénomène. On peut renforcer les « graves » ou les aigus dans un amplificateur à réaction, mais sous certaines réserves qu'il est indispensable d'exprimer.

Nous avons montré plus haut qu'en réalité le nivellement des courbes de transmission se fait par le bas. Cette expression un peu péjorative traduit bien la réalité. En réalité, l'amplificateur à contre-réaction n'amplifie pas davantage les fréquences défaillantes; il se borne à égaliser, en les amplifiant moins, celles qui veulent se distinguer par une amplitude excessive.

Cette propriété étant bien définie, il est facile de comprendre dans quelles conditions on peut obtenir le renforcement de certaines bandes de fréquence.

Considérons, par exemple, la courbe I de la fig. 9, qui représente la caractéristique d'un certain amplificateur quand on ne lui applique pas de réaction.

Appliquons une réaction négative de telle sorte que sa caractéristique devienne la courbe II (traits pointillés). La courbe est pratiquement parfaite de 100 à 15.000 périodes.

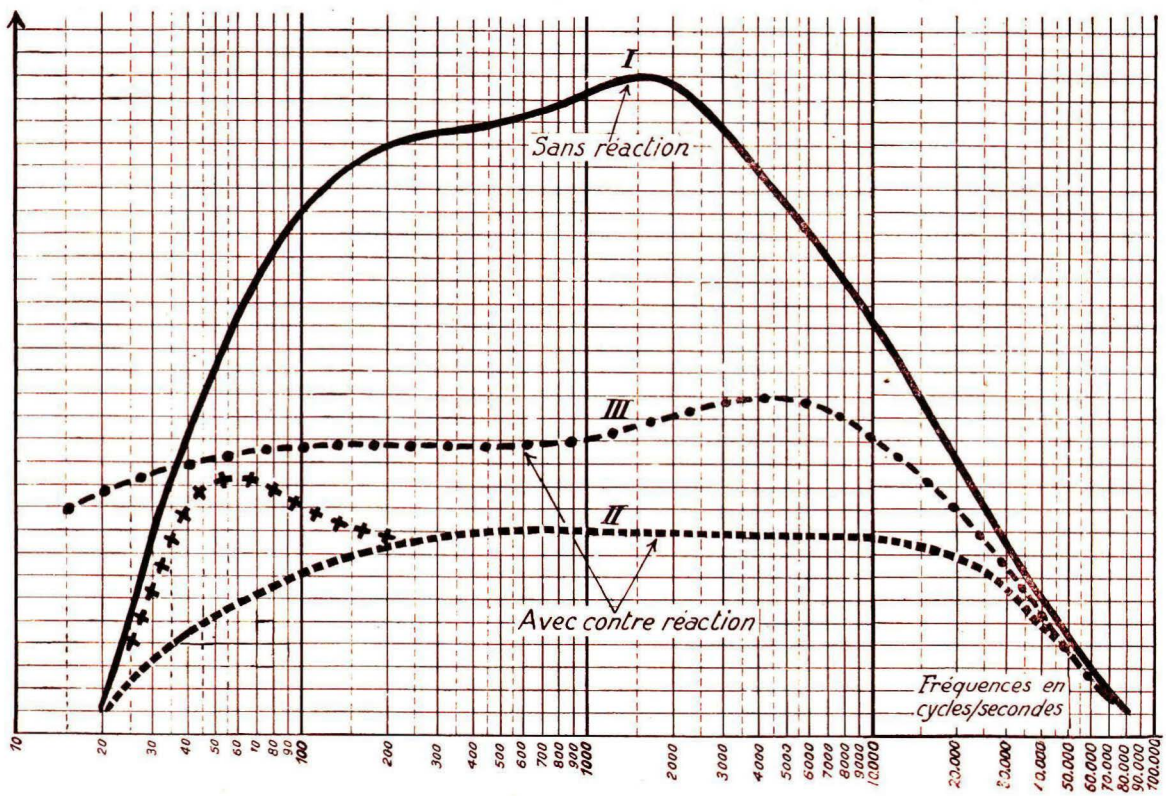
Mais nous pouvons souhaiter avoir une meilleure reproduction des « basses », soit parce que la limite 100 p/s nous semble insuffisante, soit parce que le haut-parleur utilisé a un plus mauvais rendement dans cette gamme de fréquence.

Comment allons-nous procéder ?

Ce sera simple. Il est évident, d'après la courbe, que l'effet de la réaction négative se fait sentir jusqu'aux environs de 20 ou 30 périodes par seconde. Si nous nous arrangeons pour que la réaction soit supprimée pour les fréquences les plus basses, nous aurons résolu le problème. Nous verrons

Fig. 9

Gain relatif en décibels



Fréquences en cycles/secondes

plus loin que rien n'est plus facile. En diminuant le facteur de réaction à partir de 200 périodes, nous obtiendrons la courbe tracée avec des croix, qui correspond à ce que nous voulions obtenir.

Supposons maintenant que la réaction négative ait été appliquée d'une manière moins sévère, parce que le gain correspondant à la courbe II aurait été jugé insuffisant. La caractéristique aurait été la courbe III.

Dans ces conditions, il aurait été impossible d'obtenir un renforcement des fréquences inférieures à 60 cycles. En d'autres termes, tout ce que nous pouvons faire c'est de ramener le niveau correspondant à une certaine fréquence à ce qu'il était avant l'application de la réaction.

Si ce niveau est trop bas pour que l'effet de la réaction soit négligeable..., *aucune compensation n'est possible*. Dans le cas examiné (fig. 9), il est tout à fait impossible d'obtenir, par exemple, le prolongement de caractéristiques que nous avons tracé en traits mixtes.

Ce que nous venons d'exposer pour la compensation des « graves » est exactement valable pour la compensation des fréquences « aiguës ».

On ne pourrait obtenir un véritable renforcement que dans les cas où la réaction deviendrait *positive* pour certaines fréquences. Nous verrons, d'ailleurs, que cet effet peut se produire dans certaines circonstances.

AUTRES CONSEQUENCES

La « compensation » entraîne avec elle une autre conséquence importante. Renforcer certaines fréquences, c'est atténuer, ou même supprimer, la réaction négative pour ces fréquences; c'est aussi atténuer ou même supprimer les avantages que nous procure la réaction négative.

La transmodulation relative à ces fréquences reprendra la valeur qu'elle avait sans contre-réaction. Il est bien impossible qu'il en soit autrement.

On conservera toutefois l'avantage en ce qui concerne les

harmoniques. Les composantes correspondantes tombent, en effet, dans des bandes de fréquence dans lesquelles agit la contre-réaction. Elles se trouveront donc normalement atténuées.

Il faudra aussi penser que si la réaction est supprimée au-dessous de cent périodes, le ronflement de secteur (s'il existe) pourra se trouver, lui aussi, amplifié par rapport au niveau sonore moyen...

ACTION SUR LA RESISTANCE INTERNE

La réaction négative a encore pour conséquence de modifier profondément la résistance interne de l'étage final.

Suivant la manière dont cette réaction est empruntée au circuit de sortie, l'effet peut se manifester dans un sens ou dans l'autre.

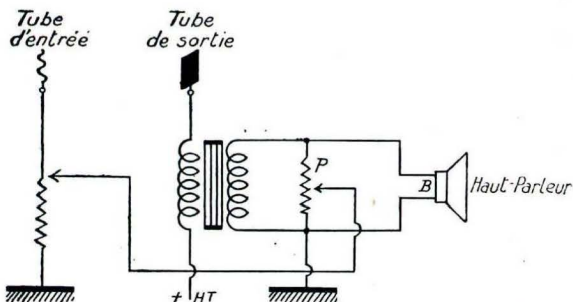


Fig. 10

Dans le cas examiné, où une portion de la *tension* de sortie est reportée à l'entrée de l'amplificateur (fig. 10), on observe une *diminution* de la résistance interne. Ce résultat est, suivant le point de vue auquel on se place, un avantage ou un inconvénient. Cette affirmation n'est paradoxale que d'apparence. En effet :

1° Si la résistance interne est grande par rapport à l'impédance effective d'utilisation, on observe que le rendement de la transmission entre la lampe et le haut-parleur demeure

constant, quelle que soit la fréquence. L'impédance d'utilisation augmente par rapport à la fréquence, mais elle demeure toujours relativement faible. C'est le cas, par exemple, d'une penthode finale, dont la résistance interne est de 50.000 ohms et dont la résistance d'utilisation est de 7.000 ohms. Par conséquent, en principe, les fréquences basses et les fréquences aiguës sont également bien transmises. On comprendra aisément cet effet en jetant un coup d'œil sur la fig. 11. L'intensité de courant dans R2 variera relativement peu, même si la valeur passe de 7.000 à 14.000 ohms. Nous avons écrit « en principe », parce que cette condition est

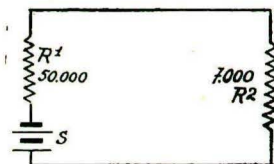


Fig. 11

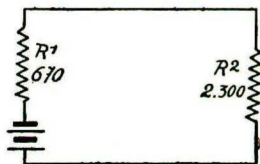


Fig. 12

assez rarement remplie en « pratique ». Le calcul des transformateurs de haut-parleurs laisse bien souvent à désirer, si bien que les fréquences basses sont à peu près éliminées... Enfin, quand l'impédance du tube final est élevé, on peut montrer que la valeur de l'impédance d'utilisation est très critique. Cela veut dire qu'un faible écart, par rapport à la valeur optimum, a pour conséquence une grosse perte de puissance modulée.

2° La résistance interne peut — contrairement au cas précédent — être plus petite que celle de l'utilisation. Ainsi, quand on utilise une triode de sortie (AD 1), dont la résistance interne est de 670 ohms, l'impédance de sortie doit être de 2.300 ohms. A mesure que la fréquence augmente, l'impédance d'utilisation augmente; aussi le courant dans P1 (fig. 12) diminuera notablement.

Si R2 passe de 2.300 à 4.600, l'intensité de courant sera presque réduite de moitié et, par conséquent, le rendement de l'ensemble. Nous verrons plus loin qu'il est possible de compenser cet effet par certains montages.

D'un autre côté, si la résistance est faible, tout se passe comme si le haut-parleur était shunté par une résistance interne faible. Il est facile de montrer qu'on lui procure ainsi un amortissement d'autant plus important que cette résistance est plus faible. Avec un tube de sortie, dont l'impédance est de quelques centaines d'ohms, le haut-parleur devient pratiquement apériodique. Les résonances de la suspension, celles de la membrane, se trouvent éliminées. Il devient capable de reproduire des « transitoires » tout à fait abrupts. Écarté de sa position d'équilibre, il la reprend instantanément sans manifester d'oscillations de part et d'autre.

L'expérience montre que c'est là un résultat extrêmement important et comme, d'autre part, on peut compenser le défaut de rendement sur les fréquences aiguës, il ne faut pas hésiter à conclure qu'il est bien préférable d'utiliser un tube de sortie à faible résistance interne.

DIMINUTION DE L'AMPLIFICATION

Cela découle nécessairement du principe même de la contre-réaction. Cette diminution du « gain » a été déterminée plus haut. Nous avons établi que, pour une réaction de r , le gain devient, à la limite, égal à $\frac{1}{r}$.

Si le gain G était de 1.000 (sans contre-réaction) et que nous adoptions un facteur de réaction de 50, cela suppose que

$$r = \frac{50}{1.000} \text{ et que le gain devient maintenant: } \frac{1.000}{50} \text{ ou } 20.$$

Nous avons aussi fait remarquer qu'il s'agit là d'un gain en « tension » et que ce chiffre modeste peut cacher un gain en « puissance » beaucoup plus important.

Il n'en est pas moins vrai que, dans cet exemple, le sacrifice de gain est considérable.

Cette remarque nous permet de comprendre que le principe de la contre-réaction sera d'autant plus intéressant que nous pourrions sacrifier une plus grande fraction de l'amplifica-

tion. Si notre amplificateur utilise normalement toutes ses possibilités, il ne faudra pas songer à l'améliorer par le moyen d'une réaction négative.

Par contre, si le potentiomètre de « puissance » est presque placé à la position minimum, nous pourrons en envisager l'emploi.

Il va sans dire que, dans la première hypothèse, il nous restera toujours la ressource d'utiliser des lampes à « gain » plus élevé ou même d'ajouter un étage supplémentaire. L'expérience montrera toujours que nous serons largement payé de cette complication.

Action sur la puissance fournie.

Certains montages comme les montages push-pull classe A, classe A B, etc., tout en réduisant la distorsion, permettent de tirer des lampes une puissance unitaire plus grande. Ce n'est pas le cas des montages à contre réaction. La puissance fournie demeure très sensiblement la même; bien mieux, avec certains montages, elle est légèrement plus réduite.

Mais, à égalité de puissance fournie, la distorsion est considérablement plus faible.

Conditions à remplir.

Pour que les avantages énumérés plus haut soient acquis, il faut nécessairement qu'il s'agisse bien de *contre réaction*. Il faut que, pour toutes les fréquences, la tension d'entrée et la tension de réaction soient bien en opposition, en d'autres termes, il faut qu'elles soient décalées de 180° .

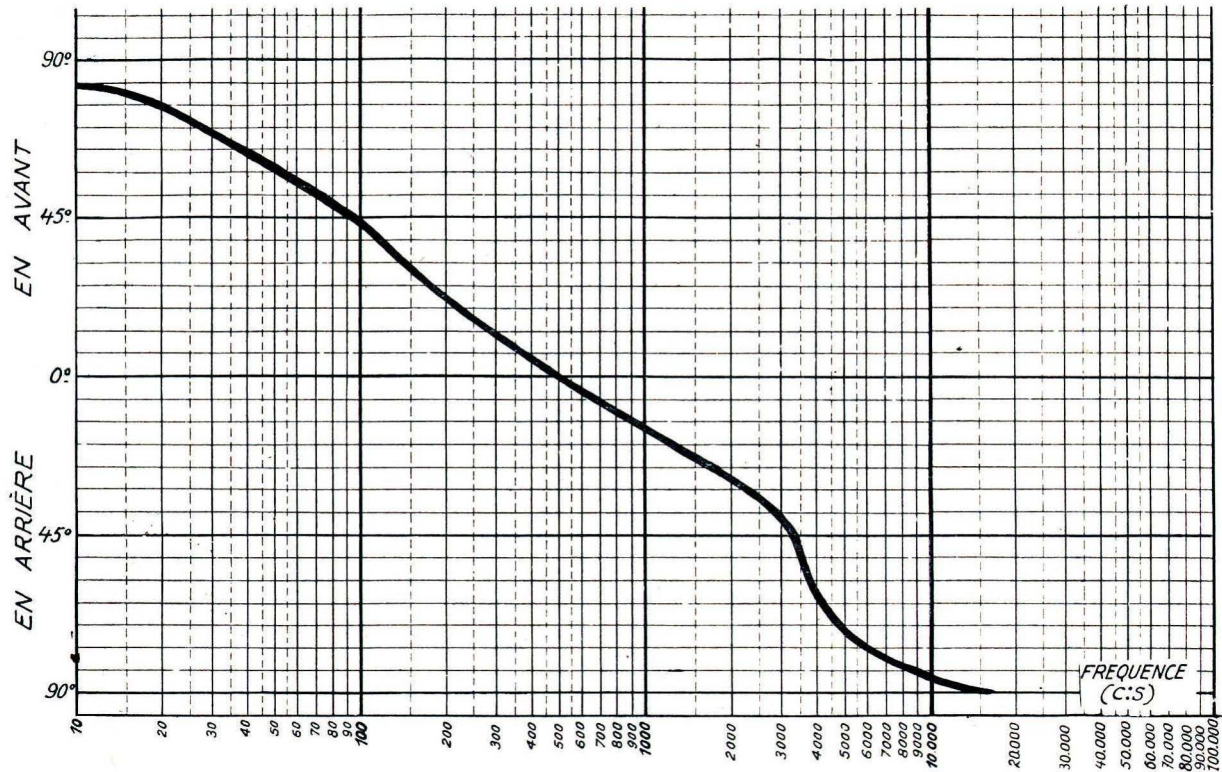
Or, la réalisation de cette condition peut présenter quelques difficultés.

Considérons par exemple un étage unique à résistances et arrangeons-nous pour que les conditions voulues soient réalisées pour les fréquences moyennes — de 400 à 1.500 périodes par seconde.

Mesurons, par rapport à ces conditions optima, le décalage pour des fréquences plus basses et plus élevées.

Nous pouvons porter le résultat de ces mesures sur un graphique (fig. 13).

Fig. 13



Il est facile d'interpréter cette courbe. Chaque fois que le déphasage entre la tension d'entrée et la tension de réaction est inférieur à 90° , il y a réaction négative. Toutefois, la grandeur de la réaction est fonction de ce déphasage. Elle est maximum, en valeur absolue, pour un décallage nul, elle est nulle pour un décallage de 90° .

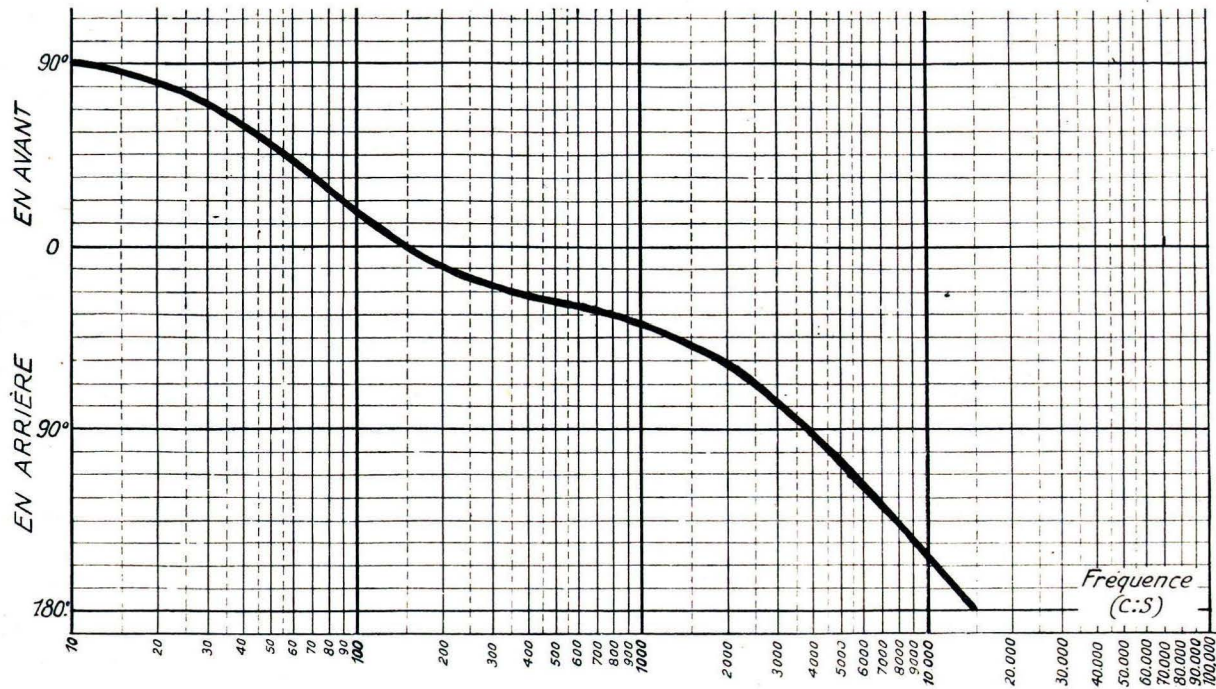
Nous pouvons donc en déduire que la contre réaction correspondant au système de la fig. 13 a son maximum d'action pour les fréquences moyennes, ce qui n'est pas étonnant puisque nous l'avons réglé pour cela, mais que la contre réaction diminue vers le haut et vers le bas de la gamme.

A la réflexion, cette particularité se révèle plutôt favorable puisqu'elle tend à augmenter la bande de fréquence reproduite. En effet, pour ces fréquences extrêmes, l'amplificateur tend à reprendre le gain qu'il aurait sans contre réaction. L'expérience montre d'ailleurs que ces fréquences ne subissent nullement une amplification exagérée, car le gain correspondant à ces fréquences extrêmes reste en pratique faible et le rendement du haut-parleur est souvent dérisoire.

Dans le cas présent (fig. 13), aucun danger d'oscillations spontanées ne surgit. Il n'en est pas de même dans le cas de la fig. 14 relative à un étage couplé par un transformateur. On constate que, dans l'extrême aigu, le décallage atteint 180° . Dans ces conditions, l'amplificateur peut être le siège d'oscillations spontanées ou, tout au moins, l'amplification de l'extrême aigu peut devenir tout à fait exagérée. Il est facile d'observer que cet effet est sous la dépendance du transformateur.

Ces deux courbes (fig. 13 et fig. 14) sont valables dans le cas d'un seul étage. Elles permettent de juger qu'il est en général facile d'obtenir un fonctionnement stable. Les courbes correspondant à deux ou trois étages pourraient présenter des décallages beaucoup plus accentués, pouvant dépasser largement le cap dangereux des 180° .

Fig. 14



Influence du circuit de réaction.

Le circuit chargé de prélever la fraction de l'énergie produite pour la ramener à l'entrée de l'amplificateur peut aussi être cause de décalage. Il n'en sera rien s'il ne comporte que des résistances pures mais, dans ce cas, l'action réactive demeurera la même pour toutes les fréquences (si nous ne tenons pas compte de la variation de phase due à l'amplificateur lui-même).

Si nous voulons obtenir une compensation de l'aigu ou du grave, nous serons amenés à incorporer dans notre circuit des éléments dont l'action est variable avec la fréquence (bobines ou condensateurs) et ces éléments introduisent eux-mêmes un décalage qui pourra devenir dangereux.

Voici un exemple: nous voulons renforcer les fréquences graves et, pour cela, nous introduisons en circuit un conden-

1

sateur dont la réactance $\frac{1}{c\omega}$ augmente quand la fréquence

diminue. Nous obtiendrons le but cherché si l'amplificateur était stable — mais notre condensateur provoque du « motor boating ». Cela s'explique parce qu'aux fréquences extrêmement basses de 3 ou 4 périodes/secondes, la réaction devient positive et que le « gain » de notre amplificateur est encore notable. Dans un cas comme celui-ci il faut noter que la réaction ne se traduit pas seulement par un nivellement par le bas. S'il y a oscillation, c'est qu'il y a réaction positive. Et, avant d'en arriver là, on peut observer une augmentation de l'amplification pour la bande des fréquences voisines.

CHAPITRE III

APPLICATIONS — GENERALITES

Examen préliminaire.

Le champ d'application des principes exposés plus haut est extrêmement étendu. C'est à dessein que, dans les pages précédentes, nous avons raisonné sur un « *amplificateur* » sans donner aucune autre description. Ce vague avait pour but de montrer que notre exposé pouvait aussi bien s'appliquer à un simple tube final qu'à un amplificateur à six étages; à un tube penthode, à un tube à concentration électronique ou à un tube triode. Certains articles de vulgarisation semblent vouloir restreindre l'emploi du procédé à un étage équipé avec une penthode. C'est une erreur, qui s'explique d'ailleurs par cette remarque qu'il faut disposer de trop d'amplification pour en pouvoir sacrifier une partie. Mais il n'y a aucune raison pour ne pas appliquer le principe à un amplificateur uniquement équipé avec des triodes.

C'est aussi une erreur de vouloir restreindre l'application au dernier étage de l'amplificateur. Dans ce cas, la correction des défauts des étages préamplificateurs ne peut naturellement pas être obtenue...

Considérons, par exemple, l'amplificateur d'un radio-récepteur comportant un tube préamplificateur et un tube final.

Nous pouvons, en général, sacrifier une partie importante de la sensibilité. Nous nous fixerons une limite telle que le tube final puisse être correctement modulé quand on utilise l'amplificateur avec un pick-up de fabrication courante. Nous avons deux moyens d'arriver à ce résultat :

- 1° Appliquer la réaction au tube final seulement;
- 2° Appliquer la réaction entre le tube final et le tube préamplificateur.

Nous pouvons, dans les deux cas, obtenir la même sensibilité. Il est facile d'observer que les résultats sont beaucoup plus favorables dans le second cas.

Par contre, les précautions à prendre, les difficultés qui peuvent surgir, sont plus importantes.

Enfin, le principe de la réaction négative s'applique aussi bien à un simple étage final qu'à un montage push-pull classe A ou classe A.B. La distorsion produite par un étage symétrique est faible, mais elle n'est pas négligeable, surtout quand cet étage est équipé avec des tubes pentodes. Le montage push-pull ne permet pas l'élimination des harmoniques III et V, produits largement par certaines pentodes à pente élevée. La grandeur du « gain » permet d'en sacrifier une partie importante et de réduire notablement les composants indésirables.

Cette brève revue permet de comprendre que les applications sont extrêmement nombreuses. Les schémas peuvent varier à l'infini. Nous nous bornerons à décrire les principaux.

Pour procéder logiquement, nous traiterons tout d'abord le cas d'un seul étage. Après quoi nous étudierons l'application de la contre-réaction à deux, trois et plusieurs étages successifs.

LES DEUX TYPES DE CONTRE-REACTION

On ne peut guère sacrifier une partie du gain de l'étage final que s'il s'agit d'un tube pentode présentant une grande sensibilité. C'est pour cette unique raison que ce mode d'application n'est ordinairement proposé que lorsqu'il s'agit précisément d'un tube pentode.

Dans l'étude précédente, nous avons admis que la tension de réaction représentait une fraction de la tension développée par le tube final. En d'autres termes, la contre-réaction est proportionnelle à la tension de sortie. Le schéma de principe correspondant a été donné fig. 10.

On peut aussi imaginer des montages dans lesquels la tension de contre-réaction est proportionnelle à l'intensité du courant modulé fourni par le tube final. Le schéma de principe est donné fig. 15. On pourrait refaire des calculs sembla-

bles à ceux que nous avons établis plus haut et montrer que les propriétés d'un tel montage sont analogues à celles du montage fig. 10. Il y a toutefois quelques différences essentielles que nous allons mettre en évidence et qui montrent que ce procédé est beaucoup moins intéressant.

1° *Puissance utile de l'amplificateur.*

Le simple examen de la fig. 15 montre qu'une fraction de la puissance utile fournie par le tube final est perdue dans la résistance R . En conséquence, la puissance utile maximum

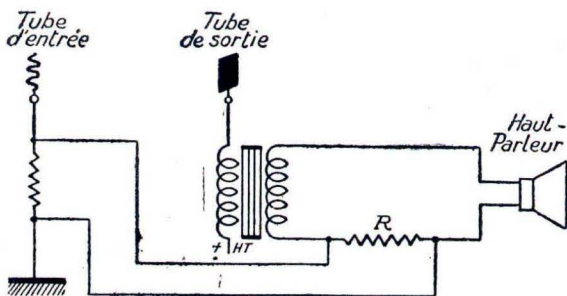


Fig. 15

sera plus réduite. Dans le système fig. 10, la puissance perdue dans le potentiomètre P peut facilement être rendue négligeable. Si l'impédance de la bobine mobile est de 2 ohms (chiffre courant), il suffira de prendre $P = 100$ ou 200 pour que l'énergie perdue soit pratiquement nulle.

Dans le montage fig. 15, l'énergie perdue est proportionnelle au facteur de réaction — $r G$.

S'il s'agit d'un simple étage, G étant faible, nous sommes amenés à prendre — r relativement grand et la puissance utile sera plus faible.

2° Action des résonances du haut-parleur.

L'inconvénient précédent serait sans importance s'il s'agissait d'un amplificateur dont le gain est important, car, dans ce cas, r demeure relativement faible. Mais on voit alors surgir un inconvénient beaucoup plus grave.

On peut montrer que l'effet de la réaction proportionnelle à l'intensité de courant modulé tend à rendre *cette intensité* indépendante des caractéristiques des circuits ou des tubes. C'est précisément à cause de cela que les défauts de l'amplificateur sont corrigés dans une large mesure. Supposons, par exemple, qu'une résonance mécanique du système vibrant du haut-parleur se produise pour une certaine fréquence. Électriquement, le phénomène se traduit par une augmentation de l'impédance apparente de la bobine mobile. Celle-ci, qui était

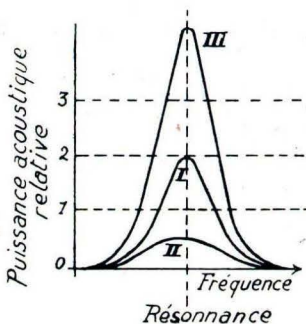


Fig. 16

de quelques ohms, devient égale à plusieurs dizaines d'ohms pour la fréquence considérée. L'intensité de courant dans R devient pratiquement nulle et il n'y a plus de contre-réaction. En conséquence, la résonance du haut-parleur se trouve considérablement exagérée. C'est exactement l'inverse que nous aurions souhaité obtenir... et c'est exactement ce que nous donne la réaction proportionnelle à la *tension de sortie*.

En effet, dans cette occurrence, comme l'impédance devient beaucoup plus grande (fig. 10), la tension aux bornes de P tend à augmenter et, par suite, la tension de contre-réaction. Le « gain » de l'amplificateur se trouve alors considérablement freiné et tout rentre pratiquement dans l'ordre.

Un coup d'œil sur les courbes de la fig. 16 donne immédiatement la mesure du phénomène. La courbe I est relative à un amplificateur sans réaction. Elle donne la « réponse acoustique » d'un amplificateur pour une fréquence de résonance du haut-parleur. La courbe III est relative au même ensemble amplificateur-haut-parleur avec réaction proportionnelle à l'intensité de courant modulé. La puissance moyenne fournie par l'amplificateur a été réglée au même niveau. La résonance est donc notoirement exagérée. Quant à la courbe II, elle correspond au même amplificateur, donnant la même puissance moyenne, mais avec contre-réaction proportionnelle à la *tension utile*. On peut dire que la résonance est pratiquement supprimée.

Or, il ne faut pas oublier qu'un haut-parleur, quelle que soit sa qualité, présente toujours un certain nombre de « résonances » absolument inévitables dans l'état actuel de la technique. Il y a d'abord la résonance correspondant à la période propre du système mobile, puis la résonance du spider, des résonances partielles du cône; enfin, il peut aussi y avoir des résonances dues au meuble...

Chacune de ces résonances particulières correspond à une augmentation de l'impédance apparente de la bobine mobile.

Notre but, c'est d'obtenir un rendement acoustique indépendant de la fréquence. Or, d'après tout cela, il est évident que la contre-réaction proportionnelle à la tension modulée nous fournit une aide considérable.

Conclusion du paragraphe précédent.

Faut-il donc absolument renoncer à l'autre système ? Ce serait sans doute aller trop loin. S'il s'agit simplement de reproduire de la musique ou des paroles, il est certain que

la réaction proportionnelle à l'intensité de courant amène, avec ses avantages, des inconvénients qui nous feront singulièrement hésiter. Mais s'il s'agit de faire un *amplificateur de mesure*, la plupart des inconvénients s'effaceront.

Ce cas particulier — pour intéressant qu'il soit — n'intéresse certainement pas la majorité de nos lecteurs. Aussi, nous ne le traiterons que sommairement, et encore quand il s'agit de l'appliquer seulement à un tube final.

CHAPITRE IV

APPLICATIONS A UN TUBE FINAL

1° RÉACTION PROPORTIONNELLE A L'INTENSITÉ UTILE

Le procédé le plus simple consiste à supprimer le condensateur de découplage qui shunte habituellement la résistance de cathode. Le montage est donc théoriquement celui de la fig. 17. Il est évident que la résistance R_k est parcourue

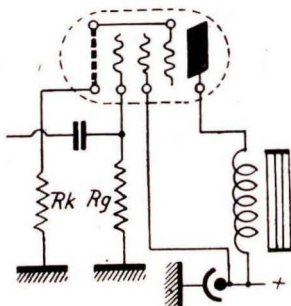


Fig. 17

par le courant d'anode. Il naît donc une tension alternative — en même temps que la tension de polarisation — entre cathode et grille et cette tension est bien en opposition de phase, comme l'exigent les conditions étudiées plus haut.

Toutefois, il faut remarquer deux points d'importance :

1° La valeur de la contre-réaction est limitée, parce que la valeur de R_k est déterminée par des conditions impératives : il faut que la tension de polarisation ait une valeur qui dépend de la lampe et de la tension anodique.

En pratique, le facteur μ ne peut dépasser 0,05 ; encore faut-il, pour cela, utiliser des tubes à pente très élevée. Dans ces conditions, on ne peut espérer une grande diminution du facteur de distorsion.

2° La résistance R_K est également parcourue par le courant d'écran qui a, lui aussi, une composante alternative. Relevons les courbes de l'intensité de courant anode et de courant écran (fig. 18). Leur examen révèle qu'il n'y a aucun rapport

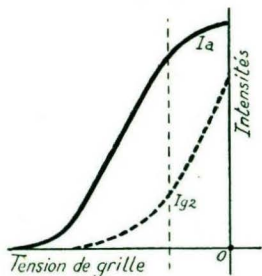


Fig. 18

simple entre les deux. Les intensités sont à peu près proportionnelles jusqu'à la ligne verticale pointillée. Après quoi la pente de la caractéristique d'écran augmente très vite, alors que celle de la caractéristique d'anode diminue.

En conséquence, si nous obtenons, par la fig. 17, une contre-réaction proportionnelle à l'intensité utile anodique, pour les faibles amplitudes, mais proportionnelles à l'intensité d'écran pour les amplitudes plus grandes.

Premier montage.

On peut éviter ce second inconvénient par le montage de la fig. 19 a. On introduit une résistance R_g dans le circuit de la grille écran et le découplage, par rapport à la cathode, est obtenu par un condensateur de forte valeur C , qui court-circuite pratiquement la composante alternative d'écran pour toutes les fréquences audibles. La valeur de R_{g2} doit être assez faible pour que la tension d'écran ne soit pas exagérément abaissée. D'autre part, elle doit être assez grande pour

qu'un découplage efficace puisse être obtenu sans faire appel à des capacités trop grandes.

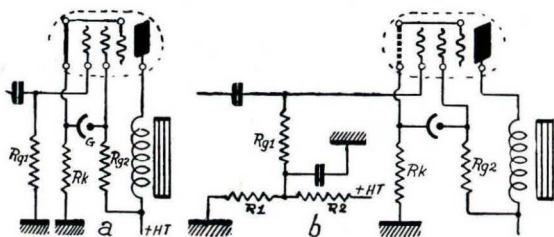


Fig. 19

Enfin, la résistance effective de contre-réaction n'est plus R_{g1} , mais c'est la résistance équivalente à l'ensemble de R_K et R_{g2} en parallèle. Sa valeur est donc :

$$\frac{R_K \times R_{g2}}{R_K + R_{g2}}$$

La contre-réaction se trouve donc encore légèrement réduite par la présence de R_{g2} .

Deuxième montage.

Ce deuxième montage est une modification du premier, qui permet d'obtenir un facteur de réaction plus élevé.

On insère, dans la cathode, une résistance qui donnerait normalement une tension de polarisation trop forte. Mais, pour qu'il n'en soit pas ainsi, la tension moyenne de grille n'est pas fixée à la masse, mais correspond à une tension positive.

Cette dernière peut être empruntée à la tension anodique; le schéma fig. 19 *b* correspond à cette solution. Le point R_1 et R_2 est déterminé pour que la polarisation normale corresponde aux meilleures conditions d'utilisation du tube final. On peut alors prendre R_K d'une valeur telle que le facteur de réaction soit aussi important qu'on peut l'exiger.

La tension positive nécessaire pour contrebalancer la chute de tension excessive aux bornes de R_K peut aussi être empruntée directement à cette dernière. On obtient alors le schéma fig. 20. La résistance interne R_1 et le condensateur

C1 ont pour but de découpler le circuit de grille du tube. Quand la résistance anodique du tube précédent est faible par rapport à Rg1, on peut supprimer la résistance R1. Dans ces conditions, la résistance effective de contre-réaction n'est plus l'ensemble RK1 + RK2, en parallèle avec Rg2, mais il faut encore ajouter que Ra est aussi en parallèle avec cet ensemble.

La résistance effective de contre-réaction R2 est donc en définitive telle qu'on ait :

$$\frac{1}{R2} = \frac{1}{Ra} + \frac{1}{RK1 + RK2} + \frac{1}{Rg2}$$

Calcul de la contre-réaction.

Il est facile, dans tous les cas, de calculer le facteur $-r$ qui représente la fraction de la puissance de sortie introduite de nouveau dans l'amplificateur.

Si R2 est la résistance effective de contre-réaction et si Rt est l'impédance effective de charge correspondant au transformateur, il est évident que la puissance totale développée par le tube final est proportionnelle à R2 + Rt.

La fraction utilisée pour la contre-réaction est donc :

$$\frac{R2}{R2 + Rt}$$

Soit, par exemple, le cas d'une penthode EL3, utilisant le montage fig. 19.

La résistance Rt est de 7.000 ohms.

$$RK = 500 \text{ ohms.}$$

$$Rg2 = 2.500 \text{ ohms.}$$

La résistance effective de contre-réaction est :

$$R2 = \frac{500 \times 2.500}{500 + 2.500} = 417.$$

La réaction $-r$ est donc :

$$-r = \frac{417}{417 * 7.000} = 0,06 \text{ environ.}$$

Dans ces conditions, la distorsion, ainsi que la sensibilité, seront réduites, dans la proportion de 25 % environ.

Application aux montages push-pull.

Le principe de la réaction proportionnelle à l'intensité du courant utile peut s'appliquer aux montages push-pull. Tou-

tefois, il est nécessaire que les cathodes soient électriquement séparées et n'aient pas, par exemple, une résistance commune. En effet, les composantes correspondant aux deux tubes sont égales et déphasées de 180° . Elles s'annulent par conséquent, si bien qu'aucune tension de contre-réaction ne peut naître. Pour qu'il en soit autrement, il faut utiliser deux résistances de cathode séparées ou, dans le cas où il s'agit de tubes à chauffage direct, deux enroulements de chauffage séparés.

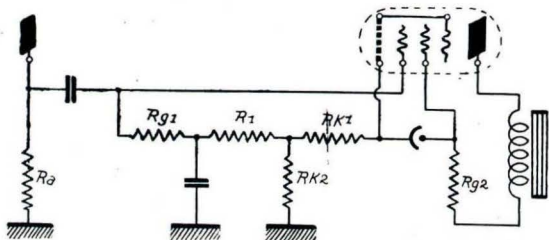


Fig. 20

Sous cette réserve, tous les schémas donnés plus haut s'appliquent, en considérant chaque lampe séparément, depuis les circuits de grille jusqu'aux circuits anodiques.

NOTE SUR CERTAINS MONTAGES CATHODYNES

Nous avons déjà eu l'occasion de discuter dans l'*Onde Electrique* et dans la *T.S.F. pour Tous* certains montages cathodynes destinés à fournir de tensions égales et convenablement déphasées pour l'attaque d'un étage final push-pull. Nous avons souligné qu'à cause de la *dégénération* ou contre-réaction, le « gain » donné par un tel étage est sensiblement égal à un.

Le schéma correspondant est donné fig. 21.

Pour que les tensions recueillies aux bornes de R1 et R2 soient égales, il faut évidemment que $R1 = R2$.

La valeur de la réaction est ici de :

$$\frac{R1}{R1 + R2} = 0,5.$$

Et le gain total (disponible aux bornes de $R1 + R2$) est

1

— ou 2. C'est donc qu'aux bornes de R_1 , on trouvera 0,5

un gain de 1 ou qu'en d'autres termes on trouvera exactement ce qu'il y avait aux bornes de R_a .

Il s'agit donc bien d'un tube purement et **uniquement** déphaseur.

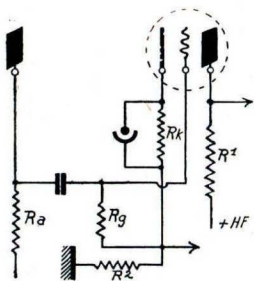


Fig. 21

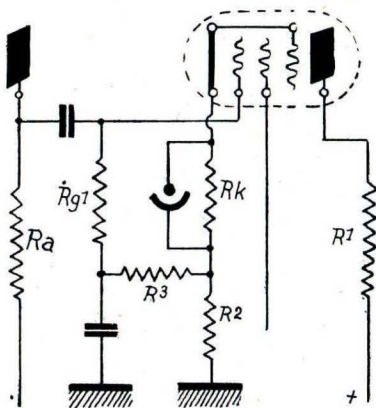


Fig. 22

Toutefois, pour que les tensions soient exactement égales à toutes les fréquences, certaines conditions sont nécessaires, sur lesquelles nous avons insisté dans l'article déjà cité.

Notons en passant que le fonctionnement n'est entièrement correct qu'à condition que R_a soit faible par rapport à R_g . Si, pour une raison quelconque, il n'en était pas ainsi, il faudrait prévoir un découplage pour le circuit de grille. Le montage serait alors celui de la fig. 22. La résistance R_3 doit être très élevée par rapport à R_2 . On prendra par exemple :

$$R_2 = 10.000.$$

$$R_3 = 1.000.000.$$

Remarquons aussi qu'il n'y a aucun avantage à choisir R_1 et R_2 élevées, puisque, dans tous les cas, le « gain » est égal à 1. Il suffit que $R_1 + R_2$ soient du même ordre de grandeur que la résistance interne de la lampe.

2° RÉACTION PROPORTIONNELLE A LA TENSION UTILE

La tension de réaction est directement empruntée au circuit plaque.

Nous pensons avoir montré dans les lignes qui précèdent que ce type de réaction est plus intéressant que l'autre. Nos lecteurs en seront encore plus facilement convaincus quand ils auront noté que les schémas correspondants sont toujours extrêmement simples.

Considérons, par exemple, le schéma de la fig. 23. Il ne diffère d'un schéma ordinaire que par la présence de la résistance R_2 . Les tensions de réaction sont transmises à la grille du tube final par l'intermédiaire de R_1 et du condensateur de couplage C_c .

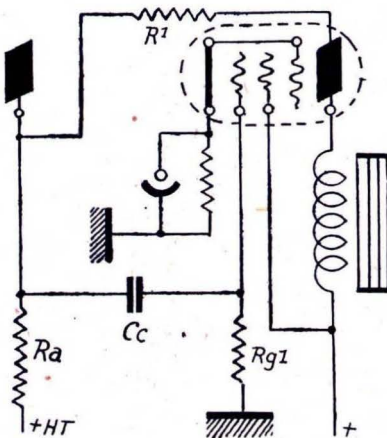


Fig. 23

La résistance effective à laquelle est appliquée la réaction n'est pas R_a , mais elle est constituée par l'ensemble R_a et

Rg1, en parallèle. On peut, en général, négliger la réactance de Cc. Cette résistance équivalente est donc :

$$\frac{R_a \times R_{g1}}{R_a + R_{g1}}$$

que nous pouvons désigner par R2.

La fraction — r est maintenant facile à calculer. La tension totale développée dans le circuit-plaque du tube final est proportionnelle à :

$$R1 + R2.$$

La fraction utilisée pour la contre-réaction est donc :

$$\frac{R2}{(R1 + R2)}$$

Pratiquement, la résistance équivalente à R2 est de l'ordre de 100.000 ohms. On pourra choisir R1, de l'ordre de 1 à 2 mégohms.

Avec R1 = 1,5 mégohm, la sensibilité de l'étage final est réduite de 25 % environ.

Il faut noter en passant que si l'on veut obtenir des facteurs de réaction très importants avec ce montage, on est amené à diminuer la résistance R1. A ce moment, la résistance de charge effective du tube précédent n'est plus l'ensemble Ra et Rg1, en parallèle, mais il faut encore tenir compte que R1 et la résistance de charge du tube de sortie sont en parallèle. Si l'ensemble de ces dernières n'a pas une résistance très grande par rapport à Ra, on peut observer une diminution appréciable de gain du tube précédent.

C'est particulièrement gênant, parce que, déjà, la réduction de sensibilité due à l'emploi de la contre-réaction vient agir dans le même sens.

Variante.

On peut, d'ailleurs, faire exactement le même reproche au circuit de la fig. 24, qui est une variante du précédent. Il n'en diffère que par la présence de C1, condensateur de séparation, rendu indispensable pour connecter le circuit de plaque au circuit de grille. Tout ce qui a été dit sur le

montage fig. 23 peut exactement s'appliquer au schéma de la fig. 24.

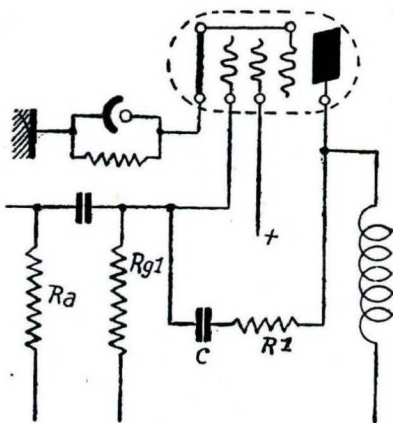


Fig. 24

Ces deux schémas sont particulièrement indiqués avec des penthodes finales à pente très élevée ou avec les tubes à concentration électronique 6L6.

Couplage par transformateur.

Lorsque le tube final est couplé par un transformateur, on utilisera avec avantage le circuit de la fig. 25.

On choisira R2, aussi élevé que possible, tout en la maintenant relativement faible par rapport à l'impédance du secondaire du transformateur. Une résistance de 4 à 10.000 ohms remplira ces deux conditions opposées.

Ce choix nous permettra de fixer immédiatement R1 suivant la valeur que nous voudrions donner à la contre-réaction. Si, par exemple, nous voulons faire $r = 0,1$ avec $R2 = 5.000$, cela nous conduira à :

$$0,1 = \frac{5.000}{R1 + 5.000}$$

D'où l'on tire facilement $R1 = 45.000$.

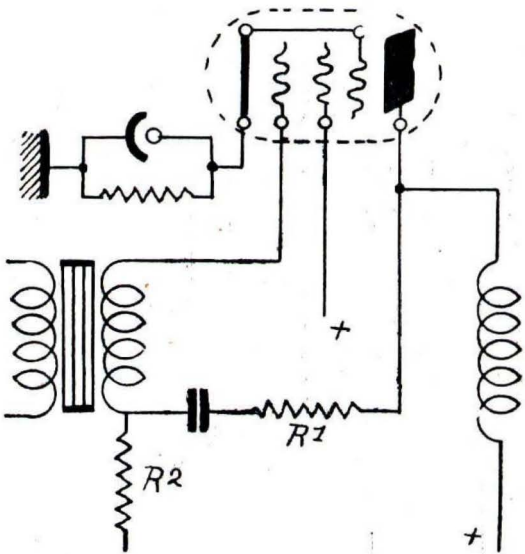


Fig. 25

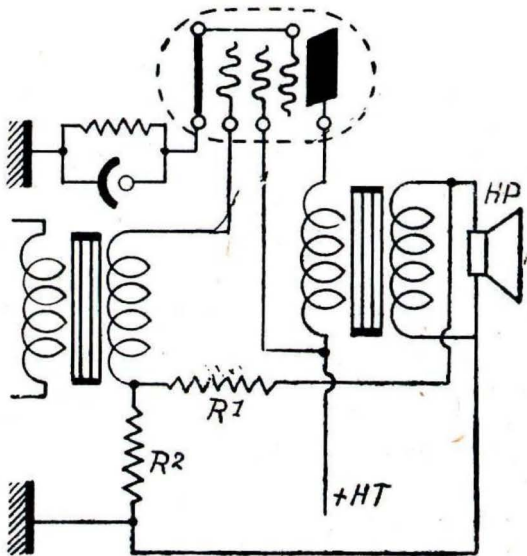


Fig. 26

*La tension de réaction est empruntée
au circuit de la bobine mobile.*

L'insertion d'une résistance assez élevée dans le circuit secondaire d'un transformateur de liaison peut présenter des inconvénients. On peut facilement l'éviter par un artifice simple qui consiste à emprunter la tension de réaction au circuit de la bobine mobile du haut-parleur. L'impédance de cette dernière étant généralement comprise entre 1 et 10 ohms, on pourra faire naître les tensions de réaction aux bornes de résistances extrêmement faibles. D'autre part, comme le circuit de la bobine mobile est électriquement séparé des autres circuits, on peut facilement, en inversant simplement les entrées et les sorties, produire un déphasage de 180° , si bien que le même montage peut s'appliquer à un, deux ou autant d'étages que l'on veut.

Enfin, il est évident que si le transformateur de sortie a des défauts, le circuit devient auto-compensateur. En effet, une diminution de tension aux bornes de la bobine mobile est suivie nécessairement par une diminution de la tension de contre-réaction.

Variante du schéma fig. 25.

Nous pouvons modifier le schéma fig. 25 dans le sens que nous venons d'indiquer et nous obtiendrons alors le schéma fig. 26.

La seule condition à réaliser maintenant, c'est que $R1 + R2$ soit élevé par rapport à l'impédance de la bobine mobile. S'il n'en était pas ainsi, une fraction appréciable de la puissance modulée serait perdue dans l'ensemble $R1 + R2$. Ces conditions seront largement réalisées en prenant $R1 = 200$ ohms (l'impédance de la bobine mobile étant habituellement de quelques ohms).

Comme tout à l'heure, nous pouvons calculer $R2$ pour une réaction — $r = 0,1$.

Nous obtiendrons :

$$0,1 = \frac{R_2}{R_2 + 200}, \text{ d'où nous tirons très facilement}$$

$R_2 = 22$ ohms. C'est donc, cette fois, une résistance absolument négligeable par rapport à l'impédance du secondaire.

Autre variante.

Dans certains cas particuliers, on peut aussi adopter le schéma de la fig. 27. Toutefois, il faut remarquer que la résistance R_2 , insérée dans le retour de cathode, ne peut pas être shuntée par un condensateur, puisque c'est précisément entre ses bornes qu'on fait naître la tension de contre-

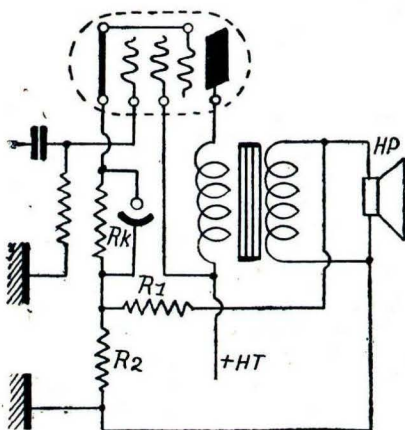


Fig. 27

réaction. Aussi, en plus d'une réaction proportionnelle à la tension, produit-on également une réaction proportionnelle à l'intensité du courant modulé. Mais le premier effet masque le second si R_k est grand par rapport à R_2 . Cela dépend donc des tubes. En fait, on peut déduire R_2 à quelques ohms et, dans ces conditions, le circuit se comporte sensiblement comme celui de la fig. 26.

On adoptera, par exemple, pour $r = 0,1$.

$R_2 = 100$ ohms. Ce qui donne :

$$0,1 = \frac{10}{10 + R_1}$$

D'où $R_1 = 90$ ohms.

Il y a environ 10 % de la puissance modulée perdue dans $R_1 + R_2$. Ce qu'on peut généralement négliger.

MONTAGES PUSH-PULL

Tous les montages que nous venons de décrire brièvement peuvent s'appliquer aux montages push-pull.

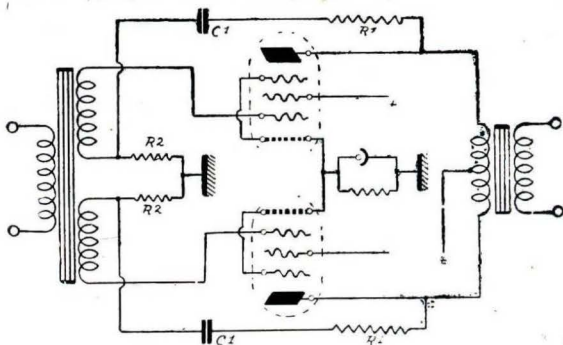


Fig. 28

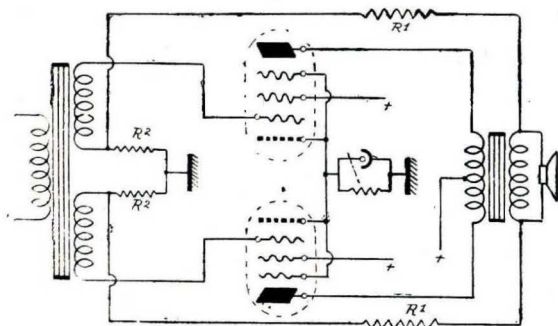


Fig. 29

C'est ainsi que le montage de la fig. 28 est la transposition du montage fig. 25. Il présente naturellement les mêmes particularités. Notons que l'emploi d'un transformateur avec deux secondaires est absolument indispensable.

Le montage fig. 29 est une variante du précédent, mais la tension de contre-réaction est, comme dans le cas des fig. 26 et 27, empruntée au circuit de la bobine mobile. Ce qui permet de réduire la résistance R_2 à une valeur très faible.

Dans le cas où l'on ne veut pas utiliser un transformateur avec double secondaire ou dans le cas où le couplage s'opère par résistances, on pourra utiliser des adaptations des montages fig. 23, fig. 24 ou fig. 27.

Nos lecteurs établiront facilement ces schémas eux-mêmes.

APPLICATION A DES TUBES EN CASCADE

A. — APPLICATION A DEUX ÉTAGES EN CASCADE

Généralités.

On n'éprouve généralement pas de grandes difficultés lorsqu'on veut appliquer le principe de la contre-réaction entre un tube de sortie et un tube préamplificateur chargé de fournir au premier les tensions d'excitation nécessaires. Il est inutile que nous insistions sur les avantages que l'on peut en retirer. Nous avons, en effet, montré au début de cet ouvrage que la correction apportée par la contre-réaction agissait sur tous les éléments compris entre le tube de sortie et l'endroit où les tensions réactives étaient réinjectées à l'amplificateur.

Si nous prenons l'exemple d'un récepteur de T.S.F. qui comporte un tube préamplificateur et un tube de sortie, on comprendra que l'on peut, de la sorte, non seulement augmenter considérablement la gamme des fréquences transmises, mais encore réduire d'une manière très importante les causes de distorsion.

D'une manière générale on est souvent amené à négliger la distorsion produite par le tube d'entrée par rapport à celle que produit le tube de puissance. Une telle attitude est normalement légitime dans un amplificateur *sans contre-réaction*, mais cesse de l'être si la contre-réaction est appliquée au tube de sortie. Il est facile de montrer pourquoi.

Soit, par exemple, un récepteur équipé avec un tube final EL 3 et un tube préamplificateur EF 6. Pour moduler complètement le tube EL 3, il suffit d'une tension efficace d'environ 4 volts que le tube EF 6 peut fournir avec un facteur de distorsion tout à fait négligeable. Mais, dans ces conditions, la distorsion produite par le tube final est de l'ordre de 10 %. Ce qui est tout à fait notable.

Appliquons maintenant une réaction telle que la sensibilité du tube EL 3 passe de 0,32 à 2.

La distorsion produite pour la même puissance fournie sera d'environ 1,5 %. Par contre, pour fournir cette même puissance, il faudra une tension d'entrée de l'ordre de 20 volts. Or, quand nous demanderons au tube EF6 de nous fournir 20 volts efficaces, la distorsion qu'il produira ne sera plus négligeable. Elle sera de l'ordre de 5 à 7 % (suivant la valeur de la résistance anodique, la tension plaque, etc.).

Et comme ces 5 % viendront s'ajouter au 1,5 % que produit encore le tube final, nous n'aurons finalement pas gagné grand chose dans la combinaison, surtout si nous tenons compte de l'énorme perte de sensibilité.

Tout se présentera sous un jour beaucoup plus favorable si nous décidons d'appliquer la contre-réaction non pas à la sortie du tube EF6, mais au contraire à la grille d'entrée.

Déphasage.

Il faut nécessairement que la tension d'entrée de l'amplificateur et la tension de contre-réaction soient en opposition. Cette condition est un peu plus délicate à réaliser que dans le cas d'un étage unique. En effet, nous avons signalé que, sauf cas spéciaux, le déphasage pour un seul étage était généralement compris entre + 90°. Avec deux étages, l'écart peut être de + à — 180° et, dans ces conditions, il peut y avoir tendance aux oscillations spontanées. Toutefois, de tels chiffres ne seront atteints que dans le cas où le couplage entre étage est obtenu par des transformateurs et plus particulièrement encore quand ces transformateurs seront mal établis.

On réduira le déphasage excessif en shuntant les transformateurs par des résistances.

Lorsqu'il s'agit d'un couplage par résistances ou par impédances, il est bien rare que les difficultés surgissent.

Schémas de réalisation.

Dans l'établissement des schémas il faut tenir compte de ce fait important que la présence d'un tube supplémentaire apporte un décalage général de 180°. C'est pour cette raison

que les schémas que nous allons donner sont différents des schémas relatifs à un seul tube.

Contre-réaction sur la cathode du tube préamplificateur.

Un exemple courant de contre-réaction appliquée à deux tubes en cascade est donné fig. 30. La résistance R2 doit être négligeable par rapport à RK sinon le tube préamplificateur est aussi le siège d'une contre-réaction proportionnelle à son intensité de courant utile. On obtiendra plus facilement cette condition que dans le cas d'un seul tube.

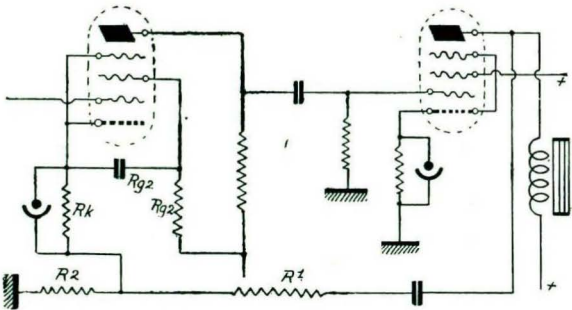


Fig. 30

La valeur de la réaction est calculée facilement en connaissant les grandeurs de R2 et R1. On déterminera la grandeur de la contre-réaction en cherchant quel est le gain minimum dont on a besoin.

Or, ce gain est donné par la formule établie au début de cet ouvrage.

$$\frac{1}{r}$$

S'il nous faut un gain *en tension* de 10, par exemple, nous saurons que r peut être, au maximum de 0,1. Nous pourrions alors déterminer facilement R2 et R1.

La distorsion sera d'autant plus réduite que le gain, en l'absence de contre-réaction, était plus élevé, puisque, précisément, nous avons établi la formule:

$$d = \frac{D}{1 - rG} \quad \text{ou, pratiquement,} \quad \frac{D}{rG}$$

d étant la distorsion après l'application de la contre-réaction et D la distorsion produite, dans les mêmes conditions par l'amplificateur sans contre-réaction.

C'est donc là qu'apparaît l'avantage de disposer d'une grande réserve d'amplification.

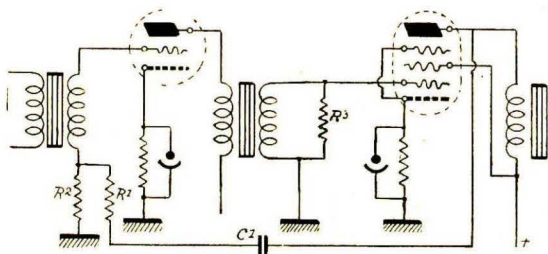


Fig. 31

Cas d'un étage couplé par transformateur.

Lorsqu'il s'agit d'un étage par transformateur, on adoptera de préférence le montage de la fig. 31. La tension de réaction est insérée directement entre la sortie du transformateur et la masse. Il faut généralement prévoir une résistance R_3 pour shunter le secondaire du transformateur de liaison, sinon le déphasage atteint des valeurs dangereuses pour les fréquences élevées et des oscillations spontanées peuvent prendre naissance. Même quand il n'en est pas ainsi, la précaution est indispensable pour éviter une amplification exagérée de ces fréquences.

La réactance du condensateur C_1 doit être négligeable par rapport à celle qui est présentée par $R_1 + R_2$. S'il n'en est pas ainsi, la contre-réaction diminue pour les fréquences basses et celles-ci peuvent se trouver anormalement amplifiées. Nous reviendrons plus loin sur cet effet.

Utilisation du transformateur de sortie.

Le schéma de la fig. 32 est des plus intéressants. Nous pourrions répéter à ce sujet ce que nous avons exposé plus haut au sujet des montages analogues des fig. 26 et 27.

La résistance R_2 peut facilement être rendue négligeable par rapport à R_k , tout en conservant pour $R_1 + R_2$ une valeur importante par rapport à l'impédance de la bobine mobile.

C'est le schéma qu'il ne faut pas hésiter à utiliser dans les récepteurs de T.S.F. ou les amplificateurs, quand on désire obtenir une qualité de reproduction aussi grande que possible.

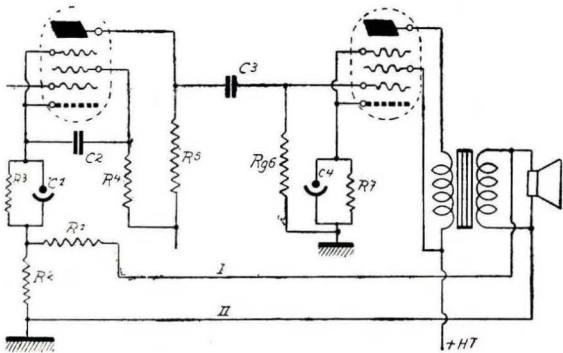


Fig. 32

Dans le but d'augmenter le facteur de réaction ($-r G$), on est amené le plus souvent à employer un tube penthode comme tube préamplificateur. A égalité de gain utile la distorsion en sera d'autant plus réduite. Il est juste d'ajouter, par ailleurs, que les difficultés qu'on peut rencontrer sont d'autant plus importantes que le gain en l'absence de réaction est lui-même plus grand.

Exemple d'application du schéma fig. 32.

Il s'agit de déterminer les différents éléments d'un amplificateur analogue à celui de la fig. 32 pour un récepteur de T.S.F. Nous connaissons la puissance normale du tube de sortie habituellement employé. Ce sera, par exemple, un tube EL3 qui peut fournir normalement une puissance modulée de 2 ou 3 watts. Quand le tube fournit 2 watts modulés la distorsion produite est de l'ordre de 3,5 %.

Nous pourrions raisonner de la manière suivante :

Un détecteur diode, aussi bien qu'un pick-up de bonne qualité fournissent très facilement des tensions efficaces de l'ordre de 1 à 2 volts. Nous pourrions donc estimer que la sensibilité est suffisante lorsqu'une tension d'entrée de 1 volt efficace nous donnera une puissance modulée de 2 watts.

L'impédance de la bobine mobile est de 8 ohms, par exemple. Pour développer une puissance de 2 watts aux bornes d'une impédance de 8 ohms, il faut disposer d'une tension E_u telle que :

$$2 = \frac{(E_u)^2}{8}$$

$$\text{d'où } E_u = \sqrt{16}$$

$$= 4 \text{ volts}$$

Pour atteindre notre but il nous suffira donc que le gain en tension entre le détecteur et la bobine mobile soit de 8.

Dans un amplificateur à contre-réaction, nous avons établi que le gain effectif était :

$$\frac{1}{r}$$

Nous avons donc :

$$\frac{1}{r} = 8$$

$$\text{d'où } r = 0,125$$

Nous pouvons maintenant déterminer facilement R_1 et R_2 par les considérations suivantes :

1. Il faut que R_2 soit faible par rapport à R_K ;
2. Il faut que $R_1 + R_2$ soit assez élevé pour que la puissance perdue soit négligeable.

Essayons, par exemple, de prendre :

$$R_2 = 20 \text{ ohms.}$$

La première condition est bien réalisée puisqu'en général R_K aura une valeur comprise entre 1.500 et 3.000 ohms. Calculons quelle est la valeur résultante pour R_1 , et nous pourrions alors juger si la condition 2. est bien remplie.

Nous avons.

$$\frac{1}{r} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

c'est-à-dire $0,125 = \frac{20}{R1 + 20}$

d'où $0,125 R1 = 20 - 2,50$

et $R1 = \frac{18,50}{0,125}$

ou 148 ohms

Nous pouvons choisir 150 ohms.

La fraction d'énergie perdue sera :

$$\frac{8}{150 + 20}, \text{ c'est-à-dire environ } 4/100$$

ce qui est absolument négligeable.

Il est intéressant de connaître dans quelle proportion est réduite la distorsion. Pour cela, il nous faut évidemment connaître quel était le gain en tension avant l'application de la contre-réaction.

Le gain donné par le tube EL3 est de l'ordre de 2,2 (entre la grille d'entrée et la bobine mobile). Pour calculer ce chiffre on se base sur le fait que, d'après le constructeur, une tension de 0,32 volts donne une puissance de 0,05 watts dans la bobine mobile.

Le gain du tube EF6 est d'environ 100, avec une résistance de couplage de 100.000 ohms.

Le gain total est donc de $100 \times 2,2 = 220$.

La distorsion produite par le tube EL3 pour une puissance modulée de 2 watts était de 3,5 %.

Elle est maintenant de :

$$d = \frac{1 - (-220 \times 0,125)}{3,5}$$

ou $\frac{3,5}{28,5}$, c'est-à-dire environ 0,12 %

ce qui est tout à fait négligeable.

Il est juste d'ajouter que, pour le fonctionnement sur radio, nous exigerons un travail nettement plus grand de la détectrice et du tube précédent. Pour la détectrice cela n'a que des avantages puisque la détection linéaire n'est obtenue avec un tube diode qu'à la condition de lui transmettre une tension assez élevée.

Il faudra cependant veiller à ne pas surcharger le tube amplificateur de moyenne fréquence, sinon une distorsion assez importante (surmodulation) pourrait se produire dans le circuit.

On trouvera ci-dessous la valeur de tous les éléments de l'amplificateur.

Tube d'entrée EF6

R1 =	150 ohms	
R2 =	20 ohms	C1 = 2 à 10 MF
R3 =	1.500 ohms	C2 = 0,1 MF
R4 =	250.000 ohms	C3 = 20 à 50/1.000
R5 =	100.000 ohms	

Tube de sortie EL3

R6 =	750.000 ohms	C4 = 50 MF
R7 =	150 ohms	
Impédance de charge: 7.000 ohms		

Tube de sortie EL5

C4 =	50 MF	
R7 =	200 ohms	R6 = 500.000 ohms
Impédance de charge: 3.500 ohms		

Note sur le calcul du « gain ».

Il peut sembler étrange de ne faire intervenir en aucune façon le gain des différents étages dans le calcul du gain d'un amplificateur à contre réaction. On ne tient nullement compte ni du nombre des étages, ni des tubes qui les équipent, ni des éléments qui réalisent le couplage.

Tout cela résulte de ce que nous avons exposé au début de cet ouvrage, et c'est précisément à cette propriété que l'amplificateur à contre-réaction doit ses qualités précieuses.

Bien que l'établissement de la formule $G = \frac{1}{r}$ soit assez simple pour ne pouvoir prêter à aucun doute, il est cer-

tain que des lecteurs seront très sceptiques. Nous les engageons à faire l'expérience suivante. On réalise l'amplificateur de la fig. 32 avec les valeurs que nous venons de déterminer pour R_1 et R_2 . Mais, pour faire un premier essai, on supprime le couplage de contre-réaction. C'est bien facile: il suffit de court-circuiter R_2 . L'amplificateur est équipé; d'abord, avec des tubes EF6 et EL3. Il est extrêmement sensible. On règle la puissance d'entrée pour obtenir une audition confortable sur une émission quelconque.

Puis, on remplace le tube EF6 par un tube EBC3 qui s'accommode fort bien des mêmes caractéristiques. (Le diode D se trouve connecté directement à la cathode, ce qui est sans importance). Le gain de cet étage passe pratiquement de 100 à 20 environ. On observe que, dans la même condition la puissance est tout à fait insuffisante.

Après cela, on recommence exactement la même expérience après avoir réglé la contre-réaction à sa valeur normale. Bien entendu, il faut pousser davantage la puissance d'entrée puisque la sensibilité de l'amplificateur est diminuée dans le rapport de 220 à 8.

Mais, le potentiomètre restant au même point, il n'y a plus aucune différence d'audition entre la penthode et la triode.

On peut aussi donner à cette expérience une autre forme, peut-être encore plus convaincante.

Dans le montage de la fig. 32 on remplace la résistance R_6 par un potentiomètre de 500.000 ou 1.000.000 d'ohms (fig. 33).

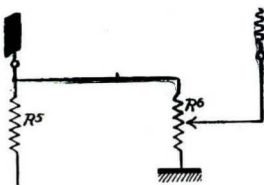


Fig. 33

Quand on court-circuite R_2 , c'est-à-dire quand on supprime la contre-réaction, le potentiomètre R_6 agit exactement comme s'il s'agissait d'un réglage de puissance.

Mais quand la contre-réaction est branchée on observe que

l'action de R_6 est tout à fait négligeable sur la plus grande partie de sa course. On a l'impression que le bouton n'entraîne pas le potentiomètre et qu'il n'y a aucune variation de résistance.

Sur la dernière partie de sa course, le potentiomètre agit assez brusquement. C'est un peu comme s'il y avait une sorte de discontinuité. Cela s'explique facilement.

Le potentiomètre n'agit pas tant que le gain correspondant de l'amplificateur (supposé sans réaction) demeure notablement plus grand que le gain effectif.

Application aux montages push-pull.

Les montages des fig. 31 et 32 peuvent naturellement être transposés pour l'utilisation avec des montages push-pull.

Il est alors particulièrement intéressant de recueillir la tension de contre-réaction aux bornes de la bobine mobile. En effet, les deux tubes y travaillent d'une manière absolument symétrique.

Il ne peut être question d'emprunter directement la tension réactive aux circuits anodiques.

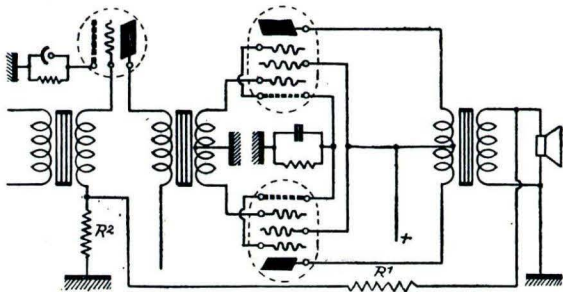


Fig. 34

Le classique montage à transformateur sera transformé selon la fig. 34 pour l'emploi de la contre-réaction.

Le calcul du facteur de réaction se fera comme nous l'avons indiqué.

Dans le calcul du gain en l'absence de contre-réaction, on tiendra compte du fait que chacun des tubes donne une puis-

sance égale à l'autre. Si le gain du montage correspondant à un seul tube était de 10, on en concluerait naturellement que le gain vrai, en l'absence de contre-réaction, est de 20. Mais cette considération n'intervient pas dans le calcul du gain de

l'amplificateur réactif. C'est toujours $\frac{1}{r}$

Comme dans le montage correspondant de la fig. 31, on sera souvent amené à shunter l'enroulement secondaire du transformateur de liaison par une résistance pour éviter que la réaction ne change de signe à l'extrémité des gammes et plus particulièrement pour les fréquences aiguës.

Cas d'un push-pull à résistance.

La lampe de déphasage peut être montée suivant le schéma de la fig. 21 ou selon le schéma ordinaire (cas de la fig. 35 a) ; nous donnerons d'ailleurs un exemple plus loin, dans lequel le tube de déphasage est utilisé selon le schéma de la fig. 21.

De toutes façons, il ne faut pas considérer le tube de déphasage comme un étage d'amplification puisque le gain est de 1.

L'emploi de la contre-réaction présente, dans ce cas, un intérêt tout particulier car elle corrige dans une large mesure les défauts inévitables du système de déphasage.

Nous donnons, à titre d'exemple, le montage fig. 35 a. Les deux résistances qui fixent le facteur de réaction sont R1 et R2. On les calculera en se fixant le gain en tension dont on a besoin.

Les résistances R6 et R7 sont réglées de telle sorte que les tensions transmises aux grilles des deux tubes de puissance soient rigoureusement égales.

Cas d'un tube préamplificateur complexe (détecteur-amplificateur).

Dans les montages où le couplage entre étage est réalisé par des résistances, la tension de contre-réaction est appliquée

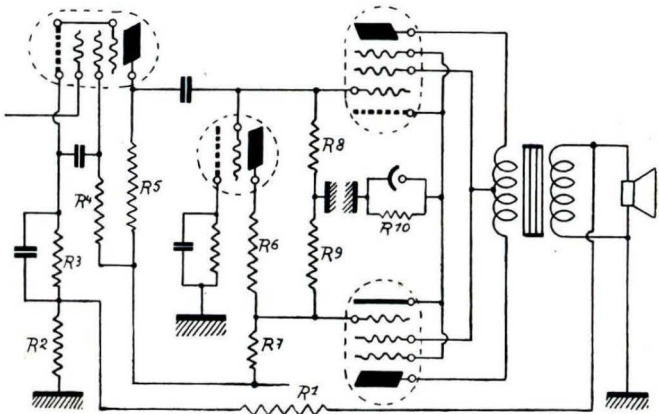


Fig. 35 a

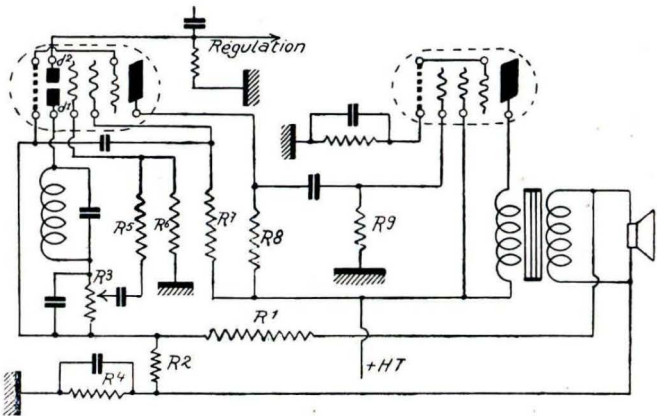


Fig. 35 b

aux bornes d'une résistance placée entre cathode et masse. Or, quand il s'agit d'un tube détecteur et amplificateur la cathode est commune aux circuits détecteur et amplificateur, en conséquence, la tension de contre-réaction se trouverait également appliquée au diode détecteur.

On peut imaginer des montages qui permettent d'éviter ce défaut grave. Nous donnons, par exemple, un montage qui peut convenir avec une double diode penthode (fig. 35 b). Le fonctionnement est le suivant.

La tension de contre-réaction, appliquée aux bornes de la résistance R2 est transmise à la grille de commande de l'élément amplificateur par l'intermédiaire de R6. Cette tension n'est pratiquement pas transmise à l'anode de redressement grâce à la présence de la grande résistance R5.

Le schéma n'est pas sans défauts graves. R5 et R6 constituent un diviseur de tension. Pratiquement on est amené à prendre par exemple, $R6 = R5 = 1$ mégohm. En conséquence, on ne peut transmettre à la grille de commande que la moitié des tensions développées aux bornes du potentiomètre R3 qui règle la puissance. La tension de contre-réaction est elle-même réduite de moitié, — ce qui n'a pas d'importance puisque nous pouvons choisir les résistances R2 et R1, de telle sorte que cet inconvénient soit compensé. Mais la perte de sensibilité est beaucoup plus grave, parce que, précisément, l'effet de la contre-réaction est déjà une diminution gênante de sensibilité.

Aussi n'avons-nous donné le schéma de la fig. 36 que pour en faire ressortir les défauts. Il est largement préférable de prévoir la détection par un tube diode déparé.

Si cette adjonction est impossible, il sera sage de se résoudre à n'appliquer la contre-réaction qu'au tube final, ce qui est toujours possible.

B. — APPLICATION A PLUS DE DEUX ÉTAGES EN CASCADE

Généralités.

L'application du principe de la contre-réaction n'est pas réduit aux amplificateurs a un ou deux étages. On peut aller

beaucoup plus loin. Toutefois, les difficultés croissent beaucoup plus vite que le nombre d'étages.

Quand il s'agit d'un étage unique, on n'éprouve aucune difficulté, tout se passe le mieux du monde. Pour deux étages, on éprouve parfois quelques difficultés... certaines précautions sont souvent nécessaires.

Pour trois étages et plus on peut dire que l'application de la contre-réaction soulève toujours quelques difficultés et que des précautions minutieuses sont toujours indispensables.

Les difficultés varient, d'ailleurs, avec bien des facteurs. Le plus important est, sans aucun doute, l'importance du « gain » en tension fourni par l'amplificateur. C'est ainsi qu'il est nettement plus facile d'appliquer la contre-réaction à un amplificateur à quatre étages donnant un « gain » de 200, qu'à un montage à trois étages donnant un « gain » de 500. D'autre part, les difficultés croissent aussi avec l'importance du facteur — r , qui détermine précisément la grandeur de la contre-réaction.

Origine des difficultés.

Les difficultés sont amenées par les mêmes causes que dans un amplificateur à deux étages. Nous avons reconnu que l'écart de phase entre les fréquences acoustiques les plus faibles et les plus grandes peut atteindre $\pm 90^\circ$ dans un simple étage. L'écart atteint naturellement $\pm 180^\circ$ lorsqu'il y a deux étages et le danger d'oscillations commence à se préciser. Quand il y a trois étages l'écart peut monter tout naturellement à $\pm 270^\circ$ et, à ce moment-là, il devient impossible d'appliquer la contre-réaction. Pratiquement le phénomène se manifeste de la manière suivante: pour un certain sens de la contre-réaction on constate que l'amplificateur est le siège d'oscillations à fréquence très aiguë (de l'ordre de 4 à 10.000 périodes/secondes). Si l'on inverse le sens de la réaction, en inversant les fils 1 et 2 (fig. 32), on constate alors que l'amplificateur oscille à une fréquence extrêmement basse (quelques périodes par seconde, par exemple).

Dans le premier cas, le « gain » de l'amplificateur demeure encore notable pour des fréquences auxquelles correspond un

décalage supérieur à 180° , entre les tensions d'entrée et la tension de sortie correspondantes.

Dans le second cas, même phénomène, mais pour l'autre extrémité du spectre sonore.

Quand nous inversons la réaction, nous produisons un décalage de 180° . S'il était possible de passer par tous les états intermédiaires nous pourrions constater que la fréquence de l'oscillation spontanée varie graduellement depuis l'extrême grave jusqu'à l'extrême aigu.

Plusieurs conditions sont nécessaires pour que les oscillations puissent naître :

- 1° La condition de phase que nous venons d'indiquer ;
- 2° Le gain de l'amplificateur correspondant doit être assez élevé ;
- 3° La valeur de la « réaction » doit être assez importante.

On pourrait d'ailleurs montrer que pour que les oscillations puissent se produire, il faut que le produit $r G$ soit positif et plus grand que 1 pour la fréquence considérée. C'est en agissant sur les trois conditions ci-dessus que nous pourrions tourner la difficulté.

1. Condition de phase.

Il faut proscrire complètement l'emploi de transformateurs de liaison qui donnent toujours un décalage important, surtout si le secondaire est à circuit ouvert.

Comme nous l'avons indiqué déjà, on réduit le décalage en shuntant les enroulements secondaires par des résistances. Malgré cela, nous conseillons d'éviter l'emploi de transformateur chaque fois qu'on pourra faire autrement. *A égalité de gain* un étage triode-transformateur donne un décalage notoirement plus élevé qu'un étage penthode-résistance. Si des difficultés souvent égales naissent avec ce dernier système, c'est uniquement dû au fait que le « gain » se conserve pour des fréquences extrêmement basses. Une solution élégante, mais quelque peu délicate à réaliser, consisterait à utiliser un circuit de réaction qui introduise lui-même un déphasage, agissant dans le sens opposé du déphasage dû à l'amplificateur.

2. Gain de l'amplificateur.

Si l'on ne peut éviter le décalage pour les fréquences extrêmes, on peut éviter le défaut en réduisant le « gain » de l'amplificateur pour ces fréquences. C'est la solution préconisée par F.E. Terman, dans un article paru dans la revue américaine *Electronics*, janvier 1937.

On s'arrangera pour que les deux premiers étages de l'amplificateur introduisent un déphasage aussi faible que possible, mais que la bande des fréquences transmises soit limitée en haut et en bas de la gamme. Le troisième étage est réalisé pour permettre une amplification uniforme dans toute la gamme, mais n'apporte qu'un déphasage négligeable. On peut ainsi obtenir la stabilité de l'amplificateur, parce que, lorsque le décalage est suffisant pour amorcer les oscillations, le « gain » correspondant est trop faible...

3. Grandeur de la réaction.

Le taux de réaction sera toujours assez faible. En effet, sauf cas spéciaux, on ne construira un amplificateur à trois étages que lorsqu'on aura besoin d'un gain relativement grand. Nous verrons aussi plus loin qu'on peut adopter cette solution quand on veut une fidélité particulièrement bonne. Mais laissons pour l'instant cet aspect particulier de la question. Or, la grandeur du gain ne dépend plus du nombre d'étages mais uniquement du facteur r

$$G = \frac{1}{r}$$

A égalité de facteur r , un amplificateur à trois ou quatre étages donnera le même gain en tension qu'un seul étage. On sera donc tout naturellement amené à prendre r assez faible. La distorsion pourra néanmoins être très réduite parce qu'à ce moment G (gain en l'absence de contre-réaction) est très important.

Mais un amplificateur à contre-réaction possède une propriété extrêmement intéressante: le décalage entre les tensions d'entrée et de sortie est pratiquement nulle dans toute

l'étendue des fréquences qu'il peut amplifier, à condition que les tensions de réaction soient uniquement transmises par des résistances. Et cela nous conduit à une solution excellente du

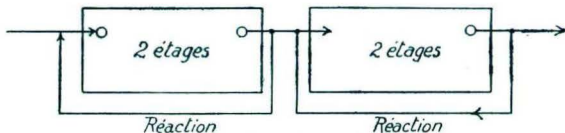


Fig. 36 a

problème posé (1). Soit, par exemple, à construire un amplificateur à quatre étages. Nous réaliserons les deux premiers étages comme s'il s'agissait d'un amplificateur à deux étages et à contre-réaction; c'est-à-dire qu'une fraction de l'énergie disponible à la sortie du second étage sera réinjectée dans le premier.

Les tensions de sortie de ce premier amplificateur attaqueront un autre amplificateur à contre-réaction, constitué par les deux autres étages, le schéma général étant indiqué par le croquis de la fig. 36 a.

On peut, d'ailleurs, pousser ce principe aussi loin qu'on veut. On peut, naturellement, multiplier le nombre des combi-

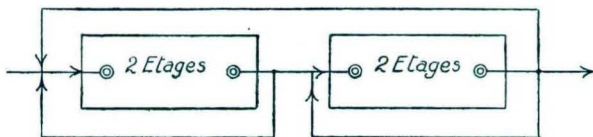


Fig. 36 b

naisons, comme, par exemple, de faire réagir directement chaque étage sur lui-même. On peut aussi réaliser le système de la fig. 36 b; chacun des deux amplificateurs réagit sur lui-

(1) Inutile d'ajouter qu'il ne s'agit pas là d'une vue purement théorique, mais que l'auteur a mis cette idée en application et que le succès a pleinement confirmé la théorie.

même; mais, de plus, une fraction de la tension de sortie du second réagit sur l'entrée du premier.

Bien entendu, il faut déterminer convenablement les différents facteurs de réaction pour obtenir le gain final dont on a besoin.

En utilisant ces principes, il est relativement facile de mettre au point des amplificateurs à contre-réaction, capables de fournir plusieurs dizaines, voire même plusieurs centaines de watts modulés. Les amplificateurs ainsi réalisés sont notoirement plus stables que les amplificateurs de même puissance montés sans contre-réaction.

De telles combinaisons ne sont réellement nécessaires qu'à partir de quatre étages; on peut réaliser des amplificateurs à trois étages sans faire appel à ces procédés. A titre d'exemple nous donnons le schéma de la fig. 37.

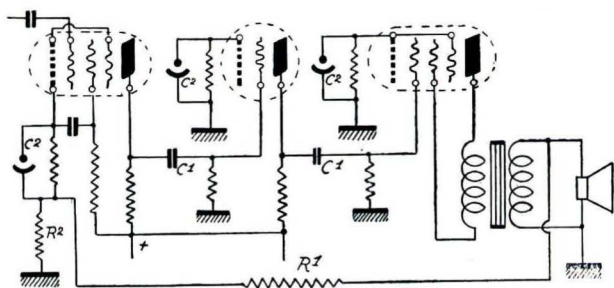


Fig. 37

Il s'agit là d'un schéma de principe, auquel il faudra — suivant les cas — apporter quelques modifications pour la réalisation. Nous conseillons, par exemple, les mesures suivantes : découpler tous les circuits anodiques et plus spécialement celui du tube d'entrée. Pour ce dernier, en série avec la résistance d'anode, on placera une résistance de 10.000 ohms, découplée par un condensateur de 2 à 4 microfarads. On conçoit facilement qu'il y ait grand intérêt à réaliser un amplificateur qui soit aussi stable que possible en l'absence de contre-réaction. Un amplificateur qui a tendance à osciller présente toujours un écart de phase très important.

Les condensateurs C ne seront pas choisis d'une capacité plus élevée que nécessaire. On admettra, par exemple, que la fréquence inférieure à transmettre correctement est de 60 ou 40 périodes par seconde. A quoi bon prévoir un amplificateur donnant correctement la fréquence 16 périodes/seconde si le haut-parleur est absolument incapable de l'utiliser ? Et c'est précisément vers les fréquences les plus basses que se préciseront les risques d'oscillations spontanées. Il nous est tout naturellement impossible de fournir ici des chiffres convenant pour la capacité C. Tout dépend des résistances de liaison et des résistances de grille. Il faut réaliser cette condition que, pour toutes les fréquences que nous voulons trans-

mettre, la réactance de C, qui est $\left(\frac{1}{2 \pi FC}\right)$, demeure faible

par rapport à la résistance anodique. Ainsi, suivant la valeur de cette dernière, C peut varier depuis quelques millimicrofarads jusqu'à plusieurs microfarads.

Pour limiter les oscillations spontanées qui se produisent souvent sous la forme de « motor-boating », on peut aussi agir sur la valeur de C2, qui sont les condensateurs qui shuntent les cathodes. Quand la réactance de C2 devient appréciable, par rapport à la résistance de cathode, on fait naître, ainsi que nous l'avons vu plus haut, une contre-réaction proportionnelle à l'intensité utile. Ce phénomène tend naturellement à limiter les écarts de phase. En agissant judicieusement sur C1 et sur C2, on peut donner à l'amplificateur une caractéristique de transmission fort large et lui conserver tous les avantages d'une contre-réaction importante.

LES DISPOSITIFS CORRECTEURS

Généralités.

Nous avons déjà étudié sommairement cette question d'une manière quelque peu théorique. Nous allons maintenant examiner comment on peut utiliser les principes de la contre-réaction dans le but de corriger certains défauts, soit des courants téléphoniques dont on dispose, soit des haut-parleurs.

Nous avons déjà montré dans quel sens il fallait comprendre la possibilité de compenser certains défauts, comme, par exemple, de faire bénéficier les fréquences basses d'une amplification supplémentaire.

En bref, il faut, pour que ce résultat soit possible, que l'amplificateur, supposé sans réaction, puisse donner des fréquences à compenser, une amplification nettement supérieure à celle que donne le même amplificateur après application de la contre-réaction. Les courbes de la fig. 9 sont l'illustration exacte de cette remarque.

Toutefois, ces courbes correspondent à des cas plus théoriques que pratiques. Les ressources de la compensation sont nettement plus étendues que ne l'indique le raisonnement. C'est, qu'en réalité, il est absolument impossible d'obtenir un taux de contre-réaction constant tout le long de la gamme. Dans un amplificateur à deux étages, l'écart entre la gamme médium et les extrémités tend à s'approcher de 180° , c'est-à-dire que, à mesure qu'on s'approche des extrémités, la réaction tend à diminuer et qu'elle devient pratiquement nulle. Remarquons aussi que ces extrémités dépassent largement le spectre des fréquences audibles. L'extrémité inférieure correspondra, par exemple, à 10 périodes/seconde et l'extrémité supérieure à 15.000, voire même 20.000 périodes.

Dans les amplificateurs à trois étages, cet effet intervient dans une bande de fréquence beaucoup plus étroite. Le déphasage peut d'ailleurs dépasser 180° sans que les oscillations ne se produisent. Il suffit pour cela que le « gain » correspondant soit assez faible et que le décalage ne s'éloigne guère des 180° fatidiques... Ainsi, grâce à cet effet, un montage à contre-réaction devient auto-compensateur. Car, en effet, quand la réaction devient positive pour une certaine fréquence, il n'y a pas forcément naissance des oscillations spontanées. Si le « gain » correspondant est assez faible, on observe simplement un renforcement de cette fréquence. Il s'agit donc bien là d'une véritable compensation. En réduisant les condensateurs C1 et C2 du schéma fig. 37, nous aurions limité considérablement la bande des fréquences à transmettre et l'amplificateur aurait été plutôt médiocre. L'application de la contre-réaction remet tout en ordre et élargit considérablement la bande transmise.

EMPLOI DE DISPOSITIFS-INDUCTIFS

a) EMPLOI D'INDUCTANCES

1° *Compensation des fréquences aiguës.*

Il est des cas où cette auto-compensation sera jugée insuffisante. Supposons que nous voulions augmenter l'amplification des fréquences aiguës, parce qu'un excès de sélectivité du récepteur les a trop atténuées ou parce que le cône du haut-parleur est trop lourd pour les transmettre avec un aussi bon rendement que les fréquences moyennes...

Dans tous les schémas précédents, le dispositif qui amenait la réaction depuis la bobine mobile jusqu'au tube d'entrée ne contenait que les résistances R1 et R2.

Si nous négligeons le déphasage dû à l'amplificateur lui-même, il est certain que le taux de réaction ne variait pas avec la fréquence. Dans la plupart des cas, le facteur de réaction était :

$$\frac{R2}{R1 + R2}$$

expression dans laquelle n'intervient pas la fréquence.

Mais réalisons maintenant le schéma de la fig. 38. Pour une fréquence donnée F , l'impédance de la bobine L_1 est, si nous négligeons sa résistance :

$$2 \pi L_1 F.$$

Le facteur r devient donc :

$$\frac{R_2}{2 \pi L_1 F + R_1 + R_2}$$

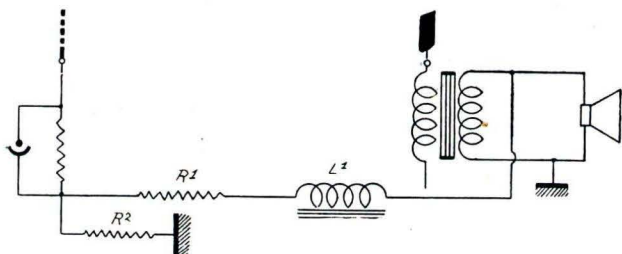


Fig. 38

Il est clair que la réaction diminue quand la fréquence augmente. Pour les basses fréquences, L_1 se comporte comme une résistance, d'autant plus élevée que la fréquence augmente. A ce premier effet, vient s'en ajouter un second : l'inductance introduit un déphasage, qui est égal à :

$$\text{tg } \varphi = \frac{2 \pi F L_1}{R_s}$$

R_s étant la résistance ohmique de l'inductance. Mais ce second effet est fort dangereux, car le décalage vient s'ajouter à celui que l'amplificateur produit déjà. Aussi ne serait-il pas étonnant d'observer que l'introduction de L a pour effet de déclencher l'apparition des oscillations spontanées.

Nous serons amené soit à utiliser une inductance bobinée en fil résistant, soit, ce qui revient au même, à la shunter par une résistance de quelques centaines d'ohms.

2° Compensation des fréquences graves.

Nous pouvons aussi désirer apporter aux fréquences les plus basses une amplification supplémentaire. Nous réaliserons alors la combinaison de la fig. 39. L'inductance n'est plus placée dans la branche R_1 , mais dans la branche R_2 .

Si $R'2$ est la résistance équivalente à la branche placée dans la cathode, le facteur de réaction est toujours :

$$\frac{R'2}{R'2 + R1}$$

Ce qui peut encore s'écrire :

$$\frac{1}{1 + \frac{R1}{R'2}}$$

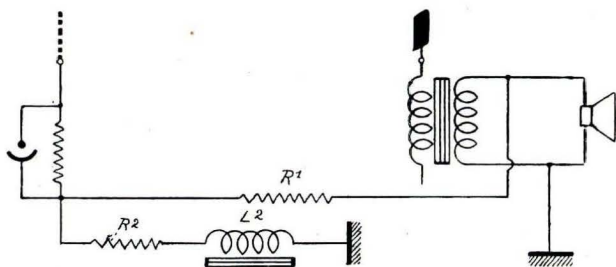


Fig. 39

Mais, dans le cas présent, pour une fréquence F , nous avons évidemment :

$$R'2 = R2 + 2 \pi L2 F.$$

D'où :

$$-r = \frac{1}{1 + \frac{R1}{2 \pi L2 F + R2}}$$

Cette expression diminue évidemment quand on diminue la fréquence. La contre-réaction devient plus faible pour les fréquences les plus basses. Il convient d'ailleurs d'ajouter que le même effet de déphasage intervient; mais, cette fois, ce déphasage tend à stabiliser les basses.

L'inductance $L2$ peut aussi être placée aux bornes de la résistance $R2$. Le résultat est le même.

Combinaison des deux moyens.

Rien n'empêche de combiner les deux moyens et de réaliser à la fois une augmentation d'amplification de basses et des fréquences aiguës.

b) EMPLOI DE CONDENSATEURS

On peut remplacer les inductances par des condensateurs en tenant compte, naturellement, que l'effet sera exactement inverse .

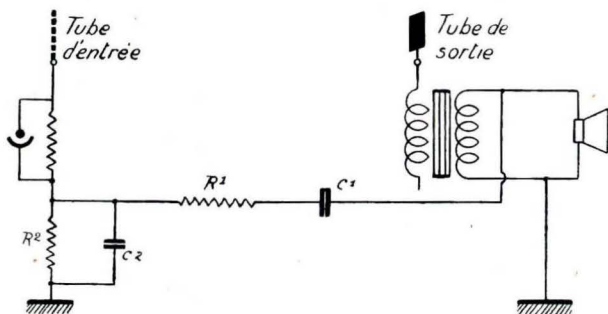


Fig. 40

Ainsi, dans la fig. 40, le condensateur C^1 apportera un renforcement des basses, alors que le condensateur C^2 apportera un renforcement des aigus. En choisissant judicieusement les valeurs de C^1 et de C^2 , on peut obtenir que l'action de C^2 n'intervienne que dans l'extrême grave alors que C^1 ne modifie la réaction que dans l'extrême aigu. Pour les fréquences comprises entre ces deux extrêmes, tout se passe à peu près comme si R^1 et R^2 étaient seules en circuit.

On peut facilement doser ces effets par le système de la fig. 41 et, suivant les besoins, obtenir, supprimer, régler l'amplification d'une ou de l'autre extrémité de la bande de fréquence.

VALEURS A DONNER
AUX ELEMENTS REACTIFS

La détermination des valeurs convenables pour les éléments réactifs — bobines ou condensateurs — est facile. Il faut tenir compte naturellement du fait que le circuit de réaction ne comporte que des éléments d'impédance relativement fai-

bles, quand il est connecté aux bornes de la bobine mobile. On conçoit que la grandeur des éléments compensateurs puisse varier dans d'énormes limites suivant qu'il s'agira d'un montage du type de la fig. 31 ou d'un montage comme celui de la fig. 32. Dans le premier cas, la réaction est empruntée à un circuit de plusieurs milliers d'ohms, alors que, dans le second cas, le circuit correspondant a une résistance de quelques ohms seulement. Supposons que l'impédance d'utilisation soit de 8.000 ohms dans le premier cas et de 8 ohms dans le second.

Dans le premier cas, un condensateur C1 de $4/1.000$ aura sensiblement la même action qu'un condensateur de 4 microfarads dans le second. Ce sera, évidemment, le rapport inverse pour les inductances. Dans le cas de la fig. 31, il faudra intercaler une inductance de 10 henrys pour produire le même effet qu'une inductance de 10 millihenrys dans le second cas.

On comprendra que, pour ces raisons, il nous est impossible de citer la valeur des éléments dans tous les cas.

A simple titre indicatif, nous signalerons que, pour un haut-parleur dont la bobine mobile est de 8 ohms, on choisira pour L1 et L2 (fig. 38 et fig. 39) des valeurs comprises entre 5 et 25 millihenrys.

Il faut, naturellement, tenir compte de la résistance ohmique. On sera amené le plus souvent à utiliser des inductances à fer.

Dans le schéma de la fig. 40, C1 et C2 seront choisis de l'ordre de 1 à 4 microfarads. On pourra utiliser des condensateurs électrochimiques en tenant compte du fait important que la résistance interne, et par conséquent la capacité effective, varient très notablement avec la fréquence.

Danger des dispositifs compensateurs.

Nous avons déjà observé que les dispositifs compensateurs offraient le danger d'exagérer le décalage déjà existant entre la tension de contre-réaction et la tension d'entrée. Il n'est pas rare d'observer qu'un amplificateur à contre-réaction, normalement stable, cesse de l'être quand on veut augmenter le « gain » pour certaines fréquences.

Aussi ne devra-t-on utiliser ces dispositifs qu'avec la prudence qui s'impose.

Les circuits du type fig. 40 et 41 sont généralement plus instables que ceux qui utilisent des inductances (fig. 38 et fig. 39).

Il faut observer que le dispositif compensateur pour les fréquences graves agit en sens opposé de l'autre. On pourra parfois mettre cet effet à profit. On observera, par exemple, qu'un amplificateur devient instable quand on intercale le condensateur C1 (fig. 40). Il est en proie au « motor-boating », c'est-à-dire à une oscillation à très basse fréquence. Mais tout rentre dans l'ordre dès qu'on connecte C2. Nous insistons sur ce fait que ces condensateurs agissent chacun pour leur compte et que le fait de connecter C2 n'agit nullement sur la compensation des « graves » ; à condition, naturellement, que les valeurs soient convenablement choisies.

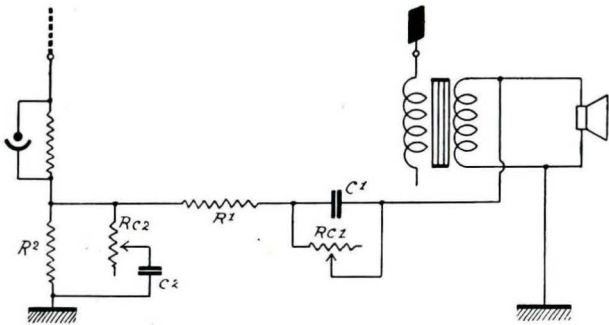


Fig. 41

Il est plus facile et moins coûteux de se procurer des condensateurs plutôt que des inductances ; aussi, malgré leur difficulté de mise au point, s'adressera-t-on le plus souvent aux circuits de la classe de la fig. 40.

CHAPITRE VII

DESCRIPTION D'UN AMPLIFICATEUR A CONTRE-REACTION ET A HAUTE FIDELITE

L'amplificateur que nous allons décrire (fig. 42) a été construit dans le but d'appliquer les principes exposés dans cet ouvrage.

Cet amplificateur comporte un tube d'entrée EF6 couplé par résistance (gain: 150 environ), qui attaque un tube déphaseur EL2, monté en triode (gain: 2).

Ce dernier fournit les tensions d'attaque à 2 tubes semblables montés, eux aussi, en tubes triodes. Avec les constantes indiquées plus loin, le « gain » est d'environ 5 par chaque étage.

Enfin, ces tubes préamplificateurs fournissent les tensions de grille à deux tubes triodes AD1, montés en push-pull. Le gain en tension est d'environ 0,15, dans les conditions de la fig. 41, l'impédance de la bobine mobile étant de 6 ohms.

Le gain en tension totale de l'amplificateur, en l'absence de contre-réaction est de :

$$150 \times 2 \times 0,15 \text{ ou } 270$$

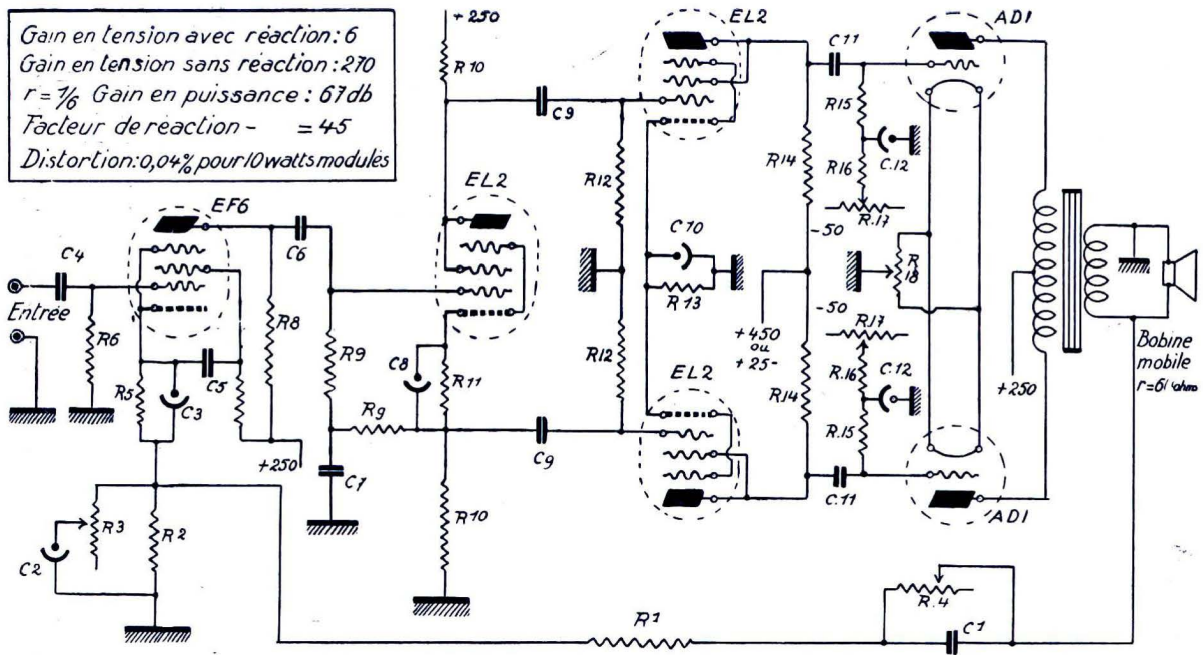
Même quand il n'y a pas de contre-réaction, la distorsion est déjà très faible. Au maximum de charge, l'étage final peut fournir une puissance modulée d'environ 10 watts. Dans ces conditions, la distorsion n'est que de l'ordre de 1 %.

La distorsion produite par les étages précédents est encore plus réduite. On peut, par exemple, calculer que la tension de sortie du tube EF6 doit être, dans ces conditions, de l'ordre de 6 volts et que la distorsion correspondante est inférieure à 0,1 %.

Voir R.120

Gain en tension avec réaction: 6
Gain en tension sans réaction: 270
 $r = \frac{1}{6}$ Gain en puissance: 67db
Facteur de réaction = 45
Distortion: 0,04% pour 10 watts modules

Fig. 42



La valeur des éléments est donnée ci-dessous :

R1 =	250 ohms,	0,5 watts.
R2 =	50 —	0,5 —
R3 =	résistance variable	250 ohms.
R4 =	— —	2.500 —
R5 =	2.500 ohms,	0,5 watts.
R6 =	1.000.000 —	0,5 —
R7 =	400.000 —	0,5 —
R8 =	200.000 —	0,5 —
R9 =	500.000 —	0,5 —
R10 =	5.000 —	4 —
R11 =	1.000 —	2 —
R12 =	100.000 —	0,5 —
R13 =	1.000 —	4 —
R14 =	10.000 —	6 —
R15 =	100.000 —	0,5 —
R16 =	50.000 —	0,5 —
R17 =	potentiomètre	100 ohms (réglage polarisation AD1)
R18 =	—	10 — (équilibre retour filament)

C1 =	4 μ F papier
C2 =	2 μ F chimique
C3 =	10 μ F chimique
C4 =	50/1.000 μ F
C5 =	500/1.000 μ F
C6 =	20/1.000 μ F
C7 =	2 μ F électrochimique
C8 =	25 μ F électrochimique
C9 =	1,5 μ F papier
C10 =	25 μ F électrochimique
C11 =	1,5 μ F papier
C12 =	25 μ F électrochimique

Impédance de charge de transformateur T: 4.000 ohms de plaque à plaque.

On remarquera que les deux tubes EL2 symétriques sont alimentés sous 450 volts pour compenser la chute de tension dans les résistances R14. La polarisation (R13) est réglée

de telle sorte que le courant anodique soit de l'ordre de 20 mA par tube.

Il faut choisir deux tubes EL2 aussi semblables que possible; on peut aussi prévoir une polarisation séparée pour chacun des tubes, ce qui permet de compenser dans une mesure importante les écarts que peuvent présenter les deux tubes.

La consommation totale est d'environ 180 milliampères sous 450 volts. La chute de tension de 200 volts est utilisée pour exciter des hauts-parleurs et aussi pour alimenter le tube régulateur du récepteur.

Il est évident qu'on peut se dispenser de cette complication et alimenter les deux tubes EL2 sous 250 volts. On sera amené à réduire légèrement les résistances R14. On prendra 6 à 7.000 ohms par exemple, ce qui fera passer le gain de cet étage de 6 à 4,5 ou 5.

La caractéristique de fréquence est déjà assez bonne en l'absence de contre-réaction. Toutefois on peut observer une réduction nettement sensible des fréquences basses au-dessous de 100 périodes. Cela s'explique parce que la réactance des capacités C9 et C11 n'est plus négligeable par rapport aux résistances R12 et R14.

Cet effet s'exagère quand la fréquence diminue et le gain de l'ampli tombe rapidement à partir de 50 périodes par seconde.

Avec les valeurs données sur le schéma, en mettant hors circuit les dispositifs compensateurs (C2, R3 et C1, R4) la réaction est donnée par:

$$-r = \frac{R2}{R1 + R2} \text{ ou } \frac{50}{50 + 250} \text{ ou } \frac{1}{6}.$$

Le « gain » en tension est donc alors de:

$$\frac{1}{r} \text{ ou } 6.$$

Le facteur de réaction $-r G$ est ici de $\frac{270}{6}$ ou 45.

Si la distorsion totale atteignait 2 % sans contre-réaction (ce chiffre est sans doute exagéré), la distorsion avec contre-réaction devient:

$$d = \frac{0,02}{45}$$

c'est-à-dire, en chiffre rond, 0,04 %.

Les plus difficiles conviendront que c'est absolument négligeable.

Gain en puissance.

On pourrait être tenté de croire qu'un gain de 6 pour un amplificateur de cette classe est exagérément réduit. Il ne faut pas perdre de vue qu'il s'agit là d'un gain en tension, depuis l'entrée jusqu'à la bobine mobile.

Nous allons montrer que le gain en *puissance* demeure parfaitement acceptable.

L'amplificateur en question est destiné à fonctionner derrière un détecteur diode ou un pick-up à grande impédance, l'un et l'autre donnent couramment des tensions de l'ordre de 2 volts.

La puissance correspondante développée dans la résistance R6 est de :

$$\frac{4}{1.000.000} \text{ ou } 4 \cdot 10^{-6} \text{ watts.}$$

La tension développée aux bornes de la bobine mobile est de $2 \times 6 = 12$ volts.

La puissance correspondante est donc :

$$\frac{12 \times 12}{6} = 24 \text{ watts}$$

c'est-à-dire plus que l'amplificateur ne peut donner normalement. On sera donc amené à ne pas utiliser toute la tension disponible pour faire fonctionner l'amplificateur à pleine charge.

Le « gain » exprimé en puissance est alors de :

$$\frac{24}{4} \times 10^{-6} \text{ ou } 6.000.000$$

ou de l'ordre de 67 décibels, — ce qui n'est déjà pas si négligeable !

Caractéristique de transmission.

En dehors de la suppression pratiquement complète de la distorsion, l'application de la contre-réaction se manifeste par une amélioration considérable de la caractéristique de fréquence: on en jugera par l'examen de la courbe II, fig. 43, qui correspond à l'amplificateur sans réaction et sans dispositifs compensateurs. Bien entendu, on a ramené les courbes I et II au même niveau sonore pour rendre la comparaison plus facile et plus éloquente.

L'application des dispositifs compensateurs apporte encore une amélioration ainsi que l'indique bien la courbe III. Bien entendu, on peut passer progressivement de la courbe II à la courbe III ou on peut conserver une des extrémités de II et obtenir l'autre extrémité de III puisque les commandes sont indépendantes.

Il s'agit vraiment alors d'une très haute fidélité musicale puisque la courbe de transmission est horizontale entre 10 et 50.000 périodes par seconde.

Bien mieux, on peut presque dire que l'amplificateur devient trop fidèle. On observera, par exemple, qu'il est impossible d'utiliser l'amplification normale des fréquences très basses en écoutant certaines émissions anglaises. Celles-ci comportent, en effet, quand certains microphones sont en service, des composantes très graves d'un effet assez désagréable. Ces composantes correspondent à 25 ou 30 périodes/seconde; elles sont très facilement observables à l'oscillographe mais disparaissent entièrement dans un amplificateur courant.

De même, l'extrême aigu est parfois désagréablement modulé par certaines stations où correspond aussi à un bruit de fond exagéré.

Mais on peut éviter ces inconvénients dus... à la trop grande qualité, en agissant dans le sens convenable sur les réglages R3 et R4.

La mise au point d'un tel amplificateur n'offre pas de grandes difficultés. Sous prétexte qu'il existe encore une réserve d'amplification, il ne faudrait pas vouloir cependant pousser plus loin le facteur de réaction. En effet, dans le modèle que nous utilisons, lorsqu'on réduit R1 à 180 ohms

environ, la caractéristique compensée prend l'allure de la courbe pointillée (fig. 41). Il y a exagération manifeste de l'extrême grave, ce qui, en soi, ne serait pas mauvais avec certains hauts-parleurs. Mais quand $R1 = 170$ ohms environ, l'amplificateur se met à osciller à une fréquence de 2 à 3 périodes/seconde... C'est ce qui explique l'allure montante de la courbe pointillée: la réaction a tendance à devenir trop positive.

On fait cesser le défaut en mettant C2 en circuit, mais la compensation progressive n'est plus possible puisqu'il faut maintenir C2.

Le même amplificateur peut être uniquement équipé avec des triodes. On remplace EL6 par EBC3, — on peut laisser les mêmes valeurs de résistance. Le gain en tension, en l'absence de contre-réaction, passe de 270 à 30 environ. La mise au point est plus facile, mais le facteur de réaction (— r G) est naturellement réduit dans les mêmes proportions que le gain.

En particulier, l'action des dispositifs compensateurs devient beaucoup moins efficace.

CONCLUSION

Nous pourrions en rester là. D'après les résultats que nous avons cités, après les courbes que nous avons publiées, le principe de la contre-réaction est d'un intérêt considérable. On peut prévoir qu'il deviendra rapidement d'une application courante, même dans les récepteurs ou amplificateurs les plus modestes.

Ses possibilités d'emploi sont absolument générales. Ce serait vouloir les restreindre singulièrement que d'en recommander l'emploi seulement pour les tubes pentodes de puissance ou pour un seul étage.

On fera appel à ces nouveaux procédés chaque fois que, dans un amplificateur, on voudra :

- a) Réduire la distorsion ;
- b) Augmenter la bande des fréquences transmises ;
- c) Se réserver la possibilité d'amplifier plus ou moins certaines bandes de fréquences ;
- d) Obtenir un déphasage pratiquement nul entre l'entrée et la sortie ;
- e) Eviter les résonances d'un haut-parleur.

On peut conclure de cela que le principe extrêmement fécond de la contre-réaction trouvera son application non seulement dans les amplificateurs de radio, mais encore dans ceux de la télévision, ceux du cinéma et, enfin, les amplificateurs de mesure.

Il est certain que la contre-réaction ne peut absolument rien contre les distorsions déjà présentes dans les tensions soumises à l'entrée de l'amplificateur. Si le récepteur a une détection défectueuse, il ne faut pas compter sur la contre-réaction pour remettre tout en ordre. Si la modulation de la station que vous écoutez est mauvaise, votre amplificateur n'y peut rien...

Il va sans dire que, pour mettre en lumière leur qualité de reproduction, les amplificateurs à contre-réaction exigent des hauts-parleurs d'une impeccable qualité, capables de reproduire *réellement* une bande considérable de fréquence. Or, de tels hauts-parleurs existent, mais il ne sont pas légion...

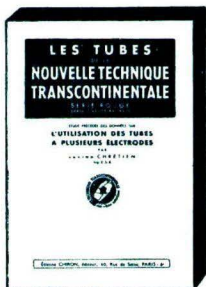
Des lecteurs diront sans doute : *Tout cela est parfait, mais ni les chiffres ni les courbes n'ont pour moi un sens précis. J'utilise un amplificateur sans contre-réaction qui me semble assez bon. En admettant que j'y ajoute ce perfectionnement, quelle différence auditive pourrai-je constater ?*

A cette légitime question, nous pouvons répondre nettement et sans ambage : la différence entre l'amplificateur sans réaction et le même amplificateur avec réaction est absolument frappante ; elle peut sauter aux oreilles des auditeurs les moins avertis. Le timbre des instruments devient frappant de couleur et de vérité ; les contours musicaux cessent d'être dans la brume et apparaissent en pleine lumière ; il y a la même différence qu'entre un mauvais Chromo et la vraie *Joconde* de Léonard de Vinci...

LUCIEN CHRETIEN.

TABLE DES MATIÈRES

Chapitre I. — Défauts des amplificateurs	7
— II. — Utilisation de la Réaction	13
— III. — Applications. Généralités	35
— IV. — Application à un tube final	41
— V. — Application à des tubes en cascade..	55
— VI. — Les dispositifs correcteurs	75
— VII. — Description d'un amplificateur à contre réaction et à haute fidélité ..	83
Conclusions	91



LES TUBES DE LA NOUVELLE TECHNIQUE TRANSCONTINENTALE

Série rouge — Série 2 v. Batterie
par Lucien CHRETIEN, Ing. E.S.E.

TABLE DES MATIERES

L'UTILISATION DES TUBES A PLUSIEURS ELECTRODES

- Chapitre I^{er}. — Les limites de fonctionnement des tubes à plusieurs électrodes.
Chapitre II. — Etude de l'amplification à haute fréquence.
Chapitre III. — Amplification moyenne fréquence.
Chapitre IV. — Le changement de fréquence.
Chapitre V. — La détection et la régulation.
Chapitre VI. — L'amplification à basse fréquence et l'amplification finale.

DONNEES TECHNIQUES SUR LES TUBES

1^o Série rouge

- EF 5. — Penthode HF sélectode. Amplification HF et MF avec réglage autom.
EF 6. — Penthode HF à pente fixe. Amplification HF, MF et BF. Détection.
EK 2. — Octode oscillatrice-modulatrice. Changement de fréquence.
EB 4. — Duo diode à deux cathodes séparées. Détection-régulation.
EBC 3. — Duo diode triode. Détecteur. Régulation. Amplification.
EL 2. — Penthode de sortie. Puissance utile: 3,6 watts.
EL 3. — Penthode de sortie. A pente élevée, puissance utile: 4,4 watts.
EL 5. — Penthode de sortie. A pente élevée, puissance utile: 7,7 watts.
EZ 2. — Redresseur biplaque. 2×350 v. pour 60 m. A.
EZ 3. — Redresseur biplaque. 2×400 v. pour 100 m. A.
EZ 4. — Redresseur biplaque. 2×400 v. pour 175 m. A.
EM 1. — Trèfle cathodique. Accord visuel.

2^o Nouvelle série 2 volts pour batteries

- KF 3. — Penthode MF sélectode. Amplification HF et MF avec réglage autom.
KF 4. — Penthode HF. Amplification HF, MF, BF. Détection.
KK 2. — Octode. Changement de fréquence.
KBC 1. — Duo diode triode. Détection. Amplification BF.
KB 2. — Duo diode. Chauffage indirect.
KL 4. — Penthode de sortie. Puissance utile: 0,4 watt en cl. A.

Série 4 volts alternatif

- AD 1. — Triode de sortie. Chauffage direct. Puissance dissipée: 15 watts.

Un beau volume de 225 pages. Prix : 20 fr. — Franco 21.50

Les nouveaux abonnés de trois ans de la « T.S.F. pour Tous » peuvent recevoir GRATUITEMENT ce volume

Demander le prospectus spécial.

VIENT DE PARAITRE :

L. CHRETIEN et P.-L. COURIER

ing. E. S. E.

ing. A. E. M.

LES COLLECTEURS D'ONDES

ANTENNES ET DESCENTES ANTIPARASITES

Tout ce que le sans-filiste et le technicien de la radio doivent connaître de l'établissement de l'antenne et des antiparasites

Un volume illustré de 59 figures. Prix : 12 francs, franco 13 francs

P.-L. COURIER et BRAMERIE

LES BOBINES A NOYAU MAGNÉTIQUE

I. Historique. — II. Le fer droisé. — III. — Propriétés générales des bobines à noyau magnétique. — IV. Fabrication. — V. Bobines à noyau solide. — VI. Fabrication des bobines. — VII. Le Ferrocarril. — VIII. Essais et mesures. — IX. Montages. — X. Différents procédés de réglage.

Tableaux caractéristiques des fils de cuivre pour bobinages (petite et grande sections)

Un volume Prix : 8 francs, franco 9 francs.

Tous les abonnés de trois ans de la « T.S.F. pour Tous » peuvent recevoir GRATUITEMENT ce volume

EXTRAIT DU CATALOGUE

Automobile

LE NOUVEAU CODE DE LA ROUTE EXPLIQUE. (Textes officiels; tableau en couleurs de la nouvelle signalisation des routes; guide illustré du candidat au permis de conduire).....	7 >
MINISTÈRE DES TRAVAUX PUBLICS. LE CODE DE LA ROUTE. Textes officiels	4 >
DARMAN. — Guide du candidat au permis de conduire les automobiles	6 >
RAZAUD. — A. B. C. de l'automobile	12 >
— Nouveau manuel de l'automobiliste	24 >
— Les pannes d'automobile Nouvelle édition	2 >
PICARD. — L'Auto sans Chauffeur	1 >
ROSALDY et TOUVY. — L'équipement électrique des automobiles.	20 >
ROSALDY et TOUVY. — L'allumage Delco	20 >
GORY et GIELFRICH. — L'équipement électrique expliqué	12 >
GORY et GIELFRICH. — Comment soigner votre accumulateur	12 >
PERCHERON. — La magnéto d'automobile	20 >
APOLIT. — A.B.C. du carburateur	8 >
— Les Carburateurs modernes	30 >

Couture

BERTRAND. — Pour faire soi-même un trousseau une layette ...	12 >
PETIT. — Manuel pratique de couture et montage des vêtements .	12 >
— La coupe des vêtements pour hommes et garçonnets.....	20 >
— La coupe des vêtements pour dames et fillettes	20 >

Divers

DION (Dr.). — Grammaire du bridge	24 >
AZARIAN. — A.B.C. du bridge	12 >
MARON. — Mémo-Bridge	12 >
OLLEON. — Rituel du Bridge	8 >
CAHEN. — Les secrets du Bridge	24 >

Jeux et Education Physique

BRUEL (Mlle). — 400 jeux pour jeunes filles et enfants	15 >
— 150 nouveaux jeux pour jeunes filles et enfants	12 >
— 70 jeux de balle et ballon pour tous	12 >
FELDENKRAIS. — Manuel pratique de Jiu-Jitsu	18 >
Mag. VINCELO. — Femme, cultive ton corps	12 >
BELLEFON ET MARUL. — Méthode française d'éducation physique.	18 >

Photographie et Dessin

GERARD. — Comment on débute en photographie	7 50
— Comment on retouche un cliché photographique	7 50
— Comment on retouche un agrandissement photographique	7 50
BOLL (A.). — La perspective expliquée	6 >

Electricité

MICHEL. — Pour poser soi-même la lumière électrique	12 >
— Pour poser soi-même les sonneries	9 >
— Pour poser soi-même les téléphones privés	9 >

Ajouter 10 % pour envoi franco contre mandat adressé à l'éditeur

Catalogue complet franco sur demande