

ABC DE L'OSCILLOGRAPHHE (1)

PRINCIPE DES AMPLIFICATEURS

Par Roger DAMAN, Ingénieur E. S. E.

Dans notre dernier article nous avons examiné quelles conditions doivent remplir les amplificateurs. Ces conditions sont nombreuses, complexes et quelque peu contradictoires.

Ce qu'il faut, évidemment, c'est que l'amplificateur respecte parfaitement « la forme » des signaux qui sont appliqués à l'entrée puisque l'oscillographe est essentiellement un appareil destiné à reproduire des formes...

Or, nous avons montré que cette nécessité se traduisait par des difficultés de réalisation beaucoup plus grandes que dans d'autres cas, comme en basse fréquence, par exemple.

Il faut, en effet, éviter la « distorsion de phase ». C'est un type de déformation dont on ne se préoccupe guère et qui joue, cependant, un rôle considérable.

Nous avons montré que, pour reproduire correctement « une tension rectangulaire » sur l'écran d'un oscillographe, il fallait prévoir une reproduction des fréquences beaucoup plus basses et beaucoup plus élevées que la fréquence nominale de la tension rectangulaire.

En effet, la reproduction du « flanc » de la tension rectangulaire exige une très bonne reproduction des fréquences les plus élevées. Il y a une relation directe entre la fréquence limite supérieure (ou quadrante) et le « temps de montée ».

La reproduction du « plateau » de la tension rectangulaire dépend essentiellement de l'aptitude de l'amplificateur à reproduire les fréquences les plus basses.

Il s'agit maintenant de traduire tout cela dans le domaine de la réalisation.

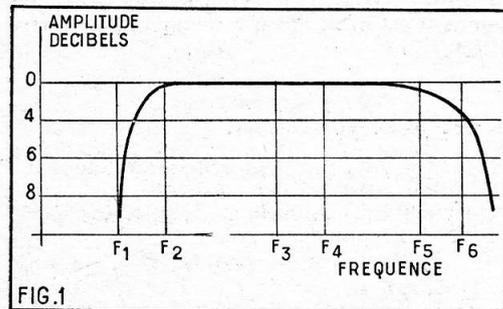


FIG. 1. — Bien que très régulière cette courbe n'est pas parfaite. La reproduction des signaux ne sera très bonne qu'entre F2 et F5.

Relation entre la courbe de fréquence et la courbe de phase.

Dans l'article du mois dernier nous avons défini la phase ainsi que son autre aspect : le temps de transit dans l'amplificateur. Mais nous n'avons donné aucun moyen de mesurer ces grandeurs. Il faut disposer pour cela d'un matériel spécial qu'on ne trouve pas encore couramment dans tous les laboratoires. Il faut d'ailleurs souhaiter que ce matériel soit bientôt mis à la disposition des usagers car les indications qu'il permet de mesurer sont de la plus haute importance.

En revanche, les laboratoires les plus modestes peuvent facilement permettre

le relevé de la caractéristique de fréquence. D'après ce que nous avons expliqué plus haut, il y a nécessairement une relation entre la courbe de transmission en fréquence et celle qui concerne la phase.

C'est très simple. Une courbe de transmission parfaitement horizontale correspond nécessairement à une courbe de phase de fréquence parfaite. Toute variation de pente dans la courbe de fréquence correspond à une perturbation dans la courbe de phase.

Quelques exemples sembleront sans doute plus clairs à nos lecteurs. Examinons, par exemple, la courbe de transmission reproduite sur la figure 1. Elle est à peu près parfaitement horizontale entre les fréquences F2 et F5. Dans cet intervalle

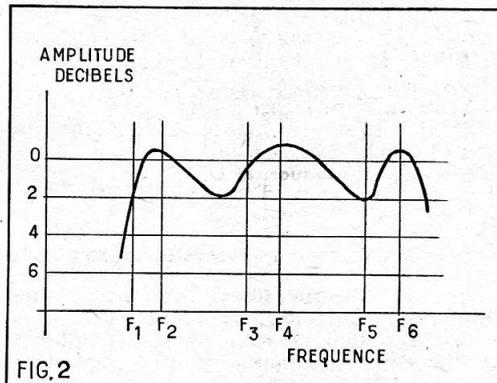


FIG. 2. — Cette courbe de fréquence, peut paraître très étendue. Les variations qu'elle révèle auront des conséquences désastreuses : il y aura beaucoup de distorsion de phase.

de fréquence, la reproduction de la forme des signaux sera sans aucun doute excellente. Toutefois, si ces signaux comportent des composantes dont les fréquences sont comprises entre F1 et F2 et entre F5 et F6, il y aura des déformations importantes. En effet, dans ces deux bandes de fréquence la pente de la caractéristique varie brutalement.

La courbe représentée sur la figure 2 correspond à un amplificateur qui donnerait sans aucun doute de très mauvais résultats. On pourrait supposer que, dans l'ensemble, la bande passante est plus grande. En pratique on observera des déformations considérables. Tout changement de signe de la pente se traduit par une forte perturbation de la caractéristique de phase et, par conséquent, par des déformations considérables.

Au contraire, si l'on examine maintenant la courbe de la figure 3, elle peut, a priori, paraître correspondre à une bande passante insuffisante, et en tous cas, bien plus faible que celle de la courbe représentée sur la figure 1. Et cependant, les résultats pratiques seront certainement meilleurs. On constate qu'il n'y a aucune variation brutale de pente — la courbe présente une allure « Gaussienne » caractéristique.

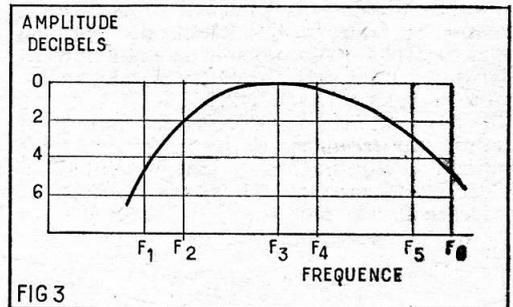


FIG. 3. — Cette courbe peut paraître moins parfaite que celle de la figure 2. Elle donnera cependant de meilleurs résultats car il n'y a pas de variation brutale de la pente.

Une courbe de Gauss, ou courbe « en cloche » (fig. 4) est un type de caractéristique qui apporte une très faible distorsion de phase.

On notera que tout ce qui précède s'applique sans aucune modification aux amplificateurs de vidéo-fréquence utilisés en télévision.

ÉTAGE AMPLIFICATEUR A RÉSISTANCE

Transmissions des fréquences basses.

Quand il s'agit de couvrir une très large bande de fréquence, il faut utiliser la liaison

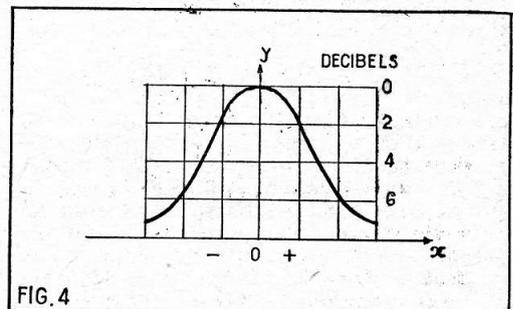


FIG. 4. — Courbe « en cloche » ou de Gauss. Les courbes de résonance font partie de cette famille.

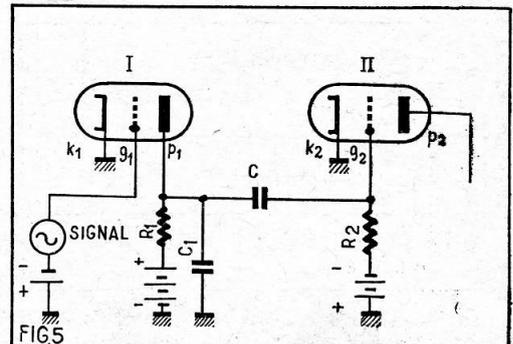


FIG. 5. — Schéma d'un étage classique utilisant le couplage pour résistance. C1 représente les inévitables capacités parasites. On a supposé que la polarisation était fournie par des sources séparées.

(1) Voir les nos 169 et suivants de Radio-plans.

par résistance. Nous en représentons le principe bien connu de nos lecteurs sur la figure 5. Le montage est, si l'on peut dire, ramené à sa plus simple expression puisque nous avons supposé qu'il s'agissait d'un tube triode (donc, sans électrodes supplémentaires) dont la polarisation était fournie par des batteries ou sources séparées.

Nous nous bornerons à citer des résultats. Ceux de nos lecteurs qui désireraient les démonstrations pourraient se reporter à *Théorie et Pratique de la Radio-électricité*, de L. Chrétien, ou, du même auteur au *Cahier d'Agent Technique sur l'Amplification à vidéo-fréquence* publié par les éditions Chiron.

Dans un montage comme celui-là, ce qui limite l'amplification à basse fréquence, c'est le fait que le condensateur C présente une impédance de plus en plus grande quand la fréquence devient de plus en plus petite. La diminution de gain devient sensible quand cette impédance est comparable à la résistance R2.

D'une manière plus précise on peut définir une *fréquence limite inférieure*, pour laquelle la diminution de gain atteint 3 dB (c'est-à-dire environ 71 % en tension) et qui est donnée par

$$F_{\text{obf}} = \frac{1}{6,28 R_2 C}$$

Cette formule simple est exacte, à condition que la résistance R2 soit beaucoup plus grande que R1.

Cette *fréquence limite* est nommée par certains auteurs : *fréquence quadrantale inférieure* parce qu'elle correspond précisément à un déphasage de 45 degrés entre la tension d'entrée et la tension de sortie. Cet écart de phase constitue précisément la distorsion de phase dont il a déjà été question. Il faut ajouter que si l'on peut accepter une perte de gain de 3 dB, un écart de phase de 45 degrés est tout à fait inadmissible dans un amplificateur de qualité.

Prenons un exemple pour fixer les idées.

Admettons C = 0,01 μF (ou 10 000 pF)
R2 = 500 000 Ω.

La fréquence limite sera :

$$\frac{1}{6,28 \times 500\,000 \times 0,01 \times 10^{-6}}$$

ce qui fait environ 32.

A 32 Hz, l'atténuation sera donc de 3 dB. Mais si nous voulons obtenir une caractéristique de phase acceptable, il faudrait adopter une fréquence limite inférieure environ dix fois plus basse. D'ailleurs, si l'on trace la courbe de réponse de l'amplificateur figure 6, on note immédiatement qu'elle rejoint pratiquement l'horizontale pour une fréquence qui est pratiquement dix fois plus élevée que la fréquence limite. Et cela confirme le fait qu'il faut bien calculer l'amplificateur avec un coefficient de sécurité qui représente un facteur de 10.

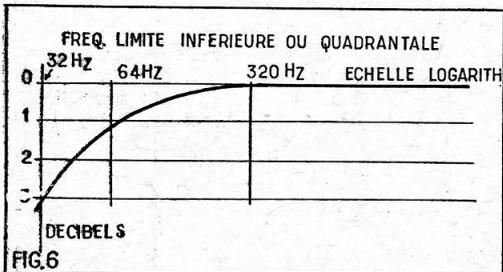


FIG. 6. — Ce n'est que pour une fréquence dix fois plus élevée que la fréquence limite inférieure (ou quadrantale) qu'on peut considérer la courbe du gain comme étant horizontale (et par conséquent que l'amplificateur ne produit plus de distorsion de phase).

Transmissions de fréquences élevées.

Quand la fréquence est basse, la charge du tube 1 est exclusivement constituée par la résistance R1, L'influence du condensateur C1 est nulle parce que son impédance est beaucoup plus grande que la résistance R1.

Mais la fréquence devenant plus élevée, l'impédance de C1 devient comparable à celle de R1. Nous sommes en présence de deux impédances en parallèle et l'impédance résultante devient plus faible que la plus faible des deux...

Comme précédemment, on peut définir une certaine fréquence qui sera ici la *fréquence limite supérieure* — ou *fréquence quadrantale supérieure*, dont la valeur est donnée cette fois par :

$$F_{\text{ohf}} = \frac{1}{6,28 R_1 C_1}$$

et qui correspond à une atténuation de gain de 3 dB, ainsi qu'à un déphasage de 45 degrés.

On peut transposer exactement tout ce qui a été indiqué plus haut. Remarquons cependant que, dans le cas présent, C1 peut ne pas être constitué par un condensateur au sens matériel du terme. Même en l'absence de ce condensateur, la capacité parasite C1 n'est pas nulle, elle est constituée par la capacité de sortie du tube 1, la capacité d'entrée du tube 2, les capacités inévitables des supports de tube, des éléments et du câblage.

En prenant les précautions les plus minutieuses, en choisissant les supports de tubes, et en étudiant la disposition, il est difficile d'arriver à une valeur de C1 inférieure à 20 pF, c'est-à-dire à 20×10^{-12} F. Comme tout à l'heure, choisissons un exemple pour fixer les idées.

Prenons R1 = 50 000 Ω.

C1 = 20 pF.

Comment faire pour élargir la bande passante.

Un tel amplificateur, présentant une bande utile de fonctionnement s'étendant de 320 à 32 000 Hz sera considéré comme tout à fait insuffisant pour la plupart des applications. Il faut donc trouver le moyen d'étendre cette largeur de bande. Les formules simples qui ont été données plus haut nous permettent de comprendre

Amélioration de la transmission des fréquences basses.

Augmenter la constante de temps CR2, c'est augmenter la valeur de C, ou celle de R2, ou celle des deux éléments.

Nous sommes très rapidement limité du côté de R2. Le constructeur du tube électronique II nous impose une limite supérieure et celle-ci est beaucoup plus basse quand il s'agit d'une polarisation fixe, comme sur la figure 5.

Cette valeur maximale dépend aussi de l'amplitude des signaux qu'il s'agit d'amplifier.

Elle ne dépasse généralement pas 1MΩ et pour certains tubes de puissance, elle est de l'ordre de 300 000 Ω.

Il semble qu'on puisse plus facilement augmenter la valeur de C. C'est encore une illusion. En effet, il n'existe pas de condensateur parfait. Le schéma équivalent d'un condensateur peut être représenté comme nous l'indiquons sur la figure 8.

Les résistances RS et Rp représentent les pertes de différentes natures, Rp explique pourquoi un condensateur ne reste pas indéfiniment chargé.

Si le condensateur est utilisé comme élément de liaison (voir fig. 5) il est certain qu'une tension positive sera appliquée

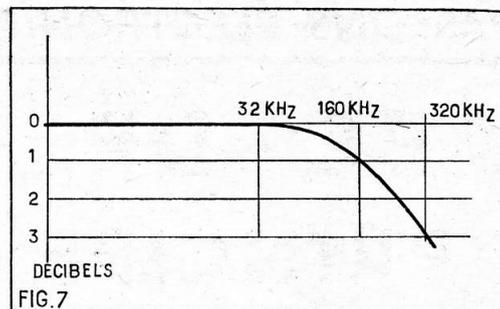


FIG. 7. — Ce n'est que pour une fréquence dix fois plus basse que la fréquence limite supérieure (ou quadrantale) qu'on peut considérer la courbe du gain comme étant horizontale (et par conséquent que l'amplificateur ne produit plus de distorsion de phase).

Le calcul donne :

$$F_{\text{ohf}} = \frac{1}{6,28 \times 50\,000 \times 20 \times 10^{-12}}$$

$$= \frac{1}{6,28 \times 10^{-6}}$$

$$= 320\,000 \text{ Hz.}$$

Cette valeur élevée pourrait nous incliner à l'optimisme. Mais il faut naturellement faire les mêmes réserves que pour les fréquences basses. Cette fois, la courbe de réponse se présenterait comme nous l'indiquons sur la figure 7.

La limite vraiment utile des fréquences ne sera pas 320 kHz, mais 32 kHz. Jusqu'à cette limite, on pourra considérer que la distorsion de phase est faible.

Une atténuation de 1 dB correspond à une fréquence de 100 kHz, ce qui est la moitié de 320.

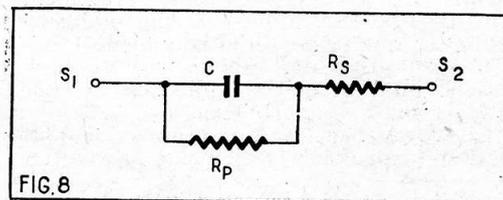
ce qu'il faut faire. En théorie, c'est très simple : il faut augmenter le produit CR2 (qui est une constante de temps) et diminuer le produit C1 R1 (qui est une autre constante de temps). En pratique — nous devons nous attendre à rencontrer quelques difficultés.

sur la grille g_2 par l'intermédiaire de Rp. Cela n'aurait que peu d'inconvénients si cette résistance était bien définie. Ce n'est pas toujours le cas.

Il est, d'autre part, certain, qu'à qualité équivalente, la valeur de cette résistance parallèle Rp est inversement proportionnelle à la capacité du condensateur. Si je remplace un condensateur de 0,01 μF par un condensateur de 0,02 μF, c'est exactement comme si j'utilisais deux condensateurs de 0,01 μF en parallèle. Dans ce cas, les deux résistances Rp sont en parallèles et la valeur équivalente est divisée par deux.

Ne peut-on pas tourner la difficulté

FIG. 8. — Schéma équivalent d'un condensateur réel.



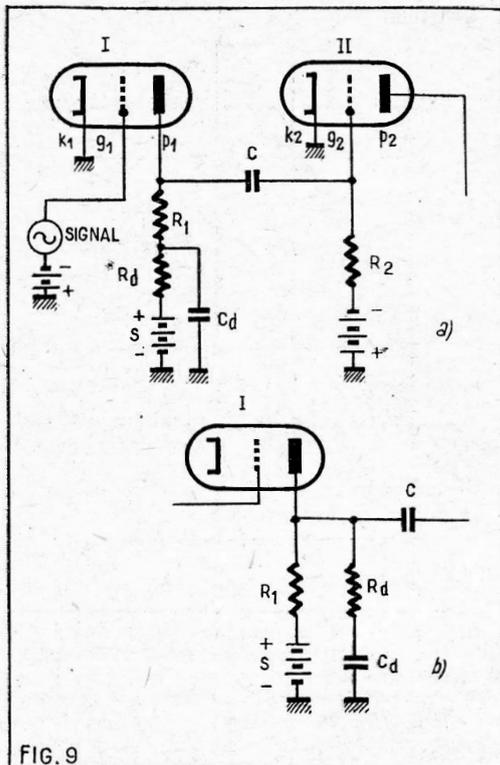


FIG. 9

FIG. 9 a. — Dispositif permettant de compenser la chute de gain vers les fréquences basses et, par conséquent, de corriger la variation de phase.

b) Une variante souvent beaucoup plus intéressante parce que R_d n'est pas traversée par le courant anodique du tube.

en utilisant un condensateur de liaison de plus grande valeur, mais de meilleure qualité ?

Cette solution est loin d'être parfaite... Elle conduit en effet à utiliser un condensateur de plus grand volume.

En effet, un condensateur présentant une meilleure résistance parallèle, c'est un condensateur dont le diélectrique est plus épais. Pour obtenir la même valeur de capacité, il faut augmenter le volume du condensateur.

Or, si nous augmentons le volume de C , nous augmentons, par le fait même, la grandeur de la capacité parasite C_1 ... et en voulant améliorer la transmission des fréquences graves, nous risquons de compromettre la reproduction des fréquences élevées...

La meilleure solution est donc encore de s'en tenir à des valeurs raisonnables.

Amélioration de la transmission des fréquences élevées.

De ce côté, la situation est encore plus difficile à redresser que du côté des fréquences basses. Il s'agit, en effet, de diminuer la constante de temps $R_1 C_1$. Or nous avons déjà indiqué plus haut que C_1 n'était généralement pas constituée par un condensateur matériel, mais qu'il s'agissait d'un ensemble de capacité parasites dont certaines sont irréductibles. Quand nous aurons amené à leur valeur minimale les capacités réductibles, il ne nous restera plus qu'à considérer l'autre terme du produit, c'est-à-dire R_1 .

Cette fois encore : nous ne sommes pas libres. En effet — c'est R_1 qui détermine le gain de l'amplificateur. Celui-ci est pratiquement égal à $s \times R_1$, s étant la pente du tube amplificateur. Or nous

avons déjà précisé qu'il fallait prévoir un gain assez élevé. C'est cependant la seule ressource que nous ayons.

Il nous faudra donc choisir des tubes présentant une pente assez élevée si nous voulons conserver une valeur suffisante pour le gain.

Correction de phase pour les fréquences basses.

On peut avoir recours à des dispositifs simples qui permettent de corriger la caractéristique de fréquence — et par conséquent celle de phase — aux fréquences basses. Nous donnons l'exemple de la correction pour découplage sur la figure 9 a.

Le mécanisme de correction est facile à analyser. Le système comporte une simple résistance R_d en série avec la charge. Cette résistance est découplée par le condensateur C_d . Il est évident que le fonctionnement de l'amplificateur n'est pas modifié aussi longtemps que l'impédance du condensateur C_d est beaucoup plus faible que R_d . Cette résistance est pratiquement mise en court-circuit par le condensateur et la charge effective du tube est tout simplement constituée par R_1 . Le dispositif apporte l'avantage supplémentaire d'éviter les couplages parasites pouvant avoir leur origine dans la source de tension anodique S .

Quand la fréquence baisse, l'impédance de C_d augmente. Ce condensateur ne peut donc plus être considéré comme un court-circuit. La charge effective du tube est alors constituée par R_1 en série avec l'ensemble C_d, R_d dont l'impédance augmente avec la fréquence.

L'augmentation d'impédance de charge a pour conséquence une augmentation de gain. Si les éléments sont judicieusement déterminés, on peut obtenir une prolongation de la partie horizontale de la courbe de transmission du côté des fréquences les plus basses. On peut même obtenir une « sur-correction », c'est-à-dire obtenir une augmentation du gain du côté des fréquences basses.

Nous avons représenté sur la figure 10 les modifications qu'il est possible de faire

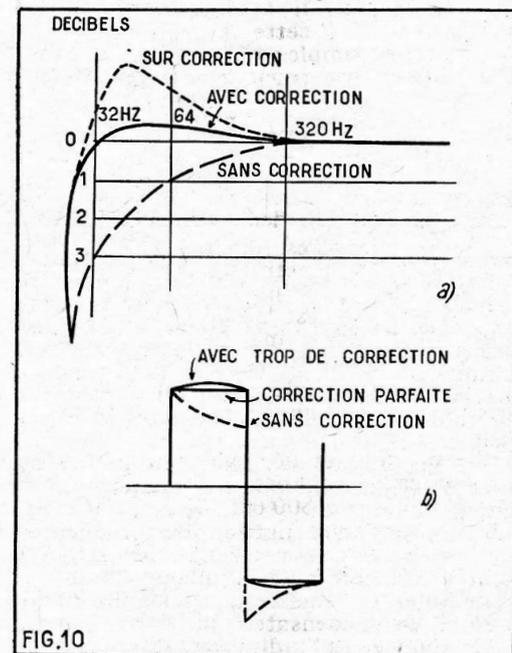


FIG. 10

FIG. 10. — Effet produit par les dispositifs représentés sur la figure 9.

a) Sur la courbe de fréquence.
b) Sur une tension rectangulaire, il faut d'ailleurs noter que la correction parfaite ne peut être obtenue que pour une seule fréquence.

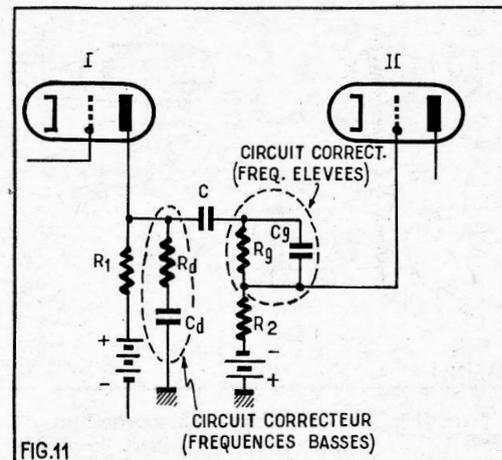


FIG. 11

FIG. 11. — Dispositif permettant de compenser la chute de gain pour les fréquences élevées.

subir à la courbe de transmission d'un amplificateur.

Il va sans dire que l'amélioration apportée à la caractéristique de fréquence s'accompagne d'une amélioration parallèle à la caractéristique de phase. Cela se traduit par une déformation beaucoup moins apparente des « signaux rectangulaires » — c'est ce qui a été indiqué sur la figure 10 b.

Variante du procédé.

Le système de correction de phase représenté sur la figure 9 n'est pas sans inconvénient. En particulier, la résistance R_d amène une chute de tension d'autant plus importante qu'elle est de valeur plus élevée. Or, pour que la correction soit parfaitement efficace, il est nécessaire que R_d soit d'une valeur nettement plus grande que R_1 ...

La variante indiquée figure 9 b ne présente pas ce défaut. La raison en est évidente : R_d n'est pas traversée par le courant anodique du tube 1.

Le fonctionnement s'explique à peu près de la même manière, ou, plus exactement d'une manière symétrique. L'impédance de C_d devenant négligeable aux fréquences élevées, il en résulte que l'impédance de charge est constituée par R_1 en parallèle avec R_d .

Quand la fréquence devient très basse, la résistance R_d est pratiquement et progressivement mise hors circuit et la charge est uniquement constituée par R_1 .

Correction de la phase pour les fréquences élevées.

On peut aussi utiliser un procédé analogue pour étendre la courbe de transmission du côté des fréquences élevées et améliorer ainsi la caractéristique de phase.

Considérons, par exemple, le montage représenté sur la figure II.

La tension disponible entre les extrémités de la charge n'est pas transmise directement à la grille, mais par l'intermédiaire d'un dispositif potentiométrique comportant deux résistances R_g et R_2 dont la première est shuntée par un condensateur C_g .

La valeur de ce dernier est déterminée pour que son impédance soit notable aux fréquences moyennes et basses. Il en résulte, par conséquent, que la grille ne reçoit qu'une fraction de la tension disponible entre les extrémités de la charge. Ainsi se trouve fixé le gain correspondant aux fréquences basses et moyennes. Pour les fréquences très élevées, l'impédance du condensateur C_g devient négligeable. Tout se passe comme si la branche R_g du diviseur de tension était mise en court-circuit.

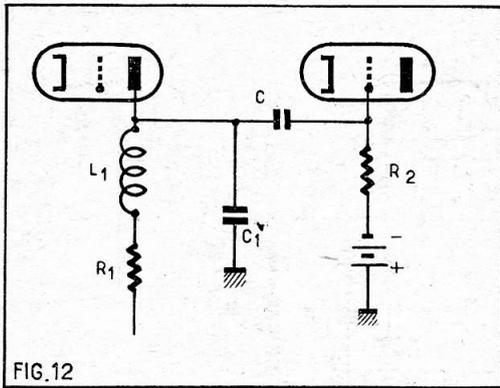


FIG. 12. — Un dispositif permettant de corriger la diminution de gain pour les fréquences élevées.

Dans ces conditions la grille du tube II reçoit la totalité de la tension disponible entre les extrémités de la résistance de charge.

En déterminant convenablement les choses, on peut faire en sorte que — dans une certaine gamme — cette augmentation de gain compense la diminution qu'apporte par ailleurs, la présence des capacités parasites.

L'emploi de ce système peut naturellement être combiné avec celui d'un système correcteur agissant du côté des fréquences basses. C'est ce que nous avons indiqué sur le croquis de la figure II.

Quelques remarques.

1. Nous n'avons considéré que les causes d'atténuation les plus évidentes et les plus importantes. Il en existe d'autres. Par exemple : les défauts de découplage quand on utilise une polarisation automatique par résistance de cathode, la contre-réaction d'écran quand l'amplificateur est équipé d'un tube penthode, etc...

Les moyens que nous avons décrits permettent de corriger toutes les atténuations.

2. On peut noter que les moyens de correction décrits agissent, en réalité en abaissant le gain pour les fréquences moyennes et en ramenant celui-ci à la valeur qui correspond à la fréquence limite que l'on désire atteindre. Il en résulte que le gain maximal fourni par l'amplificateur sera d'autant plus réduit que la bande passante qu'on désire obtenir sera plus large.

Nous retrouvons une fois de plus l'opposition bien connue entre largeur de bande et valeur du gain.

3. Il existe des moyens de compensation qui ne correspondent pas à une réduction du gain obtenue pour les fréquences moyennes. C'est, par exemple, la correction par inductance. Celle-ci peut se disposer de différentes manières. Le montage que nous indiquons figure 12 est le plus simple.

Pour les fréquences moyennes et basses, la réactance de l'inductance L1 est absolument négligeable par rapport à la résistance R1. Elle n'a donc aucune action. La valeur de gain est celle qui est déterminée par la grandeur de R1. La présence de L1 ne modifie pas la valeur du gain.

Aux fréquences élevées, la réactance d'auto-induction de L1 devient comparable à celle de R1.

L1 et C1 constituent un circuit accordé dont l'impédance croît pour les fréquences voisines de la résonance.

Cet effet, s'il est bien calculé, peut compenser l'effet inverse apporté par la présence de C1. Ainsi la courbe de transmission peut être notablement prolongée du côté des fréquences élevées.

En régime transitoire ou impulsionnel, le circuit peut présenter des inconvénients le choc électrique fait résonner le circuit R1 L1 C1 sur sa fréquence propre.

On est en présence de phénomènes de sur-oscillation ou dépassement (on dit aussi « overshoot »). L'effet sera immédiatement compris si l'on examine la figure 13.

La présence de l'inductance diminue bien le temps de montée mais elle fait apparaître du dépassement et des phénomènes d'oscillations amorties.

On peut naturellement éviter cela en déterminant judicieusement L1, mais c'est au détriment de l'effet correcteur.

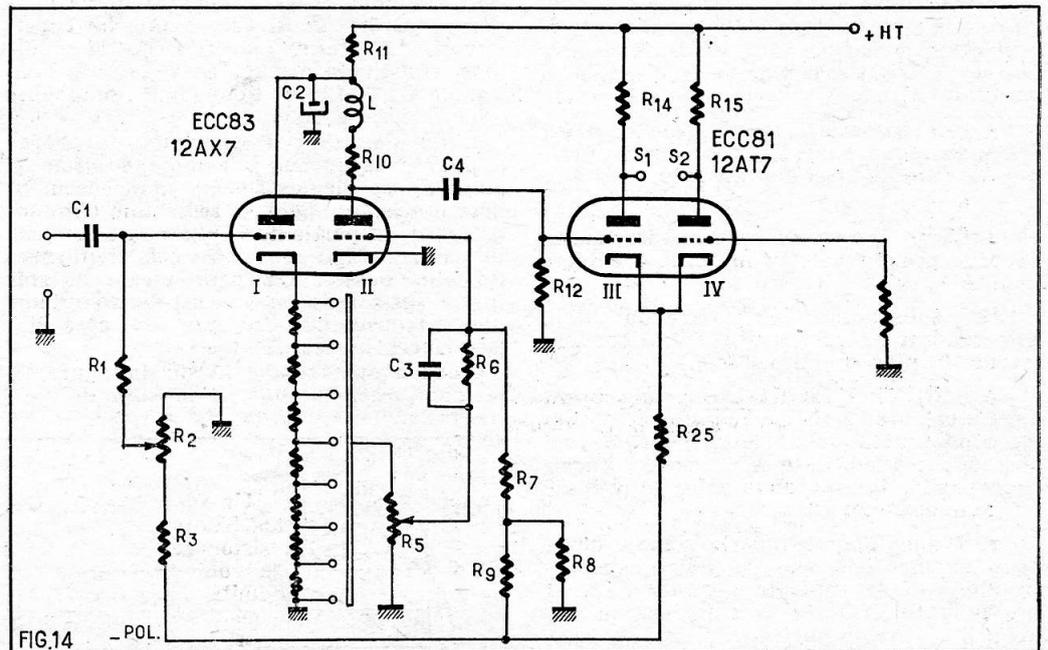
Un exemple d'amplificateur.

Notre propos n'est pas d'entrer dans tous les détails des calcul et de construction d'un amplificateur d'oscillographe. Nous voulons toutefois donner un exemple (fig. 14).

Il s'agit d'un amplificateur très simple qui comporte deux tubes double triode et qui peut être utilisé aussi bien pour la déviation verticale que pour la déviation horizontale.

Le premier élément du tube ECC83 est monté avec la disposition : anode à la

FIG. 14. — Un exemple très simple d'amplificateur d'oscillographe.



masse (ou — si l'on veut : en « cathode-follower ». Le signal est introduit entre grille et masse et recueilli entre cathode et masse. Le gain est inférieur à 1. Le dispositif a cependant ici un intérêt majeur. L'impédance d'entrée est extrêmement grande, si bien que la forme du signal n'est absolument pas perturbée par le fonctionnement de l'appareil.

L'étage suivant est monté normalement avec un réglage du gain par plots (commutateur et progressif (R12). Il y a, toutefois, un dispositif d'égalisation des fréquences élevées constitué pour l'ensemble R13 C3 dont le principe a été expliqué plus haut.

Le tube II fonctionne en amplificateur normal, avec une bobine de correction L.

Le tube ECC81 permet l'attaque symétrique des plaques de déviation. On évite ainsi la distorsion d'amplitude dont les causes ont été étudiées plus haut. Cet étage est auto-déphaseur. Le couplage entre les deux tubes est obtenu grâce à la résistance R25 non découplée, dans la cathode. Ce procédé de déphasage ne serait guère acceptable pour un ampli-

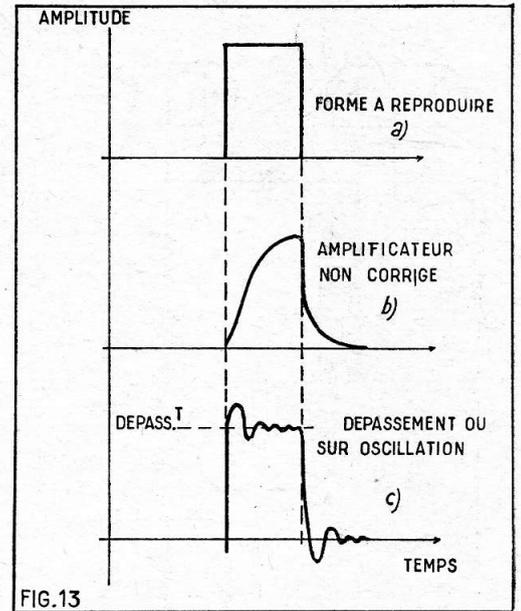


FIG. 13. — b) Effet d'un défaut de reproduction des fréquences élevées sur une tension rectangulaire a).

c) Correction exagérée par le montage précédent. Il y a dépassement ou « overshoot » accompagné d'oscillations parasites amorties.

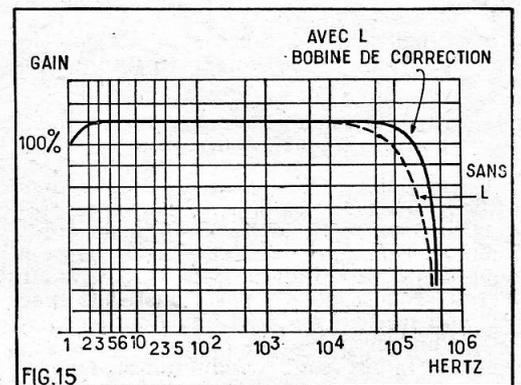


FIG. 15. — Courbe fournie par le montage de la figure 14.

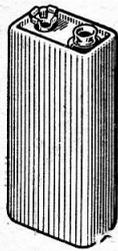
ificateur à haute fidélité. Il est tout à fait suffisant dans le cas présent.

Valeur des éléments :

R1 = 2 000 000 Ω 1/2 W.

(Suite page 56.)

TOUS LES ACCUS CADMIUM-NICKEL



**TOUS USAGES
TOUTES DIMENSIONS**

Poids à partir de 6 gr.

● **DISPONIBLES** ●
DOCUMENTATION CONTRE UNE ENVELOPPE TIMBRÉE

...ET

**POUR VOTRE
TRANSISTOR DE POCHE**

NÉO ACCU PILE 9 volts

RECHARGEABLE

PIÈCE : 5,80 + 2,00 pour frais d'envoi.

**TOUS LES CHARGEURS
POUR BATTERIES**

CONNAISSEZ-VOUS LE NAPPING ?

Exploitation sous licence exclusive.

Le **NAPPING** est une application nouvelle de l'**ELECTRO-MAGNÉTISME** qui permet sans aucune liaison par fil

- de transformer immédiatement n'importe quel récepteur radio, télévision, électrophone, magnétophone, amplificateur à transistors ou à lampes en **ÉMETTEUR**, sans aucune installation spéciale à réaliser, **SANS AUCUNE AUTORISATION A SOLLICITER**;
- d'écouter en **STÉRÉOPHONIE COMPLÈTE** et sans parasites n'importe quel poste;
- d'écouter et de voir la **TELEVISION** sans gêner les voisins ou les enfants endormis;
- d'avoir dans n'importe quelle pièce de votre appartement un ou plusieurs HP supplémentaires mobiles;
- de transmettre partout : la musique, les ordres, les conférences, d'où son utilisation super-économique dans les usines, écoles, chantiers, exploitations agricoles, etc.;
- de surveiller les enfants dans un local éloigné : dortoirs, salles de classe, etc.;
- de sonoriser une salle (ou en plein air) sans installation et sans aucun risque d'accrochage entre haut-parleur et micro
- de télécommander tous genres d'installations. C'est un appareil sûr, insensible aux parasites.
- de réaliser facilement tous systèmes d'antivois.

TOUT UNE GAMME DE RÉCEPTEURS « NAPPING » A TRANSISTORS DEPUIS..... 25 NF + 2,00 NF de port.

Documentation sur demande contre enveloppe timbrée.

TECHNIQUE SERVICE

17, passage Gustave-Lepou - PARIS-XI°
Tél. : ROO. 37-71. **PARKING ASSURÉ**
Métro : Charonne - Autobus : 78-56.
EXPÉDITION : contre mandat ou chèque bancaire à la commande.
C.C.P. 5643-45 PARIS

GALLUS PUBLICITÉ

résistance est relié à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). L'émetteur du SFT153 est également branché au pôle négatif - d'un condensateur électrochimique de 50 μ F type 3 V. Le pôle positif + de ce condensateur électrochimique est relié à une résistance de 10 Ω . Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Le pôle positif + du condensateur électrochimique de 50 μ F/3 V est également relié à une résistance de 82 Ω . Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à une cosse du secondaire du transfo de sortie (GPS1061). La cosse demeurant libre de ce secondaire est reliée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Ces deux dernières connexions constituent le dispositif de contre-réaction. Le collecteur du SFT153 est branché à une cosse du primaire du premier transfo (transfo driver GPC1092). La cosse demeurant libre de ce primaire est directement reliée au pôle négatif de la batterie d'alimentation. Une cosse extrême du secondaire du transfo driver (GPC1092) est branchée à la base du premier WFT121. La cosse extrême demeurant libre du secondaire du transfo driver est reliée à la masse du deuxième SFT121. La cosse centrale du secondaire du transfo driver est branchée à une résistance de 3,9 k Ω . Le fil demeurant libre de cette résistance est directement relié au pôle négatif de la batterie d'alimentation. La cosse centrale du transfo driver, est également branchée à une résistance de 100 Ω . Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Cette résistance est encadrée par une *thermitance* de 100 Ω , type C.I.C.E. mat. 3. Chaque émetteur des deux SFT121 est branché à une résistance de 5,6 k Ω . Les deux fils demeurant libres de ces deux résistances sont reliés à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Le collecteur du premier SFT121 est branché à une cosse extrême du primaire du transfo de sortie (GPS1061). Le collecteur du deuxième SFT121 est relié à la cosse extrême demeurant libre du primaire du transfo de sortie. A une cosse extrême de ce primaire est branché une résistance de 100 Ω . Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à un condensateur fixe type céramique de 0,1 μ F. La cosse demeurant libre de ce condensateur fixe est branchée à la deuxième cosse extrême du primaire du transfo de sortie. La cosse centrale du primaire du transfo de sortie est directement reliée au pôle négatif de la batterie d'alimentation. Les deux cosses du secondaire du transfo de sortie sont connectées au haut-parleur (Audax modèle 1961, type F9V8 à bobine mobile de 2,5 Ω).

L'alimentation négative de la haute fréquence est connectée au point A. La cellule de découplage est commune à la haute fréquence et à la basse fréquence. L'interrupteur du potentiomètre (Pot.) placé immédiatement après la détection, est intercalé sur le pôle positif + de la batterie.

Contre-réaction basse-fréquence.

Dans le cas d'un câblage classique, le dispositif de contre-réaction peut ne pas fonctionner correctement lors des essais. Si un violent accrochage se produit (sifflement ou hurlement strident dans le haut-parleur), c'est que le dispositif de contre-réaction ajouterait une réaction supplémentaire indésirable au lieu de jouer correctement son rôle. Pour que tout rentre dans l'ordre, il n'y a simplement qu'à inverser les connexions du dispositif de contre-réaction, aboutissant au secondaire du transfo de sortie (GPS1061). Remarquez

ABC DE L'OSCILLOGRAPHE

(Suite de la page 26.)

- R2 = 1 000 Ω linéaire au graphite.
R3 = 3 300 Ω 1/2 W.
R4 = 270 000 Ω 1 W.
S1 = 8 résistances de valeurs suivantes :
10 000 Ω 1/4 W.
33 000 Ω .
82 000 Ω .
27 000 Ω .
15 000 Ω .
390 Ω .
100 Ω .
47 Ω .
R5 = linéaire bobiné 5 000 Ω .
R6 = 1 000 000 Ω 1/2 W.
R7 = 100 M Ω 1 W.
R8 = } à déterminer aux essais.
R9 = }
R10 = 15 000 1/2 W.
L = 15 mH.
R11 = à déterminer.
R12 = }
R13 = } 1 M Ω 1/4 W
R14 = }
R15 = } 27 000 Ω 1/2 W.
R25 = 12 000 Ω 1 W.
C1 = 0,5 mF 500 V.
C2 = 50 μ F 350 V.
C3 = 47 000 pF 500 V.
C4 = 0,5 μ F 500 V.

Ces valeurs ne sont évidemment données qu'à titre indicatif.

La courbe de transmission obtenue est reproduite figure 15. On peut constater qu'elle est assez étendue pour permettre des mesures fort utiles dans de nombreux domaines.

Émetteur phonie et graphie

(Suite de la page 43.)

les courants à mesurer sur des douilles bananes, accessibles sur le panneau avant de l'ensemble.

Dans notre réalisation, émetteur, modulateur, alimentation et commandes sont contenues dans un coffret de dimensions assez importantes. Il peut être intéressant de monter séparément chaque élément dans un coffret et de les relier entre eux par des cordons et des prises à plusieurs conducteurs.

A. CHARCOUCHET,
F9RC.

que ceci est également valable pour les autres récepteurs à transistors ou à lampes équipés d'un dispositif de contre-réaction analogue.

Conclusion.

Les circuits imprimés sont-ils plus intéressants que les circuits à câblage classique? En nous plaçant sur le plan strictement « amateur », nous sommes d'avis que c'est affaire de goût personnel, et surtout du temps dont on dispose pour réaliser un montage. Sur le plan industriel, nul doute que les circuits imprimés sont beaucoup plus intéressants que les autres. Un fait demeure certain, c'est que pour réaliser la partie basse fréquence de notre récepteur avec un modèle à circuits imprimés, il n'y a que 5 connexions à faire! La même réalisation en câblage classique en demande plusieurs dizaines! A vous de juger...

Lucien LEVEILLEY.